

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**MODELAGEM E ACIONAMENTO DE DIODOS  
ORGÂNICOS EMISSORES DE LUZ (OLEDs) PARA  
SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

**TESE DE DOUTORADO**

**Vitor Cristiano Bender**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2015**



**PPGEE/UFSM, RS**

**BENDER, Vitor Cristiano**

**Doutor**

**2015**



**MODELAGEM E ACIONAMENTO DE DIODOS ORGÂNICOS  
EMISSORES DE LUZ (OLEDs) PARA SISTEMAS DE  
ILUMINAÇÃO**

**Vitor Cristiano Bender**

Tese apresentada ao Curso de Doutorado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia: Sistemas de Iluminação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Doutor em Engenharia Elétrica**

**Orientador: Prof. Dr. Tiago Bandeira Marchesan**

**Santa Maria, RS, Brasil**

**2015**

Bender, Vitor Cristiano

Modelagem e Acionamento de Diodos Orgânicos Emissores de Luz (OLEDs) para sistemas de Iluminação / Vitor Cristiano Bender.-2015.

263 f.; 30cm

Orientador: Tiago Bandeira Marchesan

Coorientador: Rafael Adaime Pinto

Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2015

1. Engenharia Elétrica 2. Sistemas de Iluminação 3. Diodos Orgânicos Emissores de Luz 4. Conversores a Capacitores Chaveados 5. Modelagem I. Marchesan, Tiago Bandeira II. Pinto, Rafael Adaime III. Título.

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

---

© 2015

Todos os direitos autorais reservados a Vitor Cristiano Bender. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Rua Paulo Beckert, 753. CEP: 98280-000 Bairro: Erica,

Panambi, RS. Fone: (0xx)55 3375 1501; Email: bender.vitor@gmail.com

---

**Universidade Federal de Santa Maria  
Centro de Tecnologia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica**

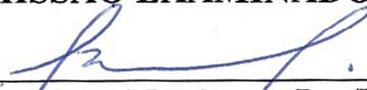
A Comissão Examinadora, abaixo assinada,  
aprova a Tese de Doutorado

**MODELAGEM E ACIONAMENTO DE DIODOS ORGÂNICOS  
EMISSORES DE LUZ (OLEDs) PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

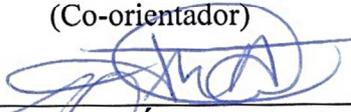
elaborada por  
**Vitor Cristiano Bender**

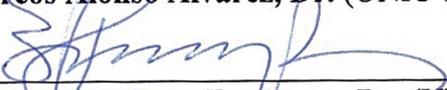
como requisito parcial para obtenção do grau de  
**Doutor em Engenharia Elétrica**

**COMISSÃO EXAMINADORA:**

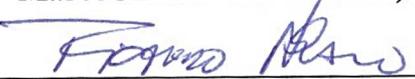
  
\_\_\_\_\_  
**Tiago Bandeira Marchesan, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/Orientador)

  
\_\_\_\_\_  
**Rafael Adáime Pinto, Dr. (UFSM)**  
(Co-orientador)

  
\_\_\_\_\_  
**José Marcos Alonso Álvarez, Dr. (UNIOVI)**

  
\_\_\_\_\_  
**Henrique Antônio Carvalho Braga, Dr. (UFJF)**

  
\_\_\_\_\_  
**Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)**

  
\_\_\_\_\_  
**Ricardo Nederson do Prado, Dr. (UFSM)**

Santa Maria, 26 de agosto de 2015.



*À Deus o Criador,  
por ser o doador e mantenedor da minha vida.*



*À minha esposa Darlize,  
pelo amor, carinho e companheirismo  
demonstrados à cada dia.*



*Ao meu pai, pelo ensino de  
uma profissão, pelo  
gosto por eletricidade e  
pelo exemplo de comprometimento  
e responsabilidade.*



*À minha mãe,  
pelo amor imensurável e  
por sempre acreditar nas  
minhas capacidades.*



*“Todas as coisas cooperam para o bem daqueles que amam a Deus...” Romanos 8:28*



*“A maior necessidade do mundo é a de homens, homens que se não comprem nem se vendam; homens que no íntimo da alma sejam verdadeiros e honestos; homens que não temam chamar o erro pelo seu nome exato; homens, cuja consciência seja tão fiel ao dever como a bússola o é ao polo; homens que permaneçam firmes pelo que é reto, ainda que caiam os céus”.*

*(Ellen G. White, Educação, pg. 57)*



## AGRADECIMENTOS

---

Agradeço a Deus, pelo dom da vida e por me ensinar a viver cada dia da minha vida, me ajudando em meio às dificuldades.

Agradeço a minha esposa Darlize, pelo amor, carinho, cuidado e compreensão demonstrados a cada dia desta jornada.

Agradeço aos meus pais pelo exemplo e dedicação, muitas vezes negligenciando seus próprios desejos em prol dos meus. Também pela educação, amor e carinho me incentivando em cada momento.

À minha irmã Miriam e ao meu cunhado Fábio, pela amizade e conselhos.

Agradeço ao Professor Tiago Bandeira Marchesan pela amizade, por acreditar nas minhas capacidades, me orientando no desenvolvimento deste trabalho.

Ao Professor Rafael Adaime Pinto, pela amizade, pela co-orientação e pelas contribuições técnicas nesta tese.

Ao Professor José Marcos Alonso Álvarez, pelo acolhimento e orientação durante meu doutorado sanduíche na *Universidad* de Oviedo (Espanha) e na confecção de artigos científicos.

Aos Professores Ricardo N. do Prado, Marco A. Dalla Costa, Alysson R. Seidel, Marcelo F. da Silva e aos demais professores do Grupo de Inteligência em Iluminação (GEDRE) pelas contribuições neste doutorado.

Aos Professores Henrique A. C. Braga e Pedro S. Almeida pela cooperação em trabalhos conjuntos do GEDRE com o Núcleo de Iluminação Moderna (NIMO).

Ao GEDRE e por todas as pessoas que se esforçaram para tornar este grupo referência no estudo de sistemas de iluminação. Agradeço pelo ambiente de trabalho e pela oportunidade de contribuir na missão do grupo.

Agradeço aos colegas pós-graduandos que trabalham no GEDRE e que dedicaram seu tempo na discussão de questões técnicas e no desenvolvimento de nossa amizade.

Aos colegas futuros(as) engenheiros(as) Nórton D. Barth, Fernanda B. Mendes, Leonardo Tólio, Jean S. Brand, Marina Camponogara e Matheus F. Righi, pela dedicação no auxílio para o desenvolvimento deste trabalho. Aos demais alunos de graduação do GEDRE pelo apoio e amizade demonstrados.

Aos servidores e professores do NUPEDEE, CTISM e do PPGEE pelo suporte para a realização deste trabalho. À UFSM, pela oportunidade da realização de um curso de pós-graduação. À CAPES e ao CNPq pelo suporte financeiro para o desenvolvimento deste trabalho.



## **RESUMO**

Tese de Doutorado  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica  
Universidade Federal de Santa Maria

### **MODELAGEM E ACIONAMENTO DE DIODOS ORGÂNICOS EMISSORES DE LUZ (OLEDs) PARA SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

AUTOR: VITOR CRISTIANO BENDER

ORIENTADOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

Local da Defesa e Data: Santa Maria - RS, 26 de Agosto de 2015.

A presente tese de doutorado apresenta o estudo e a caracterização de diodos orgânicos emissores de luz (OLEDs) com a proposta de um modelo equivalente que é útil no desenvolvimento de circuitos de acionamento e na análise de OLEDs, quando aplicados em sistemas de iluminação. Inicialmente, é apresentada uma revisão bibliográfica contemplando o princípio de funcionamento e os aspectos construtivos dos OLEDs. A partir disto, um modelo que integra os aspectos de escala, fotométricos, elétricos e térmicos é proposto. Esse modelo é denominado EFET e é dividido em estático e dinâmico. Uma proposta de procedimento para identificação dos parâmetros do modelo é apresentada, juntamente com a análise do efeito da capacitância intrínseca dos OLEDs no seu desempenho elétrico, térmico e fotométrico. Com o modelo proposto pode-se prever e simular o comportamento dos OLEDs antes de construir o sistema de iluminação, reduzindo custos e tempo de desenvolvimento. O modelo é validado empregando diferentes amostras de OLEDs. Conclusões são obtidas a partir da validação experimental e de simulações empregando simuladores elétricos e da fluidodinâmica computacional através do método de elementos finitos. Uma abordagem considerando os métodos de ajuste da intensidade luminosa de OLEDs é apresentada, evidenciando o impacto cromático provocado por cada método. Por fim, um circuito de acionamento para OLEDs baseado no conceito de capacitores chaveados é proposto. Os resultados obtidos são satisfatórios e proporcionam um incremento ao estado da arte da modelagem e acionamento de OLEDs.

**Palavras-chave:** Capacitância. Capacitores Chaveados. Circuito de Acionamento. Dinâmica Computacional de Fluidos. Diodos Orgânicos Emissores de Luz. Elementos Finitos. Modelagem de Semicondutores. Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico. Sistemas de Iluminação. Transferência de Calor.



# **ABSTRACT**

Doctoral Thesis

Post-Graduation Program in Electrical Engineering  
Federal University of Santa Maria

## **MODELING AND DRIVING OF ORGANIC LIGHT-EMITTING DIODES (OLEDs) FOR LIGHTING SYSTEMS**

AUTHOR: VITOR CRISTIANO BENDER

ADVISOR: TIAGO BANDEIRA MARCHESAN

Place and Date: Santa Maria - RS, August 26<sup>th</sup>, 2015.

This thesis presents the study and characterization of organic light-emitting diodes (OLEDs) with the proposal of obtaining an equivalent model that is useful in the OLED driver design and in lighting systems projects. Initially, a literature review covering the operating principle and the constructive aspects of OLEDs is presented. From this, a model that integrates scale, photometrical, electrical and thermal aspects is proposed. This model is static and dynamic and is called EFET. A procedure for parameter identification of the model is proposed, jointly with an analysis of the intrinsic capacitance effect on the OLED electrical, thermal and photometrical performance. The proposed model is able to predict and simulate the OLED based lighting systems before building, saving time and cost. The model is validated using different OLED samples and conclusions are derived from the experimental validation and simulation results. An approach considering the dimming methods of OLEDs is presented, showing the chromatic impact caused by each method. Finally, an OLED driver based on the concept of switched capacitor converters is proposed. The thesis results are satisfactory and provide an enhancement to the state of the art in modeling and OLED driving.

**Keywords:** Capacitance. Computational Fluid Dynamics. Finite Element Method. Heat Transfer. Lighting Systems. Organic Light-Emitting Diodes (OLEDs). OLED Luminaire. Scale-Photo-Electro-Thermal Model. Switched Capacitor Converters.



# LISTA DE FIGURAS

## CAPÍTULO 1

FIGURA 1.1 – EVOLUÇÃO DA EFICÁCIA LUMINOSA PARA DIFERENTES TECNOLOGIAS DE ILUMINAÇÃO INCLUINDO OS OLEDs (ADAPTADA DE: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2012A)).....	36
FIGURA 1.2 – POSSÍVEIS LIGAÇÕES COVALENTES DO CARBONO (CARNEIRO, 2010). ....	37
FIGURA 1.3 – ESTRUTURA QUÍMICA DE ALGUMAS MOLÉCULAS ORGÂNICAS EMPREGADAS NA CONSTRUÇÃO DE OLEDs (ADAPTADA DE: (CHENG, S. F., 2015)).....	38
FIGURA 1.4 – FORMAÇÃO DAS BANDAS DE ENERGIA A PARTIR DOS ORBITAIS MOLECULARES (ADAPTADA DE (CREMONA, 2010)).....	39
FIGURA 1.5 – COMPARATIVO DE CONDUTIVIDADE ELÉTRICA DE SIS E SOS (ADAPTADA DE (CREMONA, 2010)).	39
FIGURA 1.6 – EXEMPLOS DE APLICAÇÕES: (A) OLEDs E PLEDs (B) CÉLULAS FOTOVOLTAICAS ORGÂNICAS (C) TRANSISTORES ORGÂNICOS (IMAGENS OBTIDAS DA INTERNET). ....	40
FIGURA 1.7 – PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO DO OLED: (A) ESTRUTURA SIMPLES (B) DIAGRAMA DE ENERGIA (ADAPTADA DE (MEERHEIM ET AL., 2009) (BRÜTTING, WOLFGANG; BERLEB <i>ET AL.</i> , 2001)).....	41
FIGURA 1.8 – DIAGRAMAS DE ENERGIA: (A) ANTES DO ESTABELECIMENTO DE UMA POLARIZAÇÃO (B) REVERSAMENTE POLARIZADO (C) DIRETAMENTE POLARIZADO (ADAPTADO DE (SANTOS, L. F., 2003)). ...	41
FIGURA 1.9 – EXEMPLOS DE APLICAÇÃO DOS PRINCIPAIS TIPOS DE OLEDs (A) EMISSÃO SUPERIOR (B) TRANSPARENTES (C) FOLEDs (D) PMOLEDs (E) AMOLEDs (F) WOLEDs (IMAGENS OBTIDAS DA INTERNET). ....	44
FIGURA 1.10 – (A) OLED COM MÚLTIPLAS CAMADAS ORGÂNICAS (B) DIAGRAMA DE ENERGIA DE UMA ESTRUTURA COM MÚLTIPLAS CAMADAS (ADAPTADO DE (MEERHEIM ET AL., 2009)) .....	45
FIGURA 1.11 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DE ESTRUTURAS PARA SINTETIZAÇÃO DE LUZ BRANCA COM MULTICAMADAS: (A) EMPILHAMENTO VERTICAL SEM CONTROLE INDIVIDUAL (B) EMPILHAMENTO VERTICAL COM CONTROLE INDIVIDUAL (C) EMPILHAMENTO HORIZONTAL (ADAPTADAS DE (MAZZEO, 2010)).....	48
FIGURA 1.12 – ESTRUTURA COM UMA CAMADA EMISSORA DOPADA COM CORANTES .....	48
FIGURA 1.13 – ESTRUTURA ESQUEMÁTICA DA EMISSÃO DE LUZ BRANCA A PARTIR DA CONVERSÃO DE ESPECTRO (ADAPTADA DE (BERA; MASLOV <i>ET AL.</i> , 2011)). ....	49
FIGURA 1.14 – DIAGRAMA ESQUEMÁTICO DO PROCESSO DE FABRICAÇÃO DE OLEDs (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015)).....	51
FIGURA 1.15 – REDUÇÃO SUBSTANCIAL DO CUSTO DOS OLED NOS ÚLTIMOS ANOS (FONTE: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015)). ....	52
FIGURA 1.16 – FALHAS E DEGRADAÇÃO DA VIDA ÚTIL COMUNS EM OLEDs (DUPUIS; ALCHADDOUD ET AL., 2014). ....	53
FIGURA 1.17 – CURVA I-V DE UM OLED DE CAMADA ÚNICA BASEADO EM CRISTAIS ÚNICOS COM CONTATOS INJETORES DE PORTADORES UNIPOLARES E DUPLOS (A) ANTRACENO (B) TETRACENO (KALINOWSKI, 2005) E (C) CARACTERÍSTICA I-V EM FUNÇÃO DA ESPESSURA (PARKER, 1994). ....	55

FIGURA 1.18 – CURVA I-V DE UM OLED MEDIDA EM UMA FAIXA DE 5°C A 50°C (POHL, L. <i>ET AL.</i> , 2008).....	56
FIGURA 1.19 – EXEMPLOS DO EFEITO DA TEMPERATURA NO DESEMPENHO DOS OLEDs (A) REDUÇÃO DA VIDA ÚTIL (B) VARIAÇÃO DINÂMICA DA TENSÃO EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA (PHILIPS, 2014) (C) DEPENDÊNCIA DO FLUXO LUMINOSO COM A TEMPERATURA (POPPE; POHL ET AL., 2009B).....	58
FIGURA 1.20 – RELAÇÃO DO (A) FLUXO LUMINOSO EM FUNÇÃO DA CORRENTE (B) EFICÁCIA LUMINOSA EM FUNÇÃO DA CORRENTE PARA OLEDs DA LINHA LUMIBLADE DA PHILIPS (PHILIPS, 2012). ....	58
FIGURA 1.21 – DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA PARA OLEDs COMERCIAIS E DE LABORATÓRIO (A) PHILIPS BRITE FL300 COM IRC=80 ERL=330 LM/W (B) LG CHEM COM IRC=89 ERL=328 LM/W (C) PANASONIC COM IRC=95 ERL=300 LM/W (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015). ....	59
FIGURA 1.22 – EFICÁCIA DOS OLEDs (A) ESTIMATIVAS DE PERDAS E EFICIÊNCIA EM PAINÉIS DE OLEDs (B) PROJEÇÃO DA EFICÁCIA LUMINOSA DE OLEDs PARA OS PRÓXIMOS ANOS (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015). ....	60
FIGURA 1.23 – DIAGRAMA ESPECTRAL DE FONTES TÍPICAS DE ILUMINAÇÃO (YI-LU <i>ET AL.</i> , 2013). ....	61
FIGURA 1.24 – DIAGRAMA DE DENSIDADE ESPECTRAL (A) OLED COM CONVERSÃO EMPREGANDO FÓSFORO (CHANG; CHEN <i>ET AL.</i> , 2010) (B) OLED EMPREGANDO DOPANTES DE DIFERENTES CORES (YI-LU <i>ET AL.</i> , 2013) (C) OLED EMPREGANDO CAMADAS COM EMISSORES AZUL, VERDE E VERMELHO (REINEKE <i>ET AL.</i> , 2013). ....	61
FIGURA 1.25 – EFEITOS DA TEMPERATURA DE COR. ....	62
FIGURA 1.26 – VARIAÇÃO DA TEMPERATURA DE COR EM OLEDs (ADAPTADA DE (JOU <i>ET AL.</i> , 2009)).....	62
FIGURA 1.27 – ESTUDOS DE UNIFORMIDADE DA LUMINÂNCIA (A) UNIFORMIDADE DA DENSIDADE DE CORRENTE (SLAWINSKI <i>ET AL.</i> , 2011) (B) EFEITO DAS PERDAS ÔHMICAS COM REDUÇÃO DA LUMINÂNCIA (GÄRDITZ ET AL., 2007).....	63

## CAPÍTULO 2

FIGURA 2.1- MODELO ELÉTRICO DE UM OLED (BENDER, J. P., 2000).....	66
FIGURA 2.2- MODELO ELÉTRICO DE PEQUENOS SINAIS (AHN ET AL., 2005). ....	67
FIGURA 2.3- MODELO ELÉTRICO DE UM OLED QUANDO DISPOSTO EM MATRIZES (BUI, 2006).....	67
FIGURA 2.4- MODELO ELÉTRICO DE UM OLED (JACOBS ET AL., 2007) ....	68
FIGURA 2.5- MODELO ELÉTRICO DE UM OLED (PINOT, 2010).....	68
FIGURA 2.6- MODELO ELÉTRICO DE UM OLED PROPOSTO POR (BUSO <i>ET AL.</i> , 2014).....	69
FIGURA 2.7- MODELO ELETROTÉRMICO NÃO LINEAR PROPOSTO POR (KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A., 2012).....	70
FIGURA 2.8- CURVA CARACTERÍSTICA DE UM DIODO DESCRITA PELA EQUAÇÃO DE SHOCKLEY (IMAGEM SEM ESCALA). ....	71
FIGURA 2.9- MODELO EMPREGANDO RESISTÊNCIA EQUIVALENTE PARA DIODOS EMISSORES DE LUZ (IMAGEM SEM ESCALA). ....	71
FIGURA 2.10- MODELO LINEAR PARA DIODOS EMISSORES DE LUZ (IMAGEM SEM ESCALA). ....	72
FIGURA 2.11- CURVA CARACTERÍSTICA DE UM DIODO COM OS EFEITOS DAS RESISTÊNCIAS SÉRIE E PARALELO (IMAGEM SEM ESCALA) (ADAPTADA DE: (SCHUBERT, 2003)).....	72

FIGURA 2.12- (A) MODELO ELÉTRICO ESTÁTICO SIMPLIFICADO PARA UM OLED (B) CURVA I-V ESTÁTICA TÍPICA DE UM OLED COM A RESPOSTA DO RESPECTIVO MODELO (IMAGEM SEM ESCALA). .....	73
FIGURA 2.13- (A) MODELO ELÉTRICO ESTÁTICO PARA UM OLED (B) CURVA I-V ESTÁTICA TÍPICA DE UM OLED COM A RESPOSTA DO RESPECTIVO MODELO (IMAGEM SEM ESCALA). .....	75
FIGURA 2.14- (A) PLATAFORMA DE TESTES PARA IDENTIFICAÇÃO DA RESISTÊNCIA ELÉTRICA DO ELETRODO (B) IMPLEMENTAÇÃO DA PLATAFORMA DE TESTES (C) FORMAS DE ONDA TÍPICAS EMPREGADAS NA IDENTIFICAÇÃO DE $R_E$ . .....	77
FIGURA 2.15- (A) PLATAFORMA DE TESTES PARA IDENTIFICAÇÃO DE $V_{BI}$ , $V_O$ , $R_S$ , $R_{BI}$ E $R_P$ (B) IMPLEMENTAÇÃO PLATAFORMA DE TESTES. ....	77
FIGURA 2.16- CURVA I-V OBTIDA COM O PROCEDIMENTO DE CARACTERIZAÇÃO E IDENTIFICAÇÃO DE PARÂMETROS. NO DETALHE, A CURVA I-V COM ESCALA LOGARÍTMICA NO EIXO DA CORRENTE. ....	78
FIGURA 2.17- OLED OSRAM ORBEOS RMW-046 (A) FOTOGRAFIA (B) DIMENSÕES (C) EM OPERAÇÃO (OSRAM, 2013). .....	80
FIGURA 2.18- OLED OSRAM ORBEOS CDW-031 (A) FOTOGRAFIA (B) DIMENSÕES (C) EM OPERAÇÃO(OSRAM, 2011). .....	80
FIGURA 2.19- OLED PHILIPS LUMIBLADE GL-30 (A) FOTOGRAFIA (B) DIMENSÕES (C) EM OPERAÇÃO (PHILIPS, 2014). .....	80
FIGURA 2.20- OLED PHILIPS LUMIBLADE GL-55 (A) FOTOGRAFIA (B) DIMENSÕES (C) EM OPERAÇÃO (PHILIPS, 2014). .....	81
FIGURA 2.21- RESPOSTA DE CORRENTE E TENSÃO PARA IDENTIFICAÇÃO DE $R_E$ (A) OSRAM RMW-046 .....	82
FIGURA 2.22- CURVAS I-V PARA IDENTIFICAÇÃO DE $R_S$ , $R_{BI}$ , $V_O$ , E $V_{BI}$ (A) OSRAM RMW-046 .....	83
FIGURA 2.23- RESPOSTA DA LUMINÂNCIA DOS OLEDS EM FUNÇÃO DA RAMPA DE CORRENTE. ....	83
FIGURA 2.24- CARACTERÍSTICA DE LUMINÂNCIA DO OLED (A) CORRENTE- LUMINÂNCIA (B) TENSÃO- LUMINÂNCIA (ADAPTADO DE: (OSRAM, 2014)). .....	85
FIGURA 2.25- DECAIMENTO DA CORRENTE E DA LUMINÂNCIA COM ACIONAMENTO POR TENSÃO CONSTANTE (ADAPTADO DE: (OSRAM, 2014)). .....	86
FIGURA 2.26- DECAIMENTO DA LUMINÂNCIA COM ACIONAMENTO POR CORRENTE CONSTANTE (ADAPTADO DE: (OSRAM, 2014)). .....	86
FIGURA 2.27- MECANISMOS DE TRANSFERÊNCIA DE CALOR EM OLEDs. ....	88
FIGURA 2.28- CIRCUITO TÉRMICO EQUIVALENTE DE UM OLED. ....	88
FIGURA 2.29- MODELO TÉRMICO DE UM OLED (A) MODELO COMPLETO CONSIDERANDO AS RESISTÊNCIAS TÉRMICAS DE AMBAS AS FACES DO DISPOSITIVO (B) MODELO SIMPLIFICADO CONSIDERANDO A RESISTÊNCIA TÉRMICA EQUIVALENTE. ....	92
FIGURA 2.30- FLUXOGRAMA PARA DETERMINAÇÃO DOS PARÂMETROS TÉRMICOS DO OLED. ....	93
FIGURA 2.31- MODELO ESCALAR-TÉRMICO EQUIVALENTE (A) OLED OSRAM RMW-046 NA ORIENTAÇÃO VERTICAL (B) OLED OSRAM RMW-046 NA ORIENTAÇÃO HORIZONTAL (A) OLED OSRAM CDW-031 NA ORIENTAÇÃO VERTICAL (D) OLED OSRAM CDW-031 NA ORIENTAÇÃO HORIZONTAL. ....	97
FIGURA 2.32- MODELO ESTÁTICO ESCALAR-ELETRÓ-TÉRMICO PARA OLEDs. ....	100
FIGURA 2.33- CURVAS PARA OBTENÇÃO DO COEFICIENTE $K_V$ (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031. ....	101

FIGURA 2.34- RESISTÊNCIA SÉRIE EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA PARA DETERMINAÇÃO DO COEFICIENTE $K_{RS}$ (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031. ....	102
FIGURA 2.35- MODELO ESCALAR-FOTO-ELETRÓ-TÉRMICO ESTÁTICO PARA OLEDs. ....	103
FIGURA 2.36- DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA DO EMISSOR “M”. ....	104
FIGURA 2.37- REPRESENTAÇÃO GRÁFICA DOS COEFICIENTES EMPREGADOS NA MODELAGEM DA DEP. ....	105
FIGURA 2.38- DEP TÍPICA DE UM OLED DE LUZ BRANCA (TRACEJADO) COM OS RESPECTIVOS EMISSORES VERMELHO, VERDE E AZUL. ....	106
FIGURA 2.39- PLATAFORMA DE TESTES PARA IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS FOTOMÉTRICOS. ....	106
FIGURA 2.40- CURVA DO FLUXO LUMINOSO NORMALIZADO EM FUNÇÃO DA CORRENTE DIRETA PARA 25°C (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031. ....	107
FIGURA 2.41- FLUXO LUMINOSO NORMALIZADO EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA. ....	108
FIGURA 2.42- DEPENDÊNCIA DE CADA EMISSOR EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA PARA O OLED OSRAM RMW-046. ....	110
FIGURA 2.43- DEPENDÊNCIA DE CADA EMISSOR EM FUNÇÃO DA CORRENTE PARA O OLED OSRAM RMW-046. ....	110
FIGURA 2.44- CURVA I-V CALCULADA E MEDIDA PARA (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031 CONSIDERANDO TRÊS DIFERENTES TEMPERATURAS. ....	111
FIGURA 2.45- TENSÃO DIRETA EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA PARA CORRENTE CONSTANTE. ....	112
FIGURA 2.46- VARIAÇÃO DA TEMPERATURA DO ENCAPSULAMENTO SOB DUAS ORIENTAÇÕES E TRÊS TEMPERATURAS AMBIENTE (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031. ....	112
FIGURA 2.47- ANÁLISE EMPREGANDO O MEF NO OLED OSRAM RMW-046. ....	113
FIGURA 2.48- RESULTADOS DA SIMULAÇÃO EMPREGANDO O MEF E EXPERIMENTAIS OBTIDOS COM CÂMERA TÉRMICA (A) SIMULAÇÃO OSRAM RMW-046 (B) EXPERIMENTAL OSRAM RMW-046 (C) SIMULAÇÃO OSRAM CDW-031 (D) EXPERIMENTAL OSRAM CDW-031 NAS ORIENTAÇÕES HORIZONTAL E ORIENTAÇÃO VERTICAL. ....	114
FIGURA 2.49- RESULTADO DA SIMULAÇÃO CONSIDERANDO A VELOCIDADE DO AR NAS PROXIMIDADES DO OLED. ....	115
FIGURA 2.50- RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS DO FLUXO LUMINOSO PARA (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031 CONSIDERANDO TRÊS DIFERENTES TEMPERATURAS. ....	117
FIGURA 2.51- RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS DA DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA (A) OSRAM CDW-031 COM CORRENTE FIXA E TEMPERATURA VARIÁVEL (B) OSRAM RMW-046 COM TEMPERATURA E CORRENTE VARIÁVEL. ....	117

### CAPÍTULO 3

FIGURA 3.1- CURVA TÍPICA DA CAPACITÂNCIA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DIRETA (SHROTRIYA <i>ET AL.</i> , 2005). ...	122
FIGURA 3.2- MODELO ELÉTRICO DINÂMICO PROPOSTO. ....	123
FIGURA 3.3- CURVA TÍPICA DA CAPACITÂNCIA EM FUNÇÃO DA TENSÃO DIRETA. ....	124
FIGURA 3.4- PLATAFORMA DE TESTES PARA A IDENTIFICAÇÃO DE $C_G$ E $C_D$ (A) ESQUEMÁTICO (B) IMPLEMENTAÇÃO. ....	125
FIGURA 3.5- FORMAS DE ONDA TÍPICAS PARA IDENTIFICAÇÃO DE $C_G$ E $C_D$ : DEGRAU DE TENSÃO (LINHA TRACEJADA) E TENSÃO DO OLED (LINHA CONTÍNUA). ....	126

FIGURA 3.6- CIRCUITOS EQUIVALENTES DO MODELO PARA A RESPOSTA DO OLED SOB DEGRAU DE TENSÃO: (A) INTERVALO I (B) INTERVALO II (C) INTERVALO III.....	127
FIGURA 3.7- FORMAS DE ONDA EXPERIMENTAIS UTILIZADAS NA ROTINA DE IDENTIFICAÇÃO DE CG E CD.....	130
FIGURA 3.8- FORMAS DE ONDA TÍPICAS UTILIZADAS NA ROTINA DE IDENTIFICAÇÃO DE CG E CD.....	130
FIGURA 3.9- CARACTERÍSTICA EXPERIMENTAL C-V EM OLEDs JUNTAMENTE COM A RESPOSTA DE LUMINÂNCIA.....	131
FIGURA 3.10- AJUSTE DA INTENSIDADE LUMINOSA EMPREGANDO PWM (A) MÉTODO QUE REDUZ DRÁSTICAMENTE A VIDA ÚTIL (B) MÉTODO QUE MAXIMIZA A VIDA ÚTIL (ADAPTADA DE(OSRAM, 2014)).....	132
FIGURA 3.11- RESPOSTA EXPERIMENTAL DA TENSÃO QUANDO O OLED É ACIONADO COM UM PULSO DE CORRENTE.....	133
FIGURA 3.12- FORMAS DE ONDA TÍPICAS NO ACIONAMENTO DE OLEDs COM PULSO DE CORRENTE (SEM ESCALA).....	133
FIGURA 3.13- CIRCUITOS EQUIVALENTES PARA CADA INTERVALO DE TEMPO.....	134
FIGURA 3.14- MODELO ESCALAR-TÉRMICO DINÂMICO.....	138
FIGURA 3.15- MODELO ESCALAR-ELETRO-TÉRMICO DINÂMICO PROPOSTO.....	139
FIGURA 3.16- FORMAS DE ONDA TÍPICAS NO ACIONAMENTO DE OLEDs COM PULSO DE CORRENTE CONSIDERANDO O EFEITO DA TEMPERATURA.....	140
FIGURA 3.17- FORMAS DE ONDA TÍPICAS DA CORRENTE E TENSÃO NO OLEDs JUNTAMENTE COM A REPRESENTAÇÃO DINÂMICA DA LUMINÂNCIA DADA PELA TENSÃO SOBRE $R_s$ .....	143
FIGURA 3.18- MODELO ESCALAR-FOTO-ELETRO-TÉRMICO DINÂMICO PARA OLEDs PROPOSTO.....	144
FIGURA 3.19- COMPARATIVO ENTRE MODELOS EMPREGANDO O SIMULADOR COMPUTACIONAL (A) MODELO PROPOSTO POR JACOBS (B) MODELO PROPOSTO POR PINOT E BUSO (C) MODELO PROPOSTO.....	145
FIGURA 3.20- COMPARATIVO ENTRE MODELOS EMPREGANDO O SIMULADOR COMPUTACIONAL E OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA FREQUÊNCIAS DE (A) 10 Hz (B) 100 Hz (C) 1 kHz E (D) 10 kHz.....	145
FIGURA 3.21- COMPARATIVO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAL, DE SIMULAÇÃO E DO MODELO PARA O OSRAM RMW-046 (A) 100Hz (B) 1kHz (C) 10kHz E PARA O OSRAM CDW-031 (D) 100Hz (E) 1 kHz E (F) 10kHz.....	147
FIGURA 3.22- COMPARATIVO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAL, DE SIMULAÇÃO E DO MODELO PARA O PHILIPS GL-30 (A) 100Hz (B) 1kHz (C) 10kHz E PARA O PHILIPS GL-55 (D) 100Hz (E) 1 kHz E (F) 10kHz.....	148
FIGURA 3.23- MODELO FÍSICO EQUIVALENTE PROPOSTO PARA UM OLED.....	150
FIGURA 3.24- MODELO FÍSICO EQUIVALENTE IMPLEMENTADO PARA UM OLED.....	151
FIGURA 3.25- MODELO FÍSICO EQUIVALENTE PROPOSTO PARA UM OLED OSRAM RMW-046 JUNTAMENTE COM O CIRCUITO DE ACIONAMENTO PARA VALIDAÇÃO.....	151
FIGURA 3.26- RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO OLED E DO MODELO FÍSICO EQUIVALENTE (MFE) PARA: (A) $f=100$ Hz $D=30\%$ (B) $f=1$ kHz $D=50\%$ (C) $f=10$ kHz $D=30\%$ (D) $f=10$ kHz $D=80\%$ .....	152
FIGURA 3.27- RESULTADOS TEÓRICOS E EXPERIMENTAIS DO (A) OSRAM RMW-046 (B) OSRAM CDW-031 PARA A TEMPERATURA DO ENCAPSULAMENTO.....	153
FIGURA 3.28- VALIDAÇÃO DO MODELO ESCALAR-ELETRO-TÉRMICO ATRAVÉS DA MEDIÇÃO DA TENSÃO DIRETA SOB TRÊS TEMPERATURAS DISTINTAS PARA O OLED OSRAM RMW-046.....	153

FIGURA 3.29- PLATAFORMA DE TESTES PARA VALIDAÇÃO DO MODELO EFET ATRAVÉS DA MEDIÇÃO DA LUMINÂNCIA.....	154
FIGURA 3.30- VALIDAÇÃO DO MODELO EFET DINÂMICO ATRAVÉS DA MEDIÇÃO DA LUMINÂNCIA COM FOTSENSOR E A MODELAGEM E SIMULAÇÃO DA LUMINÂNCIA ATRAVÉS DA TENSÃO SOBRE O RESISTOR $R_s$ PARA O OLED OSRAM RMW-046.....	155
FIGURA 3.31- EFEITO DA TEMPERATURA NA RESPOSTA DINÂMICA DA LUMINÂNCIA (A) OSRAM RMW-046 OPERANDO A 100 Hz (B) OSRAM RMW-046 OPERANDO A 1 KHz.....	155
FIGURA 3.32- EXEMPLO DE SIMULAÇÃO DO MODELO EFET UTILIZANDO O PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA O OLED OSRAM RMW-046.....	156
FIGURA 3.33- RESULTADOS DE SIMULAÇÃO DO MODELO EFET UTILIZANDO O PROGRAMA COMPUTACIONAL PARA O OLED OSRAM RMW-046.....	156

## CAPÍTULO 4

FIGURA 4.1- DIAGRAMAS DE REPRESENTAÇÃO DE CORES (A) CIE 1931 (B) CIE 1976.....	160
FIGURA 4.2- DIAGRAMA CIE 1931 COM AS ELIPSES DE MACADAM.....	161
FIGURA 4.3- QUADRÂNGULOS DE TOLERÂNCIA DA NORMA C78.377 (A) CIE 1931 (B) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS.....	162
FIGURA 4.4- CARACTERIZAÇÃO COLORIMÉTRICA EM FUNÇÃO DA TEMPERATURA OLED OSRAM RMW-046 (A) DESLOCAMENTO CROMÁTICO (B) TEMPERATURA DE COR CORRELATA (C) ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE CORES (D) DIAGRAMA DE DENSIDADE ESPECTRAL (E) DIAGRAMA CIE 1931 (F) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS DA NORMA C78.377.....	164
FIGURA 4.5- MÉTODOS DE ACIONAMENTO POR CORRENTE (A) MODULAÇÃO POR AMPLITUDE (AM) (B) MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO (PWM) E (C) MODULAÇÃO POR DOIS NÍVEIS (BLM).....	165
FIGURA 4.6- CARACTERIZAÇÃO COLORIMÉTRICA EM FUNÇÃO DA MODULAÇÃO AM PARA O OLED OSRAM RMW-046 (A) DESLOCAMENTO CROMÁTICO (B) TEMPERATURA DE COR CORRELATA (C) ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE CORES (D) DIAGRAMA DE DENSIDADE ESPECTRAL (E) DIAGRAMA CIE 1931 (F) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS DA NORMA C78.377.....	166
FIGURA 4.7- EXEMPLOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA ACIONAMENTO DO OLED COM PWM (A) RAZÃO CÍCLICA 20% (B) RAZÃO CÍCLICA 80% (CH1-CORRENTE DO OLED 50MA/DIV 4MS/DIV)(CHM-TENSÃO NO OLED 1V/DIV 4MS/DIV) AMBOS NA FREQUÊNCIA DE 133Hz.....	167
FIGURA 4.8- CARACTERIZAÇÃO COLORIMÉTRICA EM FUNÇÃO DA MODULAÇÃO PWM PARA O OLED OSRAM RMW-046 (A) DESLOCAMENTO CROMÁTICO (B) TEMPERATURA DE COR CORRELATA (C) ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE CORES (D) DIAGRAMA DE DENSIDADE ESPECTRAL (E) DIAGRAMA CIE 1931 (F) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS DA NORMA C78.377.....	168
FIGURA 4.9- EXEMPLOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA ACIONAMENTO DO OLED COM BLM (A) RAZÃO CÍCLICA 60% (B) RAZÃO CÍCLICA 90% (CH1-CORRENTE DO OLED 50MA/DIV 4MS/DIV)(CHM-TENSÃO NO OLED 1V/DIV 4MS/DIV) AMBOS NA FREQUÊNCIA DE 133Hz.....	169
FIGURA 4.10- CARACTERIZAÇÃO COLORIMÉTRICA EM FUNÇÃO DA BLM PARA O OLED OSRAM RMW-046 (A) DESLOCAMENTO CROMÁTICO (B) TEMPERATURA DE COR CORRELATA (C) ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE	

CORES (D) DIAGRAMA DE DENSIDADE ESPECTRAL (E) DIAGRAMA CIE 1931 (F) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS DA NORMA C78.377. ....	170
FIGURA 4.11- EXEMPLOS DE RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA ACIONAMENTO BLM (A) $I_L=100\text{MA}$ (B) $I_L=150\text{MA}$ (CH1- TENSÃO OLED 1V/DIV 2MS/DIV) (CH2-CORRENTE OLED 100MA/DIV 2MS/DIV). FREQUÊNCIA DE 150HZ. ....	170
FIGURA 4.12- CARACTERIZAÇÃO COLORIMÉTRICA EM FUNÇÃO DA BLM PARA O OLED OSRAM CDW-031 CONSIDERANDO $I_L$ DISTINTOS (A) DESLOCAMENTO CROMÁTICO (B) TEMPERATURA DE COR CORRELATA (C) ÍNDICE DE REPRODUÇÃO DE CORES (D) DETALHE DOS QUADRÂNGULOS DA NORMA C78.377.....	171
FIGURA 4.13- CONCEITOS DE CORRENTE E ONDULAÇÃO DE CORRENTE EMPREGADOS NO TESTE DE ACIONAMENTO DO OLED COM CORRENTE ONDULADA NA FREQUÊNCIA DE 120HZ. ....	172
FIGURA 4.14- EXEMPLOS DE FORMAS DE ONDA DE CORRENTE COM ONDULAÇÃO (A) OSRAM RMW-046 COM 60% DE ONDULAÇÃO NA CORRENTE (B) PHILIPS GL-30 COM 100% DE ONDULAÇÃO NA CORRENTE. ....	173
FIGURA 4.15- RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O OLED OSRAM RMW-046 (A) FLUXO VERSUS ONDULAÇÃO (B) EFICÁCIA VERSUS ONDULAÇÃO (C) VARIAÇÃO DE COORDENADAS CROMÁTICAS EM FUNÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE (D) DIAGRAMA CIE 1931 COM LOCALIZAÇÃO DA COR EMITIDA. ....	174
FIGURA 4.16- RESULTADOS EXPERIMENTAIS PARA O OLED PHILIPS GL-30 (A) FLUXO VERSUS ONDULAÇÃO (B) EFICÁCIA VERSUS ONDULAÇÃO (C) VARIAÇÃO DE COORDENADAS CROMÁTICAS EM FUNÇÃO DA ONDULAÇÃO DE CORRENTE (D) DIAGRAMA CIE 1931 COM LOCALIZAÇÃO DA COR EMITIDA.....	175

## CAPÍTULO 5

FIGURA 5.1- EVOLUÇÃO DAS PESQUISAS CIENTÍFICAS EM SCC REPRESENTADA PELO NÚMERO DE PUBLICAÇÕES (FONTE: IEEE XPLORE).....	179
FIGURA 5.2- TOPOLOGIAS ELEVADORAS: CONVERSOR GREINACHER (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)).....	180
FIGURA 5.3- TOPOLOGIAS ELEVADORAS: (A) CONVERSOR DICKSON 3 ESTÁGIOS (B) CONVERSOR DICKSON: PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (C) CONVERSOR DICKSON: SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)).....	181
FIGURA 5.4- TOPOLOGIAS ELEVADORAS: (A) CONVERSOR PARALELO-SÉRIE 3/1 (B) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (C) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)). ...	182
FIGURA 5.5- TOPOLOGIAS ABAIXADORAS: (A) CONVERSOR LADDER 2/6 (B) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (C) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)).....	182
FIGURA 5.6- TOPOLOGIAS ABAIXADORAS: (A) CONVERSOR FRACIONAL 4/5 (B) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (C) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)).....	183
FIGURA 5.7- TOPOLOGIAS ABAIXADORAS: (A) CONVERSOR SÉRIE-PARALELO 1/3 (B) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (C) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE (VAN BREUSSEGEM ET AL., 2013)). ....	183
FIGURA 5.8- PRINCÍPIO DA CONSERVAÇÃO DE CARGAS EM CAPACITORES. ....	184
FIGURA 5.9- (A) CONVERSOR SCC BÁSICO SEM CARGA (B) PRIMEIRA ETAPA (C) SEGUNDA ETAPA. ....	184
FIGURA 5.10- EXPONENCIAL NA TENSÃO DE SAÍDA DE UM SCC SEM CARGA, ASSUMINDO CARGA INICIAL NULA EM $C_{S2}$ E QUE $C_{S1}=C_{S2}$ . ....	185

FIGURA 5.11- (A) CONVERSOR SCC BÁSICO COM CARGA (B) PRIMEIRA ETAPA (C) SEGUNDA ETAPA. ....	185
FIGURA 5.12- EMULAÇÃO DE UMA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE ATRAVÉS DO SCC. ....	186
FIGURA 5.13- MODELO IDEALIZADO DE UM SCC (SEEMAN <i>ET AL.</i> , 2008). ....	187
FIGURA 5.14- CIRCUITO EQUIVALENTE GENÉRICO DE SCCS. ....	188
FIGURA 5.15- (A) CIRCUITO DE UM SCC BÁSICO (B) SUBCIRCUITO EQUIVALENTE A UMA ETAPA DE OPERAÇÃO. .	189
FIGURA 5.16- CIRCUITO EQUIVALENTE GENÉRICO DE UM SCC (ADAPTADA DE: (EVZELMAN <i>ET AL.</i> , 2013)). ...	190
FIGURA 5.17- COMPORTAMENTO DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DO SCC (A) EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA DE COMUTAÇÃO (DE VOS; FLANDRE <i>ET AL.</i> , 2014) (B) EM FUNÇÃO DO PARÂMETRO B (EVZELMAN <i>ET AL.</i> , 2013). ....	193
FIGURA 5.18- CORRENTE NO CAPACITOR PARA CADA MODO DE OPERAÇÃO (ADAPTADA DE: (EVZELMAN <i>ET AL.</i> , 2013)). ....	194
FIGURA 5.19- COMPORTAMENTO TÍPICO DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE DO SCC EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA. .....	195
FIGURA 5.20- FLUXOGRAMA SIMPLIFICADO PARA O PROJETO DE UM SCC GENÉRICO. ....	200
FIGURA 5.21- CARGA DE OLEDs ACIONADA PELO SCC (A) PHILIPS GL-30 (B) PHILIPS GL-55 (C) PHILIPS GL-46 (PHILIPS, 2014). ....	200
FIGURA 5.22- MODELOS ELÉTRICOS DA CARGA DE OLEDs ACIONADA PELO SCC (A) PHILIPS GL-30 (B) PHILIPS GL-55 (C) PHILIPS GL-46. ....	201
FIGURA 5.23- (A) MODELO ELÉTRICO EQUIVALENTE DA CARGA DE TRÊS OLEDs PHILIPS CONECTADOS EM SÉRIE (B) CURVA I-V DO MODELO EQUIVALENTE OBTIDA POR SIMULAÇÃO. ....	201
FIGURA 5.24- CÉLULA VALLEY-FILL. ....	202
FIGURA 5.25- CONVERSOR A CAPACITOR CHAVEADO PROPOSTO PARA O ACIONAMENTO DOS OLEDs. ....	203
FIGURA 5.26- CONVERSOR A CAPACITOR CHAVEADO PROPOSTO PARA O ACIONAMENTO DOS OLEDs (A) PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO (B) SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO. ....	203
FIGURA 5.27- (A) CIRCUITO EQUIVALENTE DA PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO COM PARÂMETROS INTRÍNSECOS (B) SUBCIRCUITO RC EQUIVALENTE DA PRIMEIRA ETAPA DE OPERAÇÃO. ....	204
FIGURA 5.28- (A) CIRCUITO EQUIVALENTE DA SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO COM PARÂMETROS INTRÍNSECOS (B) SUBCIRCUITO RC EQUIVALENTE DA SEGUNDA ETAPA DE OPERAÇÃO. ....	205
FIGURA 5.29- REPRESENTAÇÃO DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE EM FUNÇÃO DA FREQUÊNCIA E DA CAPACITÂNCIA PARA RAZÃO CÍCLICA DE 50%. ....	207
FIGURA 5.30- RELAÇÃO ENTRE CAPACITÂNCIA, TENSÃO E VOLUME DE CAPACITORES ELETROLÍTICOS (A) MESMA CAPACITÂNCIA E DIFERENTES TENSÕES (B) MESMA TENSÃO E DIFERENTES CAPACITÂNCIAS. ....	208
FIGURA 5.31- DEPENDÊNCIA DA RESISTÊNCIA EQUIVALENTE EM FUNÇÃO DA RAZÃO CÍCLICA E DA FREQUÊNCIA COM $C_s=100\text{mF}$ . ....	209
FIGURA 5.32- RESISTÊNCIA EQUIVALENTE NO PONTO DE OPERAÇÃO DO SCC PROPOSTO. ....	209
FIGURA 5.33- TENSÃO DE SAÍDA NO PONTO NOMINAL DE OPERAÇÃO DO SCC PROPOSTO. ....	210
FIGURA 5.34- CIRCUITO EMPREGADO PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO SCC PARA ACIONAMENTO DE OLEDs. ....	215
FIGURA 5.35- ESTIMATIVA DA VIDA ÚTIL DO CAPACITOR COMO FUNÇÃO DE $T_{\text{CORE}}$ E $M_v$ . ....	217
FIGURA 5.36- FOTOGRAFIA DO SCC PROPOSTO PARA O ACIONAMENTO DE OLED. ....	218

FIGURA 5.37- TENSÃO NO INTERRUPTOR S1 (CH1, 50V/DIV) TENSÃO NO INTERRUPTOR S2 (CH3, 50V/DIV) CORRENTE NO INTERRUPTOR S1 (CH4, 200MA/DIV) CORRENTE NO INTERRUPTOR S2 (CH2, 200MA/DIV). ESCALA DE TEMPO 2MS/DIV.....	219
FIGURA 5.38-CORRENTE NOS CAPACITORES CHAVEADOS (CH, 200MA/DIV). ESCALA DE TEMPO 2MS/DIV.....	219
FIGURA 5.39- CORRENTE NO INTERRUPTOR S1 (CH4, 200MA/DIV) CORRENTE NO INTERRUPTOR S2 (CH2, 200MA/DIV). ESCALA DE TEMPO 2MS/DIV. ....	219
FIGURA 5.40- TENSÃO DE ENTRADA (CH1, 50V/DIV) E CORRENTE NO INTERRUPTOR S1 (CH4, 200MA/DIV) ESCALA DE TEMPO 2MS/DIV.....	220
FIGURA 5.41- TENSÃO DE SAÍDA (CH3, 5V/DIV) E CORRENTE NOS OLEDs (CH2, 50MA/DIV) ESCALA DE TEMPO 2MS/DIV.....	220



## LISTA DE TABELAS

### CAPÍTULO 2

TABELA 2.1 – PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS DOS OLEDs EMPREGADOS NA IDENTIFICAÇÃO DOS PARÂMETROS. .	79
TABELA 2.2 – IDENTIFICAÇÃO DA RESISTÊNCIA DO ELETRODO ( $R_E$ ).	81
TABELA 2.3 – IDENTIFICAÇÃO DAS TENSÕES CARACTERÍSTICAS DOS OLEDs ( $V_{BI}$ E $V_O$ ).	82
TABELA 2.4 – IDENTIFICAÇÃO DAS RESISTÊNCIAS DOS BRAÇOS DO MODELO ESTÁTICO ( $R_{BI}$ , $R_S$ E $R_P$ ).	84
TABELA 2.5 – CORRELAÇÕES EMPÍRICAS PARA O NÚMERO DE NUSSELT MÉDIO PARA A CONVECÇÃO NATURAL. .	90
TABELA 2.6 – PROPRIEDADES DO AR @ 20°C	94
TABELA 2.7 – PROPRIEDADES DO VIDRO @ 20°C	94
TABELA 2.8 – CARACTERÍSTICAS GEOMÉTRICAS DOS OLEDs	94
TABELA 2.9 – RESISTÊNCIAS TÉRMICAS IDENTIFICADAS.	97
TABELA 2.10 – FLUXO DE CALOR NOS OLEDs	98
TABELA 2.11 – TEMPERATURAS CALCULADAS CONSIDERANDO OPERAÇÃO COM CORRENTE NOMINAL E $T_A=25^\circ\text{C}$ .	98
TABELA 2.12 – COEFICIENTE DA TAXA DE VARIAÇÃO DA TENSÃO COM A TEMPERATURA.	101
TABELA 2.13 – COEFICIENTE DA TAXA DE VARIAÇÃO DA RESISTÊNCIA SÉRIE COM A TEMPERATURA.	102
TABELA 2.14 – COEFICIENTE DA TAXA DE VARIAÇÃO DO FLUXO LUMINOSO EM FUNÇÃO DA CORRENTE E DA TEMPERATURA.	108
TABELA 2.15 – COEFICIENTES PARA A ANÁLISE DA DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA (DEP).	109
TABELA 2.16 – INFORMAÇÕES E RESULTADOS OBTIDOS COM A ANÁLISE POR MEF COM OLED NA ORIENTAÇÃO VERTICAL.	116

### CAPÍTULO 3

TABELA 3.1- VALORES UTILIZADOS NA CONSTRUÇÃO DO MODELO PARA VALIDAÇÃO.	147
--	-----

### CAPÍTULO 5

TABELA 5.1- CARACTERÍSTICAS DO INTERRUPTOR IRFB52N15D.	206
TABELA 5.2- CARACTERÍSTICAS DO DIODO MUR210.	206
TABELA 5.3- CARACTERÍSTICAS DO CAPACITOR EPCOS B41856.	207
TABELA 5.4- RESUMO DOS RESULTADOS TEÓRICOS E DE SIMULAÇÃO PARA AS CORRENTES DO CIRCUITO.	213
TABELA 5.5- RESUMO DOS RESULTADOS TEÓRICOS E DE SIMULAÇÃO PARA OS ESFORÇOS DE TENSÃO DO CIRCUITO.	214
TABELA 5.6- RESUMO DOS RESULTADOS TEÓRICOS E DE SIMULAÇÃO PARA AS PERDAS DO CIRCUITO.	214
TABELA 5.7- COMPONENTES ELETRÔNICOS UTILIZADOS PARA A IMPLEMENTAÇÃO DO SCC PROPOSTO.	216



## LISTA DE ABREVIATURAS

---

AM	Modulação por Amplitude
AMOLED	Matriz Ativa de Diodos Orgânicos Emissores de Luz
BL	Modulação por Dois Níveis
CA	Corrente Alternada
CBE	Camada de Bloqueio de Elétrons
CBL	Camada de Bloqueio de Lacunas
CC	Corrente Contínua
CEA	Circuito Eletrônico de Acionamento
CEL	Camada de Emissão de Luz
CFD	Fluidodinâmica Computacional
CI	Circuito Integrado
CMOS	Semicondutor metal-óxido complementar
CTE	Camada de Transporte de Elétrons
CTL	Camada de Transporte de Lacunas
DDE	Diagrama de Densidade Espectral
DEP	Densidade Espectral de Potência
EFET	Escalar-Foto-Eleto-Térmico
ELR	Eficácia Luminosa de Radiação
FOLED	Diodo Orgânico Emissor de Luz Flexível
HID	Descarga de Alta Intensidade
HOMO	Orbital molecular mais altamente ocupado
IES	Iluminação de estado Sólido
IRC	Índice de Reprodução de Cores
ITO	Óxido de estanho e índio
I-V	Característica da Corrente em função da Tensão
L50	Índice de vida útil onde o dispositivo emite 50% da intensidade luminosa inicial
L70	Índice de vida útil onde o dispositivo emite 70% da intensidade luminosa inicial
LED	Diodo Emissor de Luz
LFC	Lâmpada Fluorescente Compacta
LI	Lâmpada Incandescente

LUMO	Orbital molecular com menor desocupação
MEF	Método dos Elementos Finitos
MinErr	Algoritmo de Minimização do Erro
MMQ	Método dos Mínimos Quadrados
OLED	Diodo Orgânico Emissor de Luz
PFM	Modulação por Frequência
PLED	Diodo Orgânico Emissor de Luz Polimérico
PMOLED	Matriz Passiva de Diodos Orgânicos Emissores de Luz
PWM	Modulação por Largura de Pulso
RES	Resistência Equivalente Série
SCC	Conversor a Capacitor Chaveado
SI	Semicondutor Inorgânico
SO	Semicondutor Orgânico
TCC	Temperatura de Cor Correlata
V-I	Característica da Tensão em função da Corrente
WOLED	Diodo Orgânico Emissor de Luz Branca

## LISTA DE SÍMBOLOS

---

$\Delta T$	Varição de Temperatura
$\Delta TCC$	Varição da temperatura de cor correlata
$\Delta V$	Varição de Tensão
$\Delta \lambda$	Largura a meia altura da Gaussiana
$A_{ativa}$	Área ativa do OLED
$A_{OLED}$	Área total do OLED
$c$	Calor específico
$C_d$	Capacitância de difusão
$C_g$	Capacitância geométrica
$C_o$	Capacitor de Saída
$C_s$	Capacitor Chaveado
$D$	Razão Cíclica
$D_x$	Diodo “x”
$E$	Fonte de Tensão
$E_{dg}$	Degrau de Tensão
$E_g$	Energia do gap
$E_R$	Energia dissipada no resistor
$E_{vacuo}$	Energia do vácuo
$f_s$	Frequência de Comutação
$g$	Gravidade
$Gr$	Número de Grashof
$h$	Altura
$hc$	Energia do Fóton
$h_{cond}$	Coefficiente de dissipação de calor por condução
$h_{conv}$	Coefficiente de dissipação de calor por convecção
$h_{rad}$	Coefficiente de dissipação de calor por radiação
$I_{cc}$	Corrente de curto circuito
$I_{Dx}$	Corrente no diodo “x”
$I_f$	Corrente Direta
$I_{favg}$	Corrente direta média

$I_{fmax}$	Corrente direta máxima
$I_{fmin}$	Corrente direta mínima
$I_{frms}$	Corrente direta eficaz
$I_H$	Corrente de nível alto
$I_{in}$	Corrente de Entrada
$I_L$	Corrente de nível baixo
$I_{out}$	Corrente de Saída
$I_{Sx}$	Corrente no interruptor “x”
$I_s$	Corrente de Dispersão
$J$	Densidade de Corrente
$k_{\Delta\lambda}$	Taxa de Variação da Largura a meia altura da Gaussiana com a Temperatura
$k_{ar}$	Condutividade térmica do ar
$k_h$	Porção de potência transformada em calor
$k_i$	Taxa de variação do fluxo luminoso com a corrente
$k_{mat}$	Condutividade térmica do material
$k_{Rs}$	Taxa de variação da resistência série com a temperatura
$k_T$	Taxa de variação do fluxo luminoso com a temperatura
$k_v$	Taxa de variação da tensão com a temperatura
$k_{\lambda T}$	Taxa de Variação Comprimento de Onda com a Temperatura
$L_c$	Comprimento Crítico
$L_p$	Índice de vida útil percentual “p”
$M_v$	Fator de Tensão
$n_i$	Fator de Idealidade do diodo
$Nu$	Número de Nusselt
$p$	Perímetro
$P_{el}$	Potência elétrica
$P_h$	Potência transformada em calor
$P_{in}$	Potência de Entrada
$P_{opt}$	Potência óptica
$P_{out}$	Potência de Saída
$Pr$	Número de Prandt
$P_{rad}$	Potência radiada
$P_{tot}$	Perdas Total

$P_{\lambda m}$	Potência do Comprimento de Onda do emissor m
$Q_1$	Carga Elétrica
$q_e$	Carga elétrica do elétron
$q_i$	Carga elétrica processada na etapa “i”
$r$	Raio
$R_a$	Número de Rayleigh
$R_{aux}$	Resistência auxiliar
$R_{bi}$	Resistência de built-in
$R_e$	Resistência do eletrodo
$R_{eq}$	Resistência Equivalente
$R_p$	Resistência paralelo
$R_s$	Resistência Série
$R_{Sx}$	Resistência interna do interruptor “x”
$R_{\theta ca}$	Resistência térmica do encapsulamento para o ambiente
$R_{\theta cond}$	Resistência térmica de condução
$R_{\theta conv}$	Resistência térmica de convecção
$R_{\theta ja}$	Resistência térmica da junção para o ambiente
$R_{\theta jc}$	Resistência térmica da junção para o encapsulamento
$R_{\theta material}$	Resistência térmica do material
$R_{\theta rad}$	Resistência térmica de radiação
$S_x$	Interruptor “x”
$t$	Tempo
$t_{material}$	Espessura do material
$T_a$	Temperatura Ambiente
$T_c$	Temperatura do Encapsulamento
$T_j$	Temperatura de Junção
$T_o$	Temperatura de referência
$T_s$	Período de Comutação
$V_{ap}$	Tensão Aplicada
$\nu_{ar}$	Viscosidade cinemática do ar
$V_{bi}$	Tensão de built-in
$V_{Cg}$	Tensão sobre a capacitância Cg
$V_{dg}$	Amplitude do degrau de Tensão

$V_f$	Tensão Direta
$V_{in}$	Tensão de Entrada
$V_{max}$	Tensão máxima
$V_{min}$	Tensão mínima
$V_n$	Tensão nominal
$V_o$	Tensão de limiar
$V_{OLED}$	Volume do OLED
$V_{out}$	Tensão de Saída
$V_{R_s}$	Tensão sobre a resistência $R_s$
$V_{ss}$	Tensão em regime permanente
$V_T$	Tensão Teórica
$w$	Largura
$\alpha_m$	Coefficiente de potência óptica e temperatura do emissor m
$\beta_m$	Potência Óptica na temperatura de referência do emissor m
$\beta_{ar}$	Coefficiente de expansão térmica do ar
$\gamma_m$	Potência Óptica na corrente de referência do emissor m
$\epsilon$	Emissividade do material
$\eta\%$	Eficiência percentual
$\eta_L$	Eficácia Luminosa
$\lambda$	Comprimento de Onda
$\lambda_{pk}$	Comprimento de Onda máximo
$\rho$	Densidade
$\sigma$	Constante de Boltzmann
$\tau$	Constante de Tempo
$\Phi$	Função de trabalho
$\phi$	Fluxo Luminoso
$\phi_o$	Fluxo luminoso nominal
$\chi_m$	Coefficiente de potência óptica e corrente do emissor m

## SUMÁRIO

---

<b>INTRODUÇÃO</b> .....	<b>31</b>
<b>CAPÍTULO 1</b> .....	<b>35</b>
<b>ILUMINAÇÃO EM ESTADO SÓLIDO</b> .....	<b>35</b>
<b>1.1. Introdução</b> .....	<b>35</b>
<b>1.2. Princípios de Eletrônica Orgânica</b> .....	<b>36</b>
1.2.1. Química Orgânica.....	36
1.2.2. Semicondutores Orgânicos e suas Aplicações.....	37
<b>1.3. Diodos Orgânicos Emissores de Luz</b> .....	<b>40</b>
1.3.1. Princípio de Funcionamento .....	40
1.3.2. Tipos de OLEDs .....	43
1.3.2.1.OLED de Emissão Superior .....	43
1.3.2.2.OLED Transparente.....	43
1.3.2.3.OLED Flexível ou Dobrável.....	43
1.3.2.4.OLED de Matriz Passiva .....	43
1.3.2.5.OLED de Matriz Ativa .....	44
1.3.2.6.OLED de Luz Branca .....	44
1.3.3. Características Construtivas dos OLEDs.....	45
1.3.4. Características de Fabricação dos OLEDs .....	49
1.3.5. Características de Vida Útil dos OLEDs .....	52
1.3.6. Características Elétricas dos OLEDs.....	54
1.3.7. Características Térmicas dos OLEDs.....	56
1.3.8. Características Fotométricas e Colorimétricas dos OLEDs .....	57
1.3.9. Normas e Regulamentações para OLEDs .....	63
<b>1.4. Conclusão</b> .....	<b>64</b>

**CAPÍTULO 2.....65**

**MODELAGEM ESTÁTICA DE OLEDs.....65**

<b>2.1.</b>	<b>Introdução.....</b>	<b>65</b>
<b>2.2.</b>	<b>Modelos Genéricos para OLEDs .....</b>	<b>66</b>
<b>2.3.</b>	<b>Modelo Escalar-foto-eleto-térmico Estático de OLEDs.....</b>	<b>70</b>
	2.3.1. Modelo Elétrico Estático.....	71
	2.3.1.1. Identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático .....	75
	2.3.1.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático .....	79
	2.3.1.2.1. Identificação da resistência do eletrodo ( $R_e$ ).....	81
	2.3.1.2.2. Identificação das tensões de built-in e de limiar ( $V_{bi}$ e $V_o$ ).....	82
	2.3.1.2.3. Identificação das resistências dos braços ( $R_s$ , $R_{bi}$ e $R_p$ ).....	84
	2.3.1.3. Acionamento elétrico estático de OLEDs.....	85
	2.3.2. Modelo Escalar-Térmico Estático.....	87
	2.3.2.1. Identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico.....	92
	2.3.2.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo escalar térmico .....	92
	2.3.3. Modelo Escalar-Eleto-Térmico Estático.....	99
	2.3.3.1. Identificação dos coeficientes de interação escalar-eleto-térmica.....	99
	2.3.3.2. Exemplo de identificação dos coeficientes de interação escalar-eleto- térmica	101
	2.3.4. Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico.....	102
	2.3.4.1. Identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eleto-térmica ....	106
	2.3.4.2. Exemplo de identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eleto- térmica	107
	2.3.5. Validação do Modelo Escalar-Eleto-Térmico Estático .....	110
<b>2.4.</b>	<b>Conclusão .....</b>	<b>118</b>

**CAPÍTULO 3.....119**

**MODELAGEM DINÂMICA DE OLEDs.....119**

<b>3.1.</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>119</b>
<b>3.2.</b>	<b>Modelo Escalar-foto-eleto-térmico Dinâmico de OLEDs.....</b>	<b>120</b>
	3.2.1. Modelo Elétrico Dinâmico .....	120
	3.2.1.1. Identificação dos parâmetros do modelo elétrico dinâmico .....	124
	3.2.1.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático.....	129
	3.2.1.3. Acionamento Elétrico Dinâmico de OLEDs .....	131
	3.2.2. Modelo Escalar-Térmico Dinâmico .....	137
	3.2.2.1. Identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico dinâmico .....	138
	3.2.2.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico dinâmico	138
	3.2.3. Modelo Escalar-Eleto-Térmico Dinâmico .....	139
	3.2.4. Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico Dinâmico .....	141
	3.2.5. Validação do Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico Dinâmico .....	144
	3.2.5.1. Comparativo entre modelos.....	144
	3.2.5.2. Validação do modelo elétrico dinâmico .....	146
	3.2.5.3. Construção de um modelo equivalente para validação do modelo elétrico dinâmico	149
	3.2.5.4. Validação do modelo escalar-eleto-térmico dinâmico .....	152
	3.2.5.5. Validação do modelo escalar-foto-eleto-térmico dinâmico .....	154
<b>3.3.</b>	<b>Simulação do Modelo EFET Proposto.....</b>	<b>156</b>
<b>3.4.</b>	<b>Conclusão .....</b>	<b>157</b>
	<b>CAPÍTULO 4.....</b>	<b>159</b>
	<b>ANÁLISE FOTOMÉTRICA DE OLEDs.....</b>	<b>159</b>
<b>4.1.</b>	<b>Introdução .....</b>	<b>159</b>
<b>4.2.</b>	<b>Conceitos Fotométricos .....</b>	<b>159</b>
<b>4.3.</b>	<b>Caracterização Fotométrica de OLEDs.....</b>	<b>162</b>
	4.3.1. Efeitos Térmicos nas Características Fotométricas .....	163
	4.3.2. Efeitos Elétricos nas Características Fotométricas .....	164

4.3.2.1.	Modulação por Amplitude (AM) .....	165
4.3.2.2.	Modulação por Largura de Pulso (PWM).....	166
4.3.2.3.	Modulação de Dois Níveis (BLM).....	167
<b>4.4.</b>	<b>Acionamento com corrente contínua com ondulação .....</b>	<b>171</b>
<b>4.5.</b>	<b>Conclusão .....</b>	<b>175</b>

## **CAPÍTULO 5..... 177**

### **ACIONAMENTO DE OLEDs UTILIZANDO CONVERSORES A CAPACITORES CHAVEADOS ..... 177**

<b>5.1.</b>	<b>Introdução.....</b>	<b>177</b>
<b>5.2.</b>	<b>Circuitos de Acionamento para OLEDs .....</b>	<b>177</b>
<b>5.3.</b>	<b>Conversores a Capacitores Chaveados .....</b>	<b>179</b>
5.3.1.	Topologias a Capacitores Chaveados .....	180
5.3.2.	Princípio de Operação de Conversores a Capacitores Chaveados.....	183
5.3.3.	Análise de Conversores a Capacitor Chaveado .....	187
5.3.4.	Limites e modos de operação de SCCs.....	192
5.3.4.1.1.	Especificação dos Interruptores em SCCs.....	196
5.3.4.1.2.	Especificação dos Diodos em SCCs.....	196
5.3.4.1.3.	Especificação dos Capacitores em SCCs .....	197
<b>5.4.</b>	<b>Proposta de um SCC para acionamento de OLEDs .....</b>	<b>199</b>
5.4.1.1.	Caracterização da carga de OLEDs .....	199
5.4.1.2.	Proposta de uma Topologia de SCC para acionamento de OLEDs.....	201
5.4.1.3.	Projeto da Topologia de SCC proposta para acionamento de OLEDs .....	204
5.4.1.4.	Implementação do SCC proposto .....	214
5.4.1.5.	Resultados Experimentais .....	217
<b>5.5.</b>	<b>Conclusão .....</b>	<b>221</b>

## **CONCLUSÃO GERAL ..... 223**

<b>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....</b>	<b>225</b>
<b>APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA .....</b>	<b>239</b>
<b>APÊNDICE B - TRABALHOS FUTUROS .....</b>	<b>243</b>



# INTRODUÇÃO

---

Em 1879, Thomas Alva Edison registrou a patente da primeira lâmpada elétrica baseada em um filamento de carbono, que produz luz visível por incandescência (EDISON, 1880). Este invento revolucionou a tecnologia da iluminação artificial conhecida até então. Mesmo mais de um século depois, versões aprimoradas do invento de Edison ainda têm sido utilizadas. Como o consumo de energia elétrica específico em iluminação corresponde à 20% do consumo total de energia no mundo, soluções para o uso racional da energia têm sido adotadas (INTERNATIONAL ENERGY AGENCY, 2014). Entre elas, está a redução e até a exclusão das lâmpadas incandescentes (LI) do mercado, em função da baixa eficácia energética que possuem (BRASIL, 2007).

Em virtude disto, busca-se a popularização de tecnologias mais eficientes para a iluminação residencial e comercial. Desde a crise energética brasileira em 2001, as lâmpadas fluorescentes tubulares (LFT) e compactas (LFC), que empregam a descarga elétrica em um gás como método de emissão da luz, têm recebido incentivo para serem comercializadas com o intuito de elevar o índice de eficiência energética (ABILUMI, 2014).

Mais recentemente, tecnologias baseadas na iluminação de estado sólido (IES), onde a luz é gerada pela eletroluminescência de um material semicondutor, têm se difundido progressivamente. Entre os dispositivos de IES estão os diodos que empregam materiais inorgânicos, denominados diodos emissores de luz, do inglês, *Light-Emitting Diodes* (LEDs) e aqueles que empregam compostos orgânicos, chamados de diodos orgânicos emissores de luz, do inglês, *Organic Light-Emitting Diodes* (OLEDs).

Os LEDs têm sua invenção atribuída a Nick Holonyak em 1962 (HOLONYAK; BEVACQUA, 1962) e foram primeiramente empregados como sinalizadores em equipamentos eletrônicos. Porém, com o desenvolvimento das técnicas de fabricação, em 1994, Nakamura apresentou uma configuração para emissão da cor azul, que aliada com as cores verde e vermelho, já produzidas na época, possibilitou a sintetização da luz branca (NAKAMURA; MUKAI *et al.*, 1994). Com a emissão de luz branca e o aumento da potência, os LEDs tornaram-se aplicáveis também em sistemas de iluminação, apresentando grande potencial para substituição das lâmpadas incandescentes e fluorescentes (CHENG, Y. K.; CHENG, 2006). A comercialização das lâmpadas a LED está em processo de regulamentação no Brasil mas, em

função de suas vantagens, a tendência é de que, em breve, estejam difundidas também nas aplicações de iluminação de exteriores e interiores (ELETROBRAS, 2013).

O primeiro OLED com potencial comercial foi desenvolvido em 1987 por Tang e VanSlyke na Companhia Eastman Kodak (TANG; VANSLYKE, 1987). Suas aplicações iniciais se voltaram para telas e mostradores. Posteriormente, em 2007, começaram a despertar interesse dos maiores fabricantes de lâmpadas para aplicações em iluminação. Seu principal diferencial é a emissão superficial em grande área, diferentemente da emissão pontual apresentada por LEDs, LFCs e LIs. Essa característica inovadora permite novas possibilidades de iluminação, tais como tetos ou janelas que são transparentes durante o dia e iluminam no período noturno. Os OLEDs podem ser fabricados sobre diferentes substratos, usualmente em vidro, mas também em películas metálicas ou plásticas. Como consequência, isso proporciona aos OLEDs a possibilidade de serem flexíveis, dobráveis e ajustáveis para diferentes superfícies e formas.

Além da diversidade de aplicações, o futuro dos OLEDs no âmbito da iluminação é promissor. Estudos apresentam o desempenho esperado para os OLEDs até 2025, entre os quais se destacam a eficácia luminosa que atualmente é de 60 lm/W e deve atingir 190 lm/W, a elevada vida útil estimada em 50 mil horas e uma redução no custo que atualmente é de 180 US\$/klm para 10 US\$/klm em 2025 (SO; KIDO *et al.*, 2008) (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2011) (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2012a) (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Por se tratar de uma tecnologia recente, inovadora e capaz de revolucionar os sistemas de iluminação, faz-se necessário o conhecimento do desempenho dos OLEDs submetidos a diferentes situações de operação. Em aplicações de iluminação as características fotométricas, tais como: fluxo luminoso, eficácia luminosa, índice de reprodução de cores (IRC), temperatura de cor correlata (TCC), representam as variáveis de interesse para que o dispositivo ilumine superfícies e ambientes com qualidade. No entanto, as variáveis elétricas (corrente, tensão e potência elétrica) utilizadas para acionar os OLEDs, podem afetar o seu desempenho fotométrico. Além disso, ao dissipar potência elétrica eleva-se a temperatura do dispositivo, fato que também afeta o funcionamento do OLED.

A proposta geral desta tese é caracterizar, modelar e acionar OLEDs para aplicações em iluminação. Para desenvolver esta proposta, dois objetivos específicos serão abordados.

O primeiro objetivo específico é o estudo e a caracterização dos OLEDs quanto aos seus aspectos de escala, fotométricos, elétricos e térmicos. A partir desta caracterização, propõe-se um modelo estático, para aplicações que empregam corrente contínua, e um modelo dinâmico,

para aplicação que envolvem variações da corrente no tempo. Ambos os modelos contemplam a influência dos domínios elétrico-escalar-térmico nas características fotométricas dos OLEDs.

O segundo objetivo específico trata-se do estudo, projeto e implementação de um circuito eletrônico para o acionamento dos OLEDs. Com base nos modelos propostos será apresentada uma análise de topologias eletrônicas baseadas no conceito de capacitores chaveados, com o intuito de proporcionar elevada eficácia luminosa, longa vida útil a baixo peso e volume para os sistemas de iluminação com OLEDs.

Para atingir o objetivo desejado neste trabalho, no primeiro capítulo são apresentados os OLEDs, seu princípio de funcionamento, aspectos construtivos e a caracterização térmica, elétrica e fotométrica. No segundo capítulo é proposto o modelo escalar-foto-eleto-térmico (EFET) estático. No terceiro capítulo propõe-se o modelo EFET dinâmico. O quarto capítulo apresenta uma análise fotométrica dos OLEDs com ênfase no desvio de cromaticidade e uso de correntes com ondulação no acionamento do OLED. O capítulo cinco aborda o conceito de conversores baseados em capacitores chaveados e apresenta a proposta de um conversor básico para o acionamento de um conjunto de OLEDs. Por fim, são apresentadas as conclusões e as produções bibliográficas oriundas do desenvolvimento deste trabalho.



# CAPÍTULO 1

## ILUMINAÇÃO EM ESTADO SÓLIDO

---

### 1.1. Introdução

A capacidade de um material sólido emitir luz por meio da circulação de corrente elétrica é denominada eletroluminescência. Os estudos sobre a eletroluminescência em semicondutores orgânicos iniciaram na década de 1950 por Bernanose, sendo seguidos por Pope em 1963 e Helfrich em 1965. Eles estudaram os aspectos fundamentais da geração de luz a partir de materiais orgânicos e propuseram alguns dispositivos. No entanto, devido à espessura excessiva e à alta tensão de operação, esses dispositivos não chegaram a ser comercializados (BERNANOSE; COMTE *et al.*, 1953; HELFRICH; SCHNEIDER, 1965; POPE; KALLMANN *et al.*, 1963).

O primeiro OLED considerado comercialmente viável foi desenvolvido por Tang e VanSlyke na Companhia Eastman Kodak em 1987 (TANG *et al.*, 1987). Este dispositivo foi construído com diferentes camadas de material orgânico para o transporte de lacunas e elétrons que, através de recombinações, geram luz. Essa estrutura foi obtida por evaporação no vácuo de um material orgânico de pequenas moléculas depositado entre um catodo metálico e um substrato condutivo. A eficácia do dispositivo foi considerada suficiente para aplicação comercial e esse trabalho impulsionou os estudos no campo da eletroluminescência orgânica.

Em 1990, Burroughes apresentou o primeiro OLED baseado em polímeros, também chamado de LED polimérico (PLED). Esse dispositivo é baseado em moléculas de cadeias longas e foi criado com uma única película de poli(p-fenileno vinileno) usando um processo denominado *spin coating* (BURROUGHES; BRADLEY *et al.*, 1990).

Em 1995, Kido apresentou o primeiro OLED com capacidade de sintetizar luz branca, empregando emissores de luz com cores diferentes (KIDO, JUNJI; KIMURA *et al.*, 1995). Em 1998, Baldo empregou emissores fosforescentes para quadruplicar a eficácia do dispositivo (BALDO; O'BRIEN *et al.*, 1998). Já em 2001, Lamansky desenvolveu uma plataforma para sintetizar OLEDs baseados em complexos de irídio fósforo (LAMANSKY; DJUROVICH *et*

*al.*, 2001). Mais recentemente, Reineke melhorou a eficácia dos OLEDs fosforescentes brancos para níveis próximos de 90 lm/W (REINEKE; LINDNER *et al.*, 2009). Este é um breve histórico dos OLEDs, cuja eficácia é atualmente de 131 lm/W para um painel de dimensões 15x15 cm desenvolvido pela *Konica Minolta* e 156 lm/W para um painel de 2x2cm desenvolvido pela *NEC Lighting* (KONICA MINOLTA, 2014a; NEC LIGHTING, 2013). Estudos do Departamento de Energia dos Estados Unidos estimam uma tendência de atingir 190 lm/W até o ano de 2025 (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2013). A Figura 1.1 ilustra a evolução da eficácia luminosa para diferentes tecnologias de iluminação.

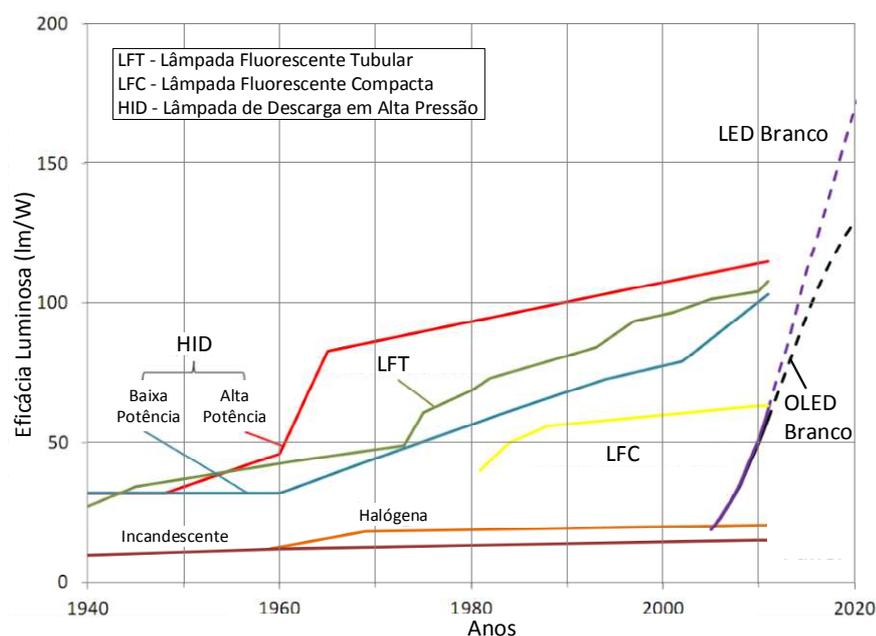


Figura 1.1 – Evolução da eficácia luminosa para diferentes tecnologias de iluminação incluindo os OLEDs (Adaptada de: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2012a)).

Com a apresentação do panorama da Figura 1.1, a respeito da evolução das principais fontes luminosas, incluindo os OLEDs, inicia-se este capítulo, o qual tem por objetivo introduzir alguns conceitos da química orgânica, apresentar o princípio de funcionamento dos OLEDs e suas aplicações. Os tipos de OLEDs, juntamente com suas respectivas estruturas construtivas, serão apresentados, caracterizando-os quanto aos aspectos térmicos, elétricos e fotométricos.

## 1.2. Princípios de Eletrônica Orgânica

### 1.2.1. Química Orgânica

A química orgânica é o ramo da química que estuda os compostos do carbono. Nem todos os compostos que contêm carbono são orgânicos, no entanto todos os compostos

orgânicos contêm carbono e hidrogênio. O carbono é um elemento químico que possui número atômico igual a 6 e apresenta 4 elétrons na última camada, podendo assim formar ligações covalentes (CARNEIRO, 2010).

Uma ligação covalente consiste no compartilhamento de um ou mais pares de elétrons entre átomos. Deste modo, cada elétron de valência poderá estabelecer uma ligação química a outro átomo. Assim, um átomo de carbono poderá estabelecer 4 quatro ligações químicas de forma a obter a regra do octeto, como ilustra a Figura 1.2. Uma ligação iônica ou eletrovalente é formada pela transferência de um ou mais elétrons de um átomo para outro para criar íons, ou seja, deixar o átomo carregado eletricamente. Quando negativo é chamado de ânion e quando positivo é chamado de cátion (SOLOMONS; FRYHLE, 2001).

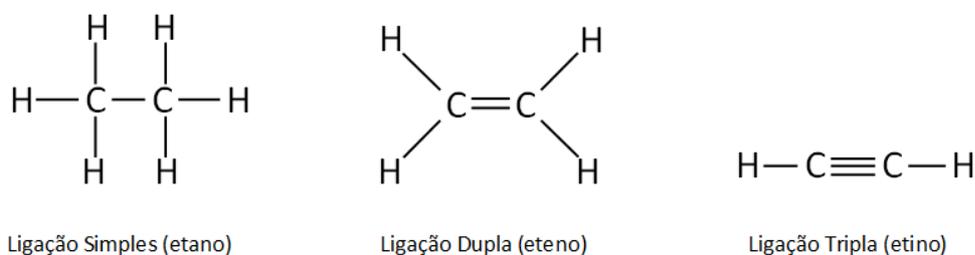


Figura 1.2 – Possíveis ligações covalentes do Carbono (CARNEIRO, 2010).

O átomo de carbono tem a capacidade de se ligar a outros átomos, formando cadeias curtas como o etano, ou longas como os polímeros, com as mais variadas disposições. Os polímeros são macromoléculas orgânicas que podem ser naturais, por exemplo, o algodão ou de origem sintética, por exemplo, o polietileno, polipropileno e poliestireno.

### 1.2.2. Semicondutores Orgânicos e suas Aplicações

Os semicondutores inorgânicos (SI) são constituídos de silício e germânio, já os semicondutores orgânicos (SO) são constituídos de moléculas orgânicas conjugadas formadas principalmente de cadeias de carbono. Suas propriedades elétricas são diferentes das propriedades dos semicondutores inorgânicos. Podem ser classificados em duas categorias, os polímeros e as moléculas pequenas (SANTOS, R. M. B. D., 2011).

Os polímeros são macromoléculas formadas por estruturas moleculares orgânicas (monômeros) conjugadas repetidamente e existem na forma natural ou sintetizadas. As moléculas pequenas são compostos orgânicos de baixo peso molecular quando comparadas aos polímeros, que em geral são conjugados com ligações do tipo  $\pi$ . (SANTOS, R. M. B. D., 2011). Exemplos de estruturas químicas de moléculas orgânicas empregadas na construção de OLEDs são apresentados na Figura 1.3.

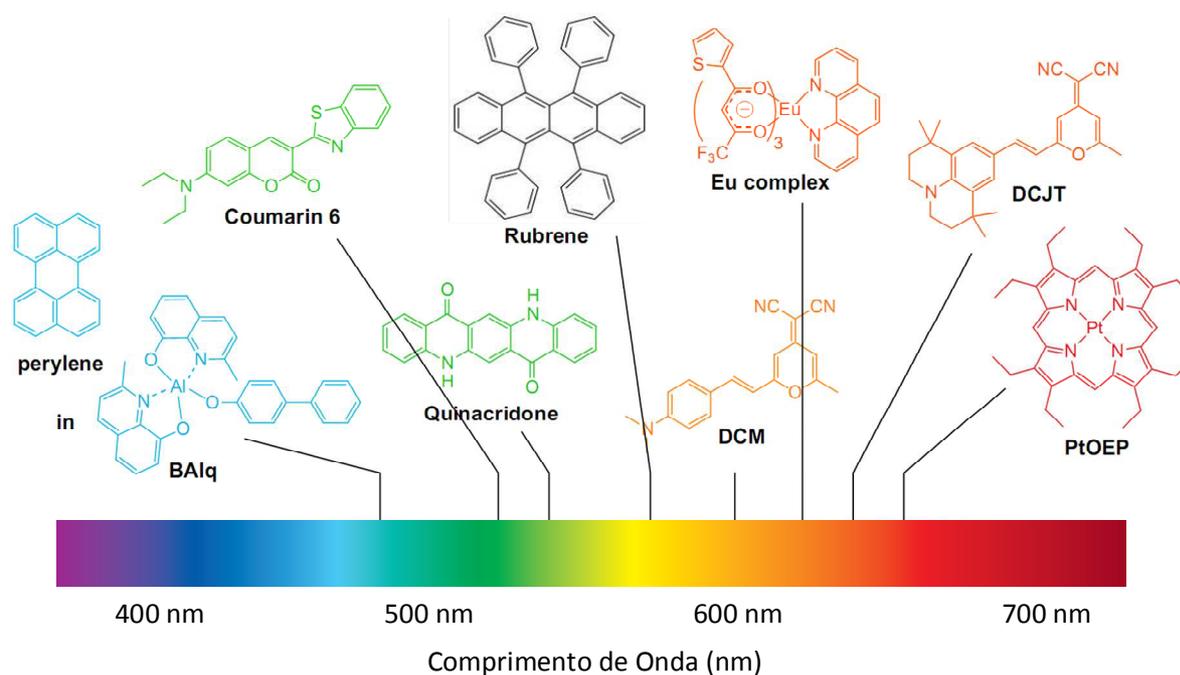


Figura 1.3 – Estrutura química de algumas moléculas orgânicas empregadas na construção de OLEDs (Adaptada de: (CHENG, S. F., 2015)).

Da mesma forma que nos SI, os SO podem ser classificados como transportadores majoritários de elétrons (semicondutor tipo n) ou transportadores majoritários de lacunas (semicondutor tipo p). No entanto, os filmes de SO não possuem uma rede cristalina, ou mesmo uma estrutura bem organizada para a maioria dos casos. Em geral, os SO possuem um grande número de defeitos em sua estrutura química originados no processo de síntese do material ou devido a processos de degradação térmica (que podem gerar ruptura das ligações químicas) e até mesmo devido a efeitos de origem mecânica, por exemplo, torção ou compressão das cadeias orgânicas (SANTOS, R. M. B. D., 2011).

Como consequência desta grande distribuição de defeitos nos compostos orgânicos, o transporte de cargas é limitado por estados de energia localizados, o que o torna lento e incoerente. Por isso, o transporte ocorre através de um mecanismo conhecido como *hopping*, no qual o portador de carga se desloca (saltando) pelos estados de energia bem definidos (MONTERO; BISQUERT, 2011). Estes estados de energia bem definidos, presentes nos SO, constituem os chamados orbitais moleculares de energia. Os SO apresentam uma equivalente banda de valência, chamada orbital molecular com menor desocupação, do inglês, *lowest unoccupied molecular orbital* (LUMO) e uma banda de condução, denominada orbital molecular com maior ocupação, do inglês, *highest occupied molecular orbital* (HOMO). As lacunas, cargas positivas, são transportadas pelo HOMO enquanto os elétrons, cargas negativas, pelo LUMO e sua diferença em energia é chamada *gap*, ver Figura 1.4 (MONTERO *et al.*, 2011) (SANTOS, R. M. B. D., 2011).

As duas bandas distintas são formadas pelo aumento do número de orbitais moleculares que ficam mais próximos, a ponto da distância entre eles ser tão pequena que pode ser considerada contínua, ao invés de um sistema discreto de níveis, como ilustra a Figura 1.4. O espaço entre as duas bandas de energia é chamado *bandgap* e representa a energia necessária para promover um elétron do HOMO para o LUMO (CREMONA, 2010).

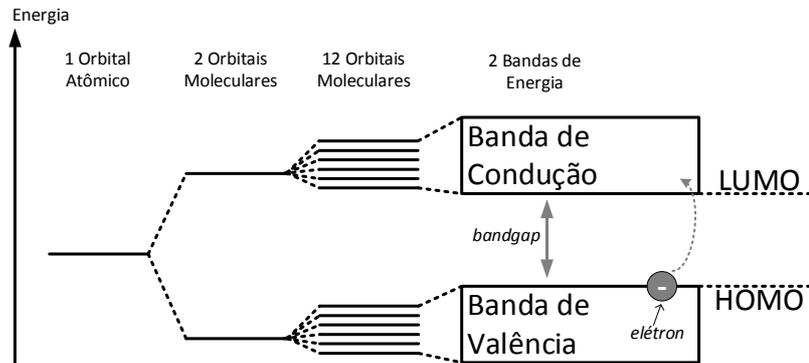


Figura 1.4 – Formação das bandas de energia a partir dos orbitais moleculares (Adaptada de (CREMONA, 2010)).

A condutividade dos SO pode variar em função do campo elétrico aplicado, da temperatura, da espessura e da geometria da película orgânica (SANTOS, R. M. B. D., 2011). Em uma escala de condutividade elétrica alguns SO podem ser comparados com outros materiais e SI como ilustra a Figura 1.5.

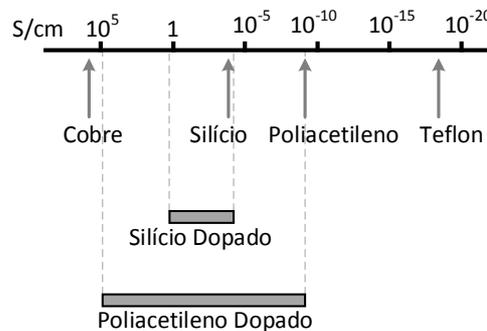


Figura 1.5 – Comparativo de condutividade elétrica de SIs e SOs (Adaptada de (CREMONA, 2010)).

Devido às propriedades semicondutoras dos materiais orgânicos, eles têm sido amplamente estudados devido ao seu grande potencial tecnológico como materiais ativos em dispositivos eletrônicos e opto-eletrônicos. Vantagens como miniaturização, robustez e flexibilidade têm possibilitado inúmeras aplicações para os dispositivos orgânicos, não só como diodos emissores de luz (JI; ZHAO *et al.*, 2011), mas também como fotovoltaicos orgânicos (PARK, S. H.; ROY *et al.*, 2009) e transistores de efeito de campo (MELZER; VON SEGGERN, 2010) (CAZATI, 2008), como apresenta a Figura 1.6.

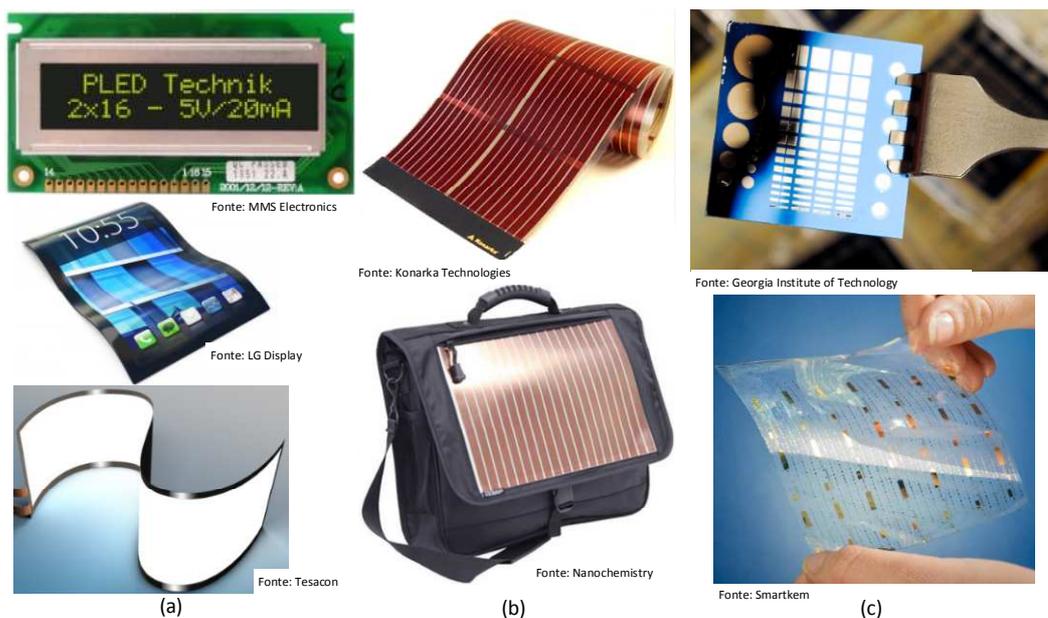


Figura 1.6 – Exemplos de aplicações: (a) OLEDs e PLEDs (b) Células fotovoltaicas orgânicas (c) Transistores Orgânicos (Imagens obtidas da internet).

### 1.3. Diodos Orgânicos Emissores de Luz

#### 1.3.1. Princípio de Funcionamento

Por se tratarem de dispositivos semicondutores, os OLEDs apresentam princípio de funcionamento baseado no deslocamento e recombinação de elétrons e lacunas. Para um melhor entendimento deste princípio, será utilizada a estrutura mais simples de um OLED, mostrada na Figura 1.7(a), que consiste de uma camada orgânica localizada entre dois eletrodos. O primeiro eletrodo é o catodo, um contato metálico reflexivo construído normalmente com alumínio ou prata. O segundo eletrodo é o anodo que é transparente e usualmente fabricado empregando óxido de estanho e índio, do inglês, *indium tin oxide* (ITO). Essas camadas são empilhadas sobre um substrato de vidro ou plástico.

O funcionamento de um OLED pode ser dividido em quatro processos: a injeção de cargas, o transporte de cargas, a recombinação de cargas e, por fim, a emissão da luz.

Com a aplicação de uma tensão, representada por  $V_f$ , gera-se um campo elétrico externo, com isso as lacunas são injetadas através do anodo (como ilustra a Figura 1.7(b)) enquanto os elétrons são injetados através do catodo. Em seguida, as lacunas e os elétrons são transportados através de saltos pelos diferentes níveis do HOMO e do LUMO, respectivamente, até atingirem a camada orgânica ou emissiva. Na camada orgânica, as lacunas e os elétrons se recombinam formando um estado conhecido com éxciton. A energia de excitação do éxciton é transferida para os estados moleculares excitados singlete e tripleto das moléculas da camada orgânica. A

emissão de luz ocorre na faixa do espectro visível, devido ao decaimento radiativo destes estados moleculares excitados (MEERHEIM; LÜSSEM et al., 2009; SANTOS, R. M. B. D., 2011; SIMÕES, 2007).

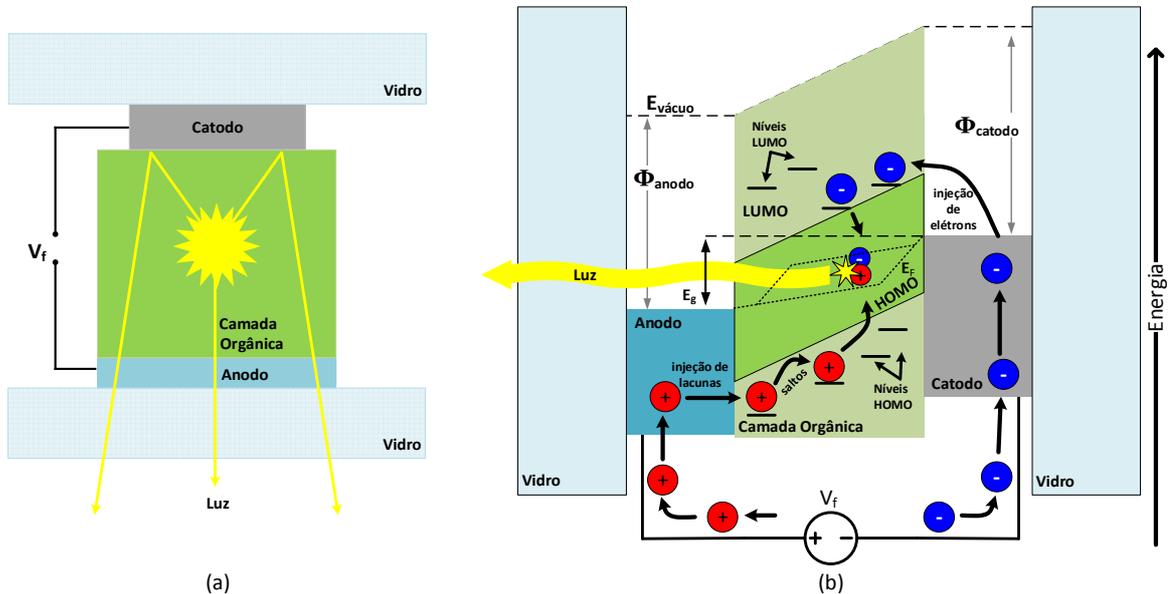


Figura 1.7 – Princípio de funcionamento do OLED: (a) estrutura simples (b) diagrama de energia (Adaptada de (MEERHEIM et al., 2009) (BRÜTTING, WOLFGANG; BERLEB *et al.*, 2001)).

A Figura 1.8 mostra a representação esquemática dos diagramas de energia de um OLED sob diferentes polarizações. Quando o OLED está sem polarização (Figura 1.8 (a)), o diagrama de energia apresenta a diferença entre as funções de trabalho ( $\Phi$ ) de cada material envolvido na estrutura em relação a energia do vácuo ( $E_{\text{vácuo}}$ ). A função de trabalho representa a quantidade de energia necessária para retirar um elétron da banda de valência para o nível do vácuo. Considerando o equilíbrio termodinâmico, forma-se um contato Schottky. Nesse tipo de contato, ocorre a formação do chamado potencial de contato entre as interfaces do material orgânico e dos eletrodos. A diferença entre os potenciais de contato das interfaces é denominada potencial de *built-in* ( $V_{\text{bi}}$ ), dado pela diferença entre as funções de trabalho dos eletrodos (CAZATI, 2008; SANTOS, L. F., 2003).

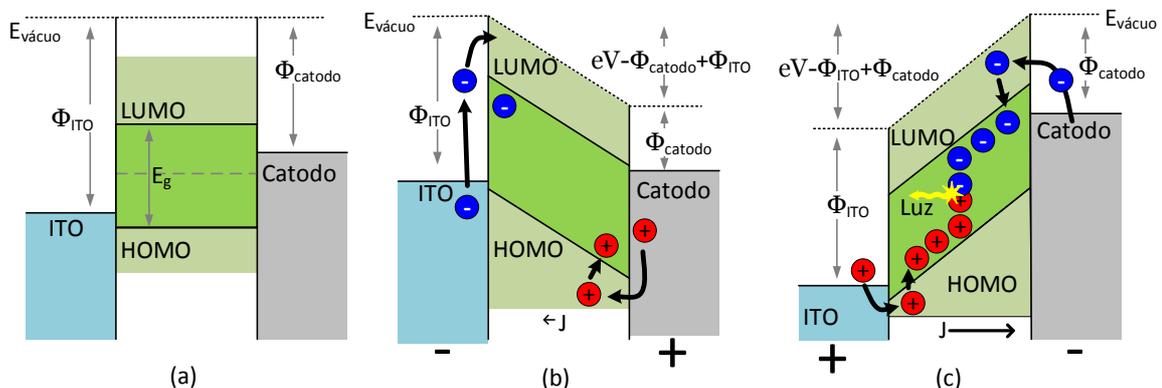


Figura 1.8 – Diagramas de energia: (a) antes do estabelecimento de uma polarização (b) reversamente polarizado (c) diretamente polarizado (Adaptado de (SANTOS, L. F., 2003)).

Quando um potencial negativo  $V_f$  é aplicado no eletrodo de ITO (anodo) o dispositivo está polarizado no modo reverso. Neste caso, a configuração das bandas é tal como representada pela Figura 1.8 (b), na qual o ITO atua como injetor de elétrons e o catodo como injetor de lacunas. No entanto, como as barreiras de energia para a injeção de elétrons pelo ITO e de lacunas pelo catodo são altas, a densidade de corrente total ( $J$ ) que flui através do dispositivo é bastante reduzida em função da baixa densidade de portadores de carga disponíveis, então diz-se que o dispositivo está reversamente polarizado (CAZATI, 2008; SANTOS, L. F., 2003).

Ao aplicar-se tensão  $V_f$  positiva no ITO (em relação ao catodo) como ilustra a Figura 1.8 (c), tem-se a polarização no modo direto, e dois regimes de operação distintos podem ser destacados. Primeiramente, quando a tensão aplicada é menor que  $V_{bi}$ , a configuração ainda é a mesma de quando o dispositivo está polarizado no modo reverso e, conseqüentemente, a corrente no dispositivo ainda é muito baixa (CAZATI, 2008; SANTOS, L. F., 2003).

Quando a tensão aplicada é maior que  $V_{bi}$  a deformação das bandas de energia do composto orgânico se inverte em relação ao modo reverso e a situação para a injeção de lacunas a partir do ITO torna-se favorável. Nesse regime, o catodo passa a injetar elétrons e o ITO passa a injetar lacunas através de barreiras dadas pela diferença entre as funções de trabalho dos eletrodos e das energias do HOMO/LUMO. Estas barreiras são dadas em eV e podem ser vencidas mais facilmente do que no caso de polarização reversa, resultando em correntes consideravelmente maiores, como ilustra a seta em  $J$  na Figura 1.8 (c) (CAZATI, 2008).

Portanto, o gráfico da relação entre corrente e tensão (I-V) de um OLED deve ter a forma de uma curva característica de um diodo convencional: “conduzindo” no modo direto e “bloqueando” no modo reverso. Adicionalmente, como ambos os tipos de portadores são injetados pelos eletrodos e transportados através das camadas orgânicas, correntes mais elevadas fazem com que tenham maiores taxas de recombinação destes portadores, resultando em maiores intensidades de luz emitida, o que justifica o controle da intensidade luminosa pela corrente.

A escolha dos materiais que compõe os eletrodos de um OLED é um fator fundamental, uma vez que os mesmos controlam diretamente a injeção dos elétrons e das lacunas no interior do composto orgânico. Assim, os catodos devem possuir baixo valor de função de trabalho, para facilitar a injeção de elétrons, enquanto os anodos devem possuir altos valores de função de trabalho, com o objetivo de facilitar a injeção de lacunas (CAZATI, 2008). Como a tensão de polarização é variável dependente da função de trabalho dos eletrodos, a escolha de materiais que proporcionem uma baixa tensão de polarização é preferível, pois para uma mesma corrente,

com a redução da tensão, pode-se reduzir a potência elétrica e aumentar a eficácia luminosa, em lm/W, do dispositivo (MEERHEIM et al., 2009).

### 1.3.2. Tipos de OLEDs

A versatilidade dos OLEDs e as inúmeras possibilidades de aplicações fizeram com que a tecnologia evoluísse de forma a obter diferentes tipos de dispositivos para suprir as mais variadas necessidades. Os principais tipos de OLEDs são:

#### 1.3.2.1. OLED de Emissão Superior

Esse dispositivo é construído de forma que a luz seja emitida apenas por uma das superfícies, que pode ser espelhada ou opaca. A superfície oposta não possibilita a emissão de luz, como ilustra a Figura 1.9 (a).

#### 1.3.2.2. OLED Transparente

Neste tipo de dispositivo ambas as superfícies são transparentes, possibilitando a emissão de luz por ambos os lados. Ele é um atrativo para aplicações em residências, por exemplo, onde podem ser instalados sobre os vidros da janela, iluminando quando ligados e proporcionando visão externa quando desligados. Outra aplicação é automotiva, podendo ser utilizados como indicadores no vidro dianteiro dos veículos. Um exemplo de aplicação de OLEDs transparentes é mostrado na Figura 1.9 (b).

#### 1.3.2.3. OLED Flexível ou Dobrável

São dispositivos poliméricos, o que os torna flexíveis e dobráveis. Também são chamados de *Flexible/Foldable* OLED (FOLEDs) e são revolucionários porque são úteis em aplicações de telefonia, televisores em curva, mostradores em geral e até em artigos de vestuário, como apresenta a Figura 1.9 (c).

#### 1.3.2.4. OLED de Matriz Passiva

Também chamados de *Passive Matrix* OLED (PMOLED), eles são constituídos por linhas de catodos, camadas orgânicas e linhas de anodos. As linhas são dispostas perpendicularmente umas às outras e suas intersecções formam os pixels. Com o auxílio de um circuito eletrônico externo pode-se acionar os pixels desejados e ter um controle total sobre o

que é emitido. São aplicados principalmente em pequenos mostradores e telefones celulares, como mostrado na Figura 1.9 (d).

### 1.3.2.5. OLED de Matriz Ativa

São conhecidos também como *Active Matrix* OLED (AMOLED), são semelhantes aos PMOLEDs, porém consomem menos energia e possuem transistores finos internos para o controle da emissão. Apresentam rapidez na resposta luminosa, o que os tornou aplicáveis em televisores de alta resolução e telefones celulares, como apresenta a Figura 1.9 (e).

### 1.3.2.6. OLED de Luz Branca

Os OLEDs de luz branca, também chamados de *White* OLEDs (WOLEDs), são capazes de emitir luz branca com diferentes temperaturas de cor e tornaram-se responsáveis por uma revolução nos sistemas de iluminação, sua principal aplicação, como mostra a Figura 1.9 (f). Os WOLEDs serão alvo do presente trabalho e informações mais detalhadas dos seus aspectos construtivos e de operação serão apresentados posteriormente.

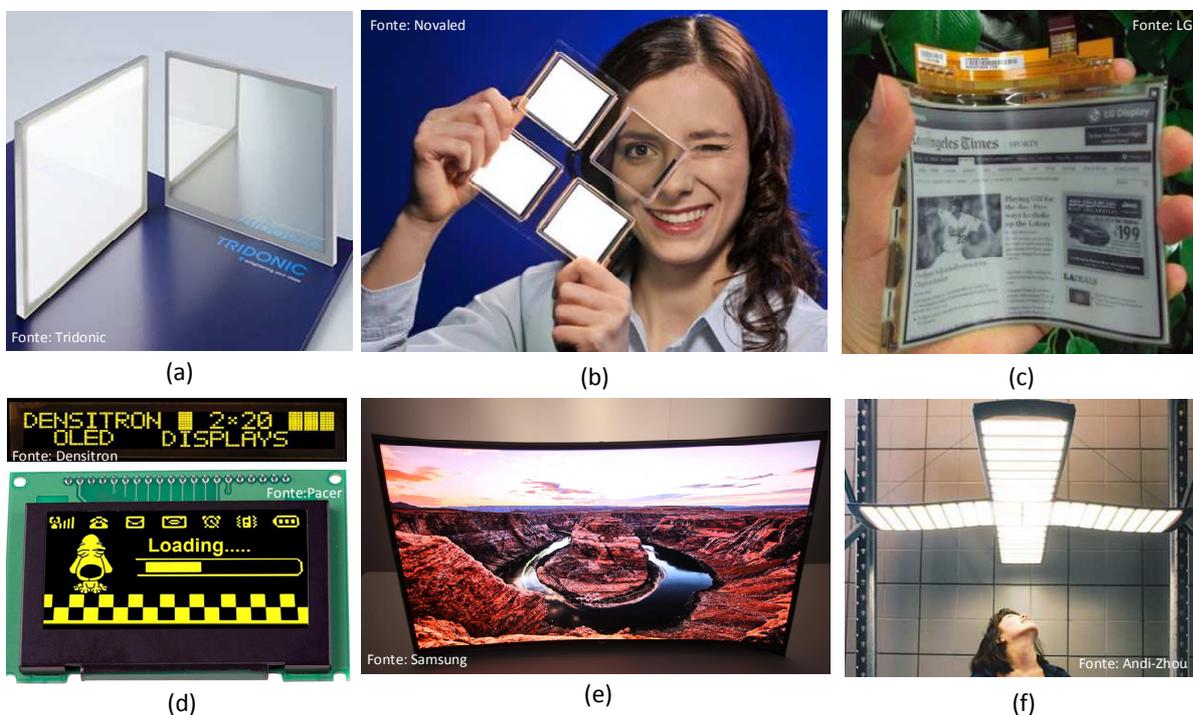


Figura 1.9 – Exemplos de aplicação dos principais tipos de OLEDs (a) emissão superior (b) transparentes (c) FOLEDs (d) PMOLEDs (e) AMOLEDs (f) WOLEDs (Imagens obtidas da internet).

### 1.3.3. Características Construtivas dos OLEDs

A estrutura básica de um OLED formada por uma única camada orgânica foi apresentada na Figura 1.7. Entretanto esta estrutura não é capaz de oferecer uma elevada eficiência quântica externa, que é definida como a relação do número de fótons emitidos pelo número de elétrons injetados, e que resulta na eficácia luminosa medida em lm/W. Com o objetivo de melhorar a eficácia do dispositivo, estruturas com múltiplas camadas foram propostas, como ilustra o exemplo da Figura 1.10 (MEERHEIM et al., 2009).

Em contraste com a estrutura de camada única, a estrutura de múltiplas camadas apresenta melhorias na injeção de portadores, otimizando o transporte de portadores dentro da zona de recombinação e reduz a absorção da luz no interior do OLED. A estrutura de múltiplas camadas apresentada por Meerheim *et al.* em 2009 possui cinco camadas das quais duas realizam o transporte de portadores, a camada de transporte de lacunas (CTL) e a camada de transporte de elétrons (CTE), ambas são responsáveis pela otimização da injeção dos portadores a partir dos eletrodos em direção à camada de emissão de luz (CEL). Essas camadas reduzem a tensão direta do dispositivo e, conseqüentemente, melhoram a eficácia luminosa. As duas camadas restantes estão localizadas ao lado da CEL, e são a camada de bloqueio de lacunas e de elétrons, (CBL) e (CBE), respectivamente. As camadas de bloqueio são responsáveis por confinar as cargas injetadas e incentivar a geração de éxcitons intensificando a emissão de luz (MEERHEIM et al., 2009).

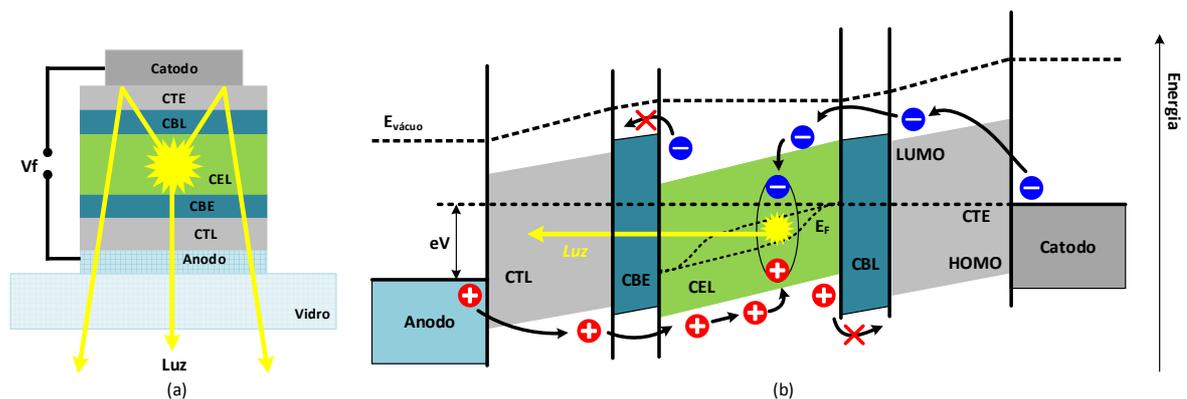


Figura 1.10 – (a) OLED com múltiplas camadas orgânicas (b) diagrama de energia de uma estrutura com múltiplas camadas (Adaptado de (MEERHEIM et al., 2009))

A otimização do desempenho do dispositivo também pode ser realizada com a utilização de materiais específicos. Para construção do anodo, utiliza-se normalmente o ITO por ser um bom injetor de lacunas e principalmente por ser transparente na região visível. Apesar de sua característica relativamente boa de injeção de lacunas, o ITO está muito aquém das taxas de

injeção dos metais injetores de elétrons, desta forma estuda-se a utilização de óxido de índio dióxido de estanho para a construção de OLEDs em substituição ao ITO (SILVA, 2008).

Para a construção do catodo geralmente são utilizados metais como: alumínio, magnésio, bário e cálcio. O catodo deve apresentar uma função de trabalho que permita a injeção de elétrons na camada polimérica sob uma baixa tensão. A dificuldade de se trabalhar com elementos com função de trabalho adequada, como o cálcio, bário ou magnésio, encontra-se na facilidade com que ocorre a oxidação destes, provocada pelo oxigênio ou vapor de água. Esta característica dos materiais é uma das principais responsáveis pela degradação dos dispositivos e por consequência a redução da vida útil. A este fenômeno denomina-se foto-oxi-degradação (SILVA, 2008).

A CEL pode ser construída com uma variedade de materiais. O comprimento de onda e consequentemente a cor da luz emitida depende da energia do gap dos materiais que compõem a CEL. Os OLEDs são capazes de emitir praticamente todas as cores do espectro eletromagnético da luz, mas com elevada tensão de condução. A utilização de complexos orgânicos com terras raras permite resolver em parte este problema (SIMÕES, 2007).

Devido às regras da mecânica quântica, a probabilidade de formação de éxcitons singleto é de 25%, enquanto que a probabilidade de formação de éxcitons tripleto é de 75%. Para a maioria dos materiais orgânicos poliméricos e de pequenas moléculas, o decaimento do estado excitado tripleto é não radiativo, o que limita o dispositivo OLED a uma eficiência máxima de 25%. Existem pesquisas voltadas para a melhoria desta eficiência através do aproveitamento de éxciton tripletos utilizando complexos orgânicos que utilizam íons de terras raras (SANTOS, R. M. B. D., 2011). A utilização de materiais fosforescentes que podem gerar a emissão de éxcitons dos estados singleto e tripleto pode fazer a eficiência interna atingir os 100% (D'ANDRADE; FORREST, 2004; KÖLLER; WILSON et al., 2002; LEVERMORE; DYATKIN et al., 2012; SIMÕES, 2007; YERSIN, 2007).

Diversas são as possibilidades e variações na estrutura construtiva dos OLEDs. Estudos abordando a influência da espessura das camadas, os mecanismos de perdas, materiais fluorescentes e fosforescentes e diferentes tipos de eletrodos têm sido desenvolvidos (NOWY, 2010).

Como o objetivo deste trabalho são aplicações de iluminação, serão abordadas apenas estruturas para geração de luz branca, excluindo, por exemplo, estruturas voltadas para geração de cores e matrizes de mostradores.

As primeiras publicações reportando OLEDs capazes de emitir luz branca são atribuídas a Kido *et al.* em 1994. Desde então, vários métodos e estruturas têm sido propostas com o

intuito de gerar luz branca a partir de compostos orgânicos (KIDO, J.; HONGAWA *et al.*, 1994) (KIDO, JUNJI *et al.*, 1995). Os métodos mais difundidos para emitir luz branca a partir de OLEDs são a mistura de cores e a conversão espectral (MAZZEO, 2010).

Na técnica de mistura de cores nenhum tipo de fósforo é empregado, e portanto as perdas com a conversão do comprimento de onda não ocorrem nessa abordagem, proporcionando alta eficiência. Esse método emprega múltiplos emissores em um único dispositivo em que a mistura de diferentes cores produz a sensação visual da cor branca. A luz branca pode ser obtida misturando duas cores complementares, azul e amarelo, ou três cores primárias, azul, verde e vermelho. Os dispositivos típicos que empregam essa técnica consistem em estruturas com multicamadas emissivas, única camada dopada e com micro cavidades.

A estrutura com multicamadas, também é conhecida como Tandem, é a mais difundida devido ao aumento de brilho que proporciona sem elevar a densidade de corrente. Possui emissões simultâneas de luz a partir de duas ou mais camadas emissivas com diferentes cores, resultando no branco. Essa técnica é baseada na deposição consecutiva ou co-evaporação de diferentes materiais emissores para controle dos éxcitons na zona de recombinação (MAZZEO, 2010). A emissão desses dispositivos depende da espessura e composição de cada camada, as quais devem ser precisamente controladas para atingir o balanço de cor necessário (GUO; MA *et al.*, 2005). Controlando a corrente de recombinação de cada camada orgânica individual a partir dos emissores vermelho, azul e verde, pode-se obter luz branca com a desejada pureza. A Figura 1.11(a) ilustra o empilhamento simples com três diferentes emissores, possuindo a vantagem de apresentar baixo custo de produção. A Figura 1.11(b) mostra a o empilhamento sucessivo de camadas, por fim a estrutura da Figura 1.11(c) que pode proporcionar o ajuste da cor desejada (REINEKE; THOMSCHKE *et al.*, 2013).

O processo de fabricação de uma estrutura multicamadas é complexo e vários parâmetros precisam ser otimizados para a boa reprodução de cores e elevada eficácia luminosa. Esses dispositivos também possuem alta tensão de operação devido ao perfil de empilhamento e às diferentes camadas empilhadas, por isso são preferíveis dispositivos com a menor espessura possível.

Os WOLEDs com uma única camada consistem apenas de uma camada orgânica ativa que pode emitir a faixa visível completa podendo superar as complexidades previamente expostas. Essa estrutura é formada por uma camada de emissor azul dopada com diferentes corantes ou pela mistura de dois ou mais polímeros (LEE, J.-I.; CHU *et al.*, 2003), como mostra a Figura 1.12.

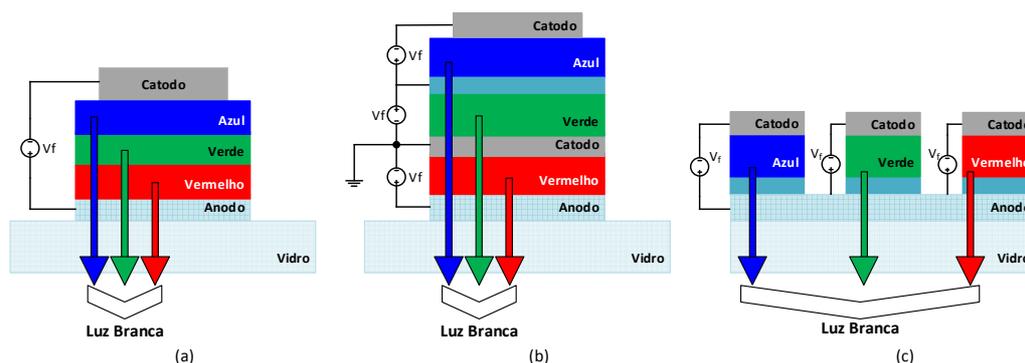


Figura 1.11 – Diagrama esquemático de estruturas para síntese de luz branca com multicamadas: (a) empilhamento vertical sem controle individual (b) empilhamento vertical com controle individual (c) empilhamento horizontal (Adaptadas de (MAZZEO, 2010)).

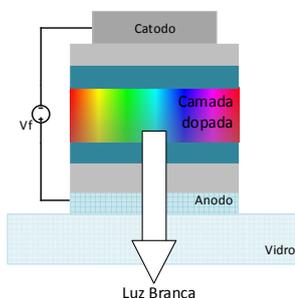


Figura 1.12 – Estrutura com uma camada emissora dopada com corantes (Adaptada de: (REINEKE *et al.*, 2013)).

Uma proposta potencial para reduzir os dopantes e as heterogeneidades inerentes às estruturas multicamadas é empregar processos bimoleculares, que consistem no decaimento de espécies emissoras agregadas, formadas no estado fundamental ou no estado excitado (excímeros e exciplexes), que são estados excitados cujo comprimento de onda se sobrepõe a um comprimento de onda próximo (D'ANDRADE *et al.*, 2004). Algumas pesquisas têm sido desenvolvidas para a aplicação de exciplexes no ajuste de emissão de cor e na síntese de luz branca (LI; LI *et al.*, 2006; TONG; LAI *et al.*, 2007).

Estruturas com micro cavidades têm recebido atenção, pois tratam-se de um sistema que consiste em um par de espelhos altamente reflexivos tendo uma separação da ordem de um micrometro e utiliza o conceito de Fabry-Perot que proporciona reflexões múltiplas dentro de uma cavidade. A micro cavidade é formada quando o material emissivo é empilhado entre dois espelhos metálicos ou um espelho metálico e um refletor semitransparente. Durante a operação do dispositivo, ondas estacionárias são geradas, sendo que o comprimento de onda depende do índice de refração e comprimento da cavidade. Variando a espessura da camada, a luz indesejada pode ser filtrada, e a luz emitida pode ser obtida com o comprimento de onda desejado para sintetizar a luz branca (MAZZEO, 2010; SHIGA; FUJIKAWA *et al.*, 2003).

As principais técnicas para obtenção da luz branca a partir de mistura de cores foram apresentadas. Quanto à conversão de espectro, pode-se empregar algum dispositivo que emite a cor azul ou ultravioleta para estimular outro material, por exemplo, o fósforo, como mostra a Figura 1.13. A combinação dos comprimentos de onda proporciona a obtenção da luz branca. Essa conversão pode ser realizada com a utilização de fósforo de diferentes cores para atingir a cor branca com a temperatura de cor desejada. Trata-se de uma estrutura mais simplificada em relação à de múltiplas camadas. No entanto, existem perdas na conversão do fósforo que acabam reduzindo a eficácia do dispositivo (FORREST; BURROWS *et al.*, 2000; REINEKE *et al.*, 2013; SO *et al.*, 2008).

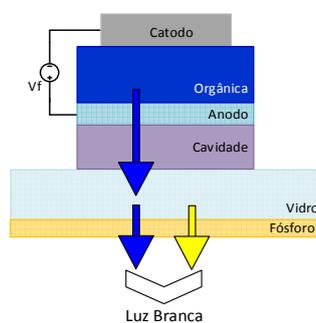


Figura 1.13 – Estrutura esquemática da emissão de luz branca a partir da conversão de espectro (Adaptada de (BERA; MASLOV *et al.*, 2011)).

Variações destas estruturas têm sido propostas sempre com o objetivo de melhorar a estabilidade, a eficiência e a qualidade da luz branca emitida. Como exemplo podem ser citadas as estruturas empregando camadas únicas propostas por Pope *et al.* em 1963 e Helfrich *et al.* em 1965, as configurações de duas camadas patenteadas por VanSlyke e Tang em 1985 e estruturas multicamadas dopadas apresentadas por Blochwitz *et al.* em 2002 além das estruturas otimizadas propostas por Cheng *et al.* em 2011 para melhorar a eficácia e a reprodução de cores (BLOCHWITZ; PFEIFFER *et al.*, 2002; CHEN, S.; TAN *et al.*, 2011; HELFRICH *et al.*, 1965; POPE *et al.*, 1963; VANSLYKE; TANG, 1985).

#### 1.3.4. Características de Fabricação dos OLEDs

Existem dois tipos de processos mais difundidos na fabricação de OLEDs: a deposição em fase de vapores orgânicos e a impressão a jato de tinta.

O processo de fabricação por deposição em fase de vapores orgânicos funciona através do transporte de moléculas orgânicas para um substrato frio por meio da utilização de um gás de transporte inerte aquecido. As camadas orgânicas são o produto final e podem ser

aperfeiçoadas alterando a temperatura deste gás, assim como podem ser feitas mais uniformes reduzindo-se a pressão do gás transportador (KEIPER; MEYER *et al.*, 2012).

O sistema de impressão a jato de tinta consiste de uma plataforma móvel capaz de transferir um substrato selecionado sob várias cabeças de impressão, que pulverizam gotas de material orgânico a partir de diferentes bicos. Essas gotas de material orgânico são colocadas precisamente sobre o substrato selecionado para formar os pixels na tela (PARDO; JABBOUR *et al.*, 2000).

O encapsulamento e o transporte dos substratos pode ser realizado pela técnica denominada rolo a rolo, do inglês, *roll-to-roll*, que consiste na utilização de rolos com substratos e filmes finos que sob alta pressão são responsáveis por transportar cada elemento do dispositivo na linha de produção (SO *et al.*, 2008).

As linhas de produção existentes que empregam a deposição de vapor para formar as camadas orgânicas sobre substratos de vidro têm sua capacidade de produção estimada pelo tempo do ciclo de processo, que atualmente é de três minutos com rendimento de 70% na produção (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Os maiores desafios na fabricação de OLEDs encontram-se na redução de custos, aumento da confiabilidade dos painéis e a produção de materiais com grande área. Um dos fatores que tem adiado a adoção em massa da iluminação OLED tem sido a hesitação dos principais fabricantes de luminárias para incorporar painéis OLED em suas ofertas de produtos. Isso tem aberto espaço para companhias inovadoras investirem no mercado, ao invés das tradicionais fábricas de lâmpadas e luminárias. Embora o número de fabricantes e companhias envolvidas na produção de OLEDs e luminárias ainda seja pequeno, eles dependem de um grande número de fornecedores de materiais, equipamentos e processos, como ilustra a Figura 1.14. As caixas e setas azuis representam o fluxo e a linha de produção que é abastecida pela matéria prima (em verde) que é testada pelos equipamentos de medida (em amarelo) e processada pelos equipamentos de fabricação (em vermelho) (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

As linhas de produção para os painéis de OLEDs em substratos rígidos fazem uso de uma configuração em que as ferramentas são dispostas em grupos, cada uma com várias câmaras de processamento alimentadas a partir de um manipulador comum de substrato. A maioria das linhas de produção atuais usam uma forma de fabricação em linha, na qual o substrato se move de forma constante a partir de uma câmara de processo para a próxima câmara. Isto reduz o tempo de manipulação, mas requer que os tratamentos sejam sincronizados (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

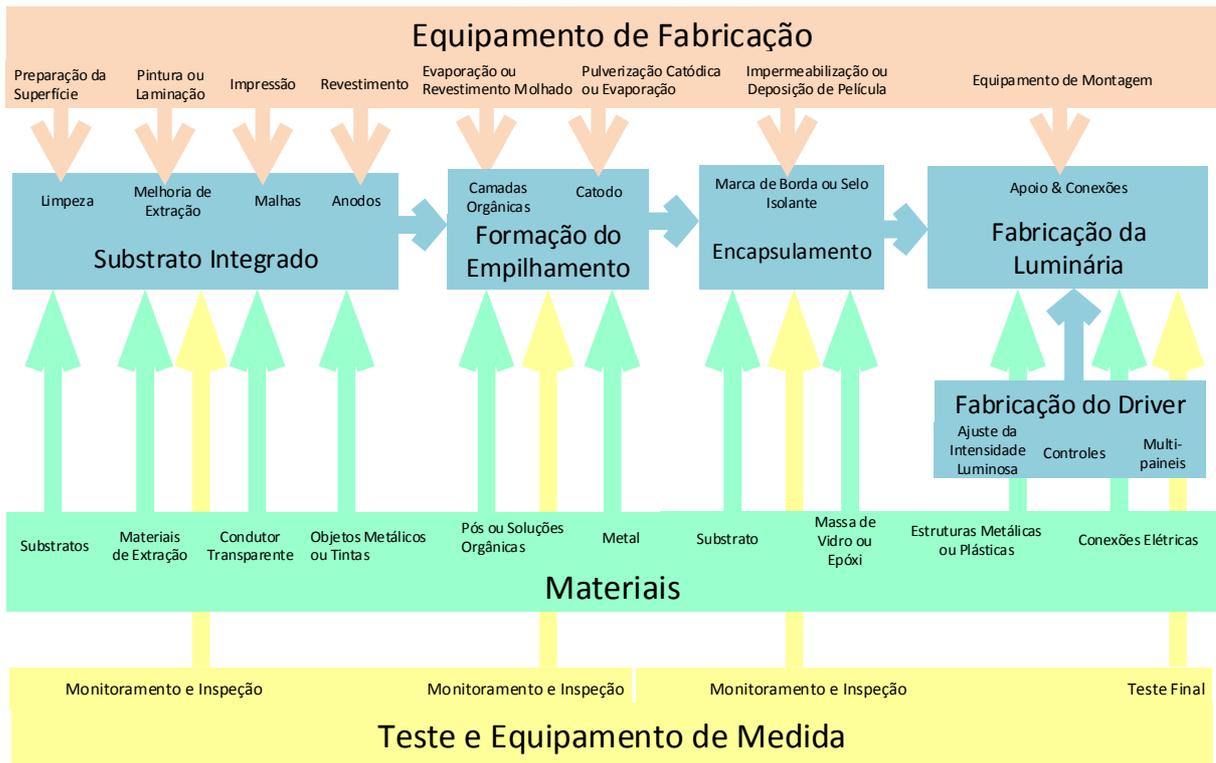


Figura 1.14 – Diagrama esquemático do processo de fabricação de OLEDs (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015)

A linha de produção possui quatro segmentos: preparação do substrato, deposição orgânica, deposição metálica, encapsulamento e conexão. Sendo que as deposições orgânica e metálica podem acontecer concomitantemente.

Os custos produtivos de cada material de produção são mostrados na Tabela 1.1, seguindo uma estimativa realizada pelo Departamento de Energia dos Estados Unidos para os próximos dez anos.

Tabela 1.1- Custo estimado da produção de painéis de OLED pelos métodos tradicionais.

	2014	2015	2017	2020	2025
Área de Substrato (m <sup>2</sup> )	0,17	0,17	1,38	2,7	5,5
Custo Capital (\$)	75x10 <sup>6</sup>	75 x10 <sup>6</sup>	200 x10 <sup>6</sup>	300 x10 <sup>6</sup>	400 x10 <sup>6</sup>
Tempo do Ciclo de Processo (minutos)	3	2	1,5	1	1
Capacidade (1000m <sup>2</sup> /ano)	14	25	300	1000	2400
Desvalorização (\$/m <sup>2</sup> )	1050	600	125	60	35
Materiais Orgânicos	200	150	100	35	15
Materiais Inorgânicos	200	200	120	50	30
Mão de Obra	150	100	20	10	5
Outros Custos Fixos	75	50	15	10	5
Total (Sem Lucro)(\$/m <sup>2</sup> )	1675	1100	355	160	90
Rendimento de Bom Produto (%)	50	60	70	80	90
Custo Total (\$/m <sup>2</sup> )	3350	1850	550	200	100

Fonte: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015)

O obstáculo chave para a adoção dos OLEDs em iluminação permanece sendo o custo, mas um progresso substancial tem sido obtido nos últimos anos, conforme ilustra a Figura 1.15.

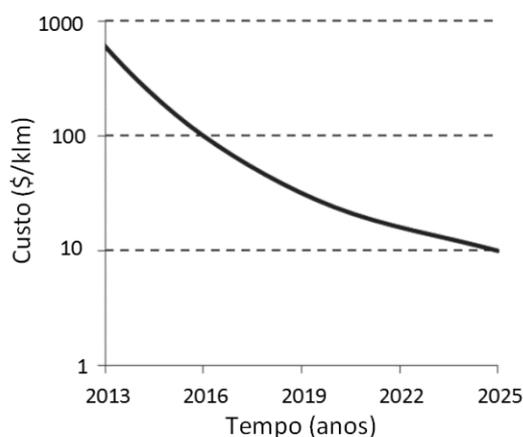


Figura 1.15 – Redução substancial do custo dos OLED nos últimos anos (Fonte: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015)).

### 1.3.5. Características de Vida Útil dos OLEDs

A vida útil dos OLEDs é geralmente reportada como dependente da manutenção do fluxo,  $L_p$ , representando a quantidade de horas em que o OLED mantém uma porcentagem ( $p$ ) do fluxo luminoso inicial. Por exemplo, o índice L70 é o tempo em horas em que o fluxo luminoso diminui ao nível de 70% do seu valor inicial, ou seja, sofre uma depreciação de 30%. O mesmo se aplica ao índice L50, onde uma depreciação de 50% é considerada (IES-TM-21-11, 2011)

Embora a manutenção do fluxo seja considerada análoga à vida útil, é importante considerar que a vida útil dos OLEDs também é afetada por outros mecanismos de falha, incluindo a falha catastrófica, falhas elétricas, mudança de cor (para um ponto onde a cor produzida não é adequada para a aplicação) e formação de pontos escuros. Essa “taxa de vida” dos OLEDs não é tipicamente reportada, uma vez que essas medidas necessitam de análise estatística e ampla disponibilidade de amostras (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Os fatores que afetam a vida útil dos OLEDs podem ser divididos em intrínsecos e extrínsecos, conforme apresenta a Tabela 1.2. Entre os fatores intrínsecos, destaca-se a redução da eficiência quântica do material, que diminui ao longo do tempo. Quanto aos fatores extrínsecos, destaca-se a deterioração do dispositivo durante o uso, provocando o aparecimento de pontos escuros na área de emissão. A área afetada pelos pontos apresenta a tendência de aumentar linearmente de tamanho com o tempo, reduzindo a luminância total oferecida pelo dispositivo. Os dispositivos que sofrem redução mais acelerada da vida útil são aqueles

construídos a partir de compostos poliméricos, quando comparados aos dispositivos baseados em compostos de pequenas moléculas (JOHNSON, 2008; XIA; KWONG *et al.*, 2007). A Figura 1.16 apresenta alguns exemplos de degradação dos dispositivos orgânicos.

Tabela 1.2-Fatores que afetam a vida útil e estabilidade dos OLEDs

Intrínseco	Extrínseco
Eletroquímico (oxidação, redução)	Encapsulamento
Térmico	Impurezas
Interfacial (delaminação do catodo, etc)	Ambiente de Fabricação (poeira, etc)
Fotoquímico	Substrato (rugosidade, etc)
Portadores e balanço de cargas	Condições de Operação

Fonte: (XIA *et al.*, 2007)

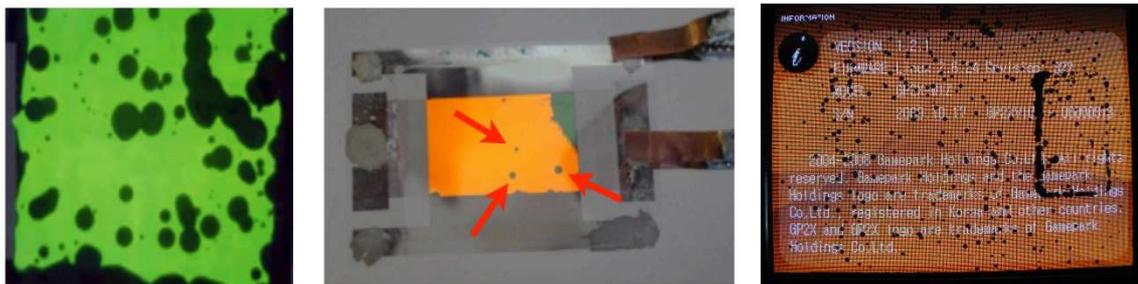


Figura 1.16 – Falhas e degradação da vida útil comuns em OLEDs (DUPUIS; ALCHADDOUD *et al.*, 2014).

O principal desafio da vida útil dos OLEDs é o emissor azul. A alta energia de ativação requerida por esse tipo de emissor causa a quebra das junções internas do OLED em função de defeitos devido à dissipação de energia no local. Este efeito é mais significativo à medida que a densidade de corrente é aumentada para atingir os níveis de luminância mais elevados (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

As seguintes abordagens estão sendo investigadas para aumento da vida útil: o desenvolvimento de novos materiais que oferecem a perspectiva de maior estabilidade nas taxas de decaimento radiativo; técnicas para eliminar ou mitigar os efeitos oxidantes; extensão da região de recombinação para redução de éxcitons que reduzem as interações entre duas partículas (éxciton-éxciton, éxciton-polaron) e que levam a defeitos no semicondutor orgânico; pesquisas de emissores azuis com comprimento de onda mais longo para evitar o alto nível de energia exigida pelos emissores azuis usados em displays que também são empregados em iluminação; redução da densidade de corrente através da utilização de dispositivos Tandem e o aumento do acoplamento luminoso (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

A redução da densidade de corrente tem sido a via mais eficaz para a melhoria da vida útil em OLEDs nos últimos anos. O principal benefício de dispositivos Tandem e a melhoria do acoplamento luminoso, é que a quantidade desejada de luz é obtida com menor densidade de corrente, portanto, diminui-se a taxa de formação de defeitos e depreciação fotométrica. Adicionalmente, a implantação de novas técnicas de extração da luz para reduzir a corrente através do dispositivo também é eficaz e pode trabalhar em conjunto com dispositivos Tandem para o incremento da vida útil (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Estas abordagens são particularmente importantes para a extensão da vida útil, no entanto, esses benefícios exigem complexidade, o que leva a rendimentos mais baixos e custos de fabricação mais elevados.

Atualmente o fabricante LG Chem já disponibiliza comercialmente dispositivos com vidas úteis entre 30 e 40 mil horas operando com 4000 cd/m<sup>2</sup> e a estimativa é que em 2017 a vida útil de 40 mil horas também seja atingida para dispositivos de 5000 cd/m<sup>2</sup>, como mostra a Tabela 1.3 (LG CHEM, 2015). Mas segundo o Departamento de Energia dos Estados Unidos o objetivo é atingir 50 mil horas em 2020, sendo que este é um dos principais tópicos a ser abordado no desenvolvimento da tecnologia (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2012b).

Tabela 1.3-Estimativa de vida útil para OLED do fabricante LG Chem.

Densidade de Luminância	2015	2016	2017
3000 cd/m <sup>2</sup>	> 40 mil horas	> 40 mil horas	> 40 mil horas
4000 cd/m <sup>2</sup>	40 mil horas	> 40 mil horas	>40 mil horas
5000 cd/m <sup>2</sup>	15 mil horas	> 20 mil horas	40 mil horas

### 1.3.6. Características Elétricas dos OLEDs

Por se tratar de um tipo especial de diodo, construído a partir de materiais orgânicos e com característica de retificação, ou seja, que possibilitam apenas a circulação de corrente em um sentido, os OLEDs podem ser caracterizados eletricamente pelas teorias de recombinações propostas por Shockley na década de 1950 (SHOCKLEY, 1950).

A resposta da tensão em função da corrente em um OLED, também denominada curva I-V, pode ser descrita por uma equação modificada de Shockley, tal como em (1.1):

$$V_f(I_f, T_j) = \frac{n_i \sigma T_j}{q_e} \ln \left( \frac{I_f}{I_s} \right) + \frac{E_g(T_j)}{q_e} \quad (1.1)$$

Onde  $I_f$  é a corrente direta,  $I_s$  a corrente de saturação,  $q_e$  a carga elétrica do elétron ( $1,602 \times 10^{-19}$  C),  $V_f$  a Tensão direta,  $n_i$  é o fator de idealidade,  $\sigma$  a constante de Boltzmann ( $1,3805 \times 10^{-23}$  J/°C),  $T_j$  a temperatura da junção e  $E_g$  é a energia de recombinação (*energy gap*).

O comportamento físico descrito matematicamente em (1.1) é semelhante àquele apresentado por diodos retificadores e LEDs inorgânicos, que apresentam estado de bloqueio, quando a tensão de polarização é inferior à tensão de limiar, e estado de condução, para tensões maiores que a tensão de limiar. Essa característica é significativamente dependente dos materiais envolvidos na construção do OLED. Como mostra a Figura 1.7, a energia de recombinação ( $E_g$ ), a função de trabalho ( $\Phi$ ) de cada material empregado na construção dos eletrodos e a espessura do dispositivo estão entre os fatores que definem a característica I-V do dispositivo, como ilustram as curvas apresentadas na Figura 1.17.

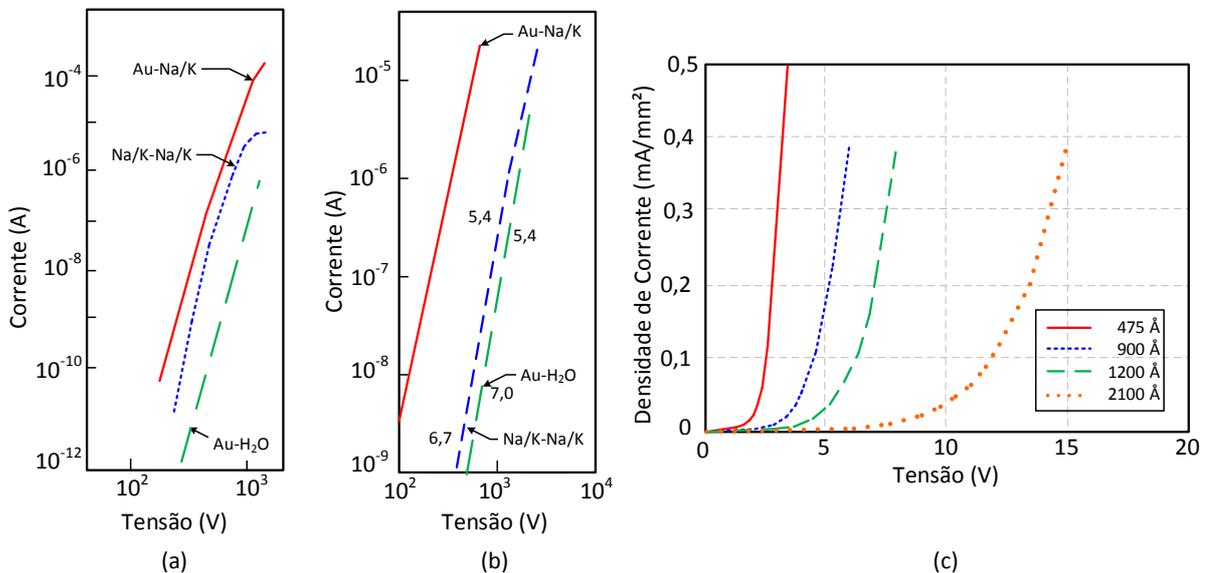


Figura 1.17 – Curva I-V de um OLED de camada única baseado em cristais únicos com contatos injetores de portadores unipolares e duplos (a) Antraceno (b) Tetraceno (KALINOWSKI, 2005) e (c) característica I-V em função da espessura (PARKER, 1994).

Além desses fatores, como pode ser observado em (1.1) a temperatura afeta o desempenho elétrico do OLED. O aumento da temperatura ocasiona a redução na tensão direta quando o OLED está em operação. Isso se explica pela diminuição da  $E_g$  quando a temperatura aumenta, fazendo com que o semiconductor necessite de menos energia para realizar a recombinação de um par elétron-lacuna (SCHUBERT, 2003). Esse fenômeno foi observado e descrito por Kemerink *et al.* em 2006 e apresentado experimentalmente por Pohl *et al.* em 2008, como mostram os resultados da Figura 1.18 (KEMERINK; KRAMER *et al.*, 2006; POHL, L.; KOLLAR *et al.*, 2008).

A eficiência elétrica é a taxa da energia média de fótons emitidos pela energia necessária para injetar portadores de carga dentro do dispositivo. Esse fator depende de diversos

componentes: injeção e perdas ôhmicas em função do fluxo de corrente a partir dos eletrodos até a região de recombinação onde os fótons são gerados; perdas ôhmicas pela distribuição excessiva de cargas através da estrutura dos eletrodos e perdas de Stokes (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

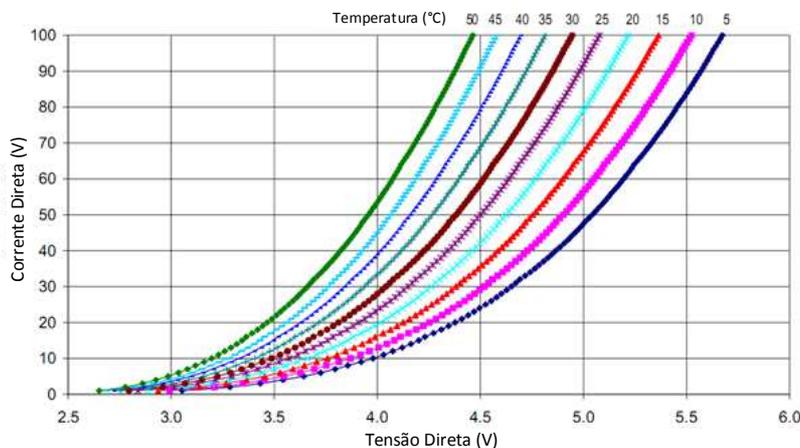


Figura 1.18 – Curva I-V de um OLED medida em uma faixa de 5°C a 50°C (POHL, L. *et al.*, 2008).

Uma eficiência elétrica de aproximadamente 80% é obtida em estruturas empilhadas. No entanto, existem compromissos para usar esse tipo de estrutura. Dispositivos Tandem podem proporcionar melhorias na eficiência elétrica, porque a condutividade dos vários materiais orgânicos pode ser ajustada de modo que a queda de tensão entre a camada do emissor de menor energia seja menor que a energia da camada do emissor azul, minimizando assim as perdas Stokes. No entanto, interfaces adicionais levam a perdas resistivas em todo o dispositivo. Assim um cuidadoso projeto e escolha adequada de materiais são necessários para alcançar as melhorias desejáveis (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

### 1.3.7. Características Térmicas dos OLEDs

Semicondutores orgânicos são sensíveis às mudanças de temperatura, por isso uma mudança limitada na temperatura leva a um grande aumento na condutividade (SLAWINSKI; BERTRAM *et al.*, 2011). Como apresentado na seção 1.3.6, as características elétricas dos OLEDs são fortemente não lineares e sua dependência com a temperatura é significativa. Além disso, durante a operação do OLED a temperatura ambiente pode mudar em uma extensa faixa, logo a orientação, montagem e refrigeração do OLED podem afetar significativamente o fluxo de calor e assim a distribuição de temperatura no dispositivo (KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A., 2012).

Estudos desenvolvidos por Park *et al.* em 2006 mostram que a luminância e a tensão de limiar diminuem conforme a temperatura de operação aumenta, devido a uma redução na velocidade do processo de saltos, como ilustrado na Figura 1.7. Esse processo é ativado termicamente e devido à influência dos aspectos térmicos retarda o aumento da eletroluminescência quando o OLED liga, assim como retarda a redução da eletroluminescência quando o OLED desliga. Outro fato destacado pelos pesquisadores é que a eficiência do OLED aumenta quando a temperatura diminui (PARK, J.; YOICHI, 2006).

O gradiente de temperatura é um problema crítico, uma vez que o mesmo está relacionado com a uniformidade da luminância na superfície do OLED. Técnicas empregando o método dos elementos finitos (MEF) e simulações da dinâmica computacional de fluidos (CFD) ajudam na investigação da uniformidade da luminância em função dos mecanismos de troca térmica e da arquitetura e dimensões do OLED (SLAWINSKI *et al.*, 2011).

A Figura 1.19 mostra exemplos do efeito da temperatura no desempenho dos OLEDs. Em situações típicas de operação, a temperatura dos dispositivos é de aproximadamente 10°C acima da temperatura ambiente dependendo da potência, o que torna a questão térmica menos crítica em OLEDs do que em LEDs que podem operar, por exemplo, 80°C acima da temperatura ambiente. A grande responsável por essa diferença, é a densidade de potência, que é da ordem de 150W/cm<sup>2</sup> para os LEDs e de 1 W/cm<sup>2</sup> nos OLEDs (D'ANDRADE *et al.*, 2004).

### 1.3.8. Características Fotométricas e Colorimétricas dos OLEDs

As características fotométricas, com destaque para o fluxo luminoso, dado em lúmens, e para a eficácia luminosa, dada em lúmens por watt, são as variáveis de maior interesse para projetistas de sistemas de iluminação. Nos OLEDs existe uma relação linear do fluxo luminoso com a corrente, portanto, o melhor método para realizar o controle do fluxo luminoso é o controle da corrente que circula pelo OLED (JACOBS; HENTE *et al.*, 2007).

No entanto, existe uma relação inversa entre o fluxo e a eficácia em função da densidade de corrente do dispositivo. Quando a densidade de corrente é baixa, o fluxo é reduzido e, em contrapartida, existe uma alta eficácia luminosa. O inverso também é verdadeiro, quando a corrente é elevada, o fluxo aumenta e a eficácia diminui, como mostra o exemplo da Figura 1.20 para OLEDs do fabricante Philips.

Pesquisas têm demonstrado que a eficácia luminosa de radiação (ELR) dos OLEDs vem crescendo. Em 2014 a fabricante Konica Minolta reportou um OLED de 15 cm<sup>2</sup> com eficácia de 139 lm/W sob 1000 cd/m<sup>2</sup> e 126 lm/W para 3000 cd/m<sup>2</sup> o que representa um aumento de

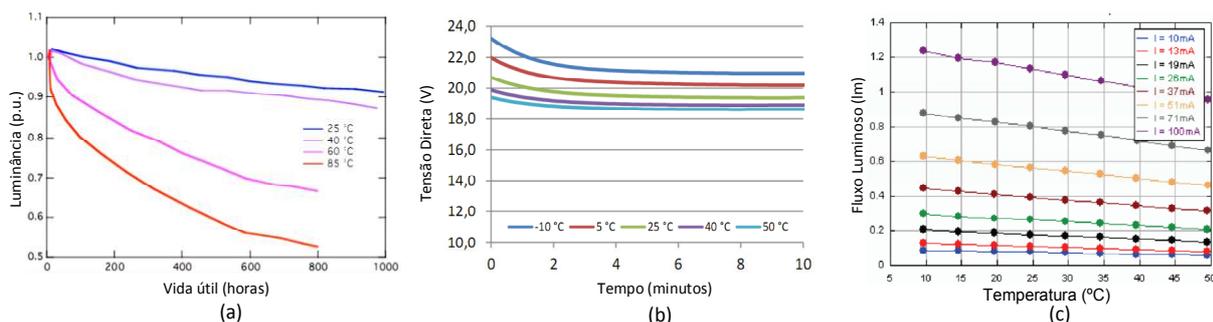


Figura 1.19 – Exemplos do efeito da temperatura no desempenho dos OLEDs (a) Redução da vida útil (b) Variação dinâmica da tensão em função da temperatura (PHILIPS, 2014) (c) Dependência do fluxo luminoso com a temperatura (POPPE; POHL et al., 2009b).

8 lm/W em relação aos dados obtidos em 2013 (KONICA MINOLTA, 2014b). A mesma Konica Minolta reporta uma manutenção de fluxo luminoso L50 de 55 mil horas para operação em 1000 cd/m<sup>2</sup>. Já a Panasonic reportou uma eficácia de 133 lm/W em um painel de 100 cm<sup>2</sup> com L50 de 100 mil horas para operação em 1000 cd/m<sup>2</sup>, entretanto, esse número corresponde a um L70 de apenas 10 mil horas para operação em 3000 cd/m<sup>2</sup> (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

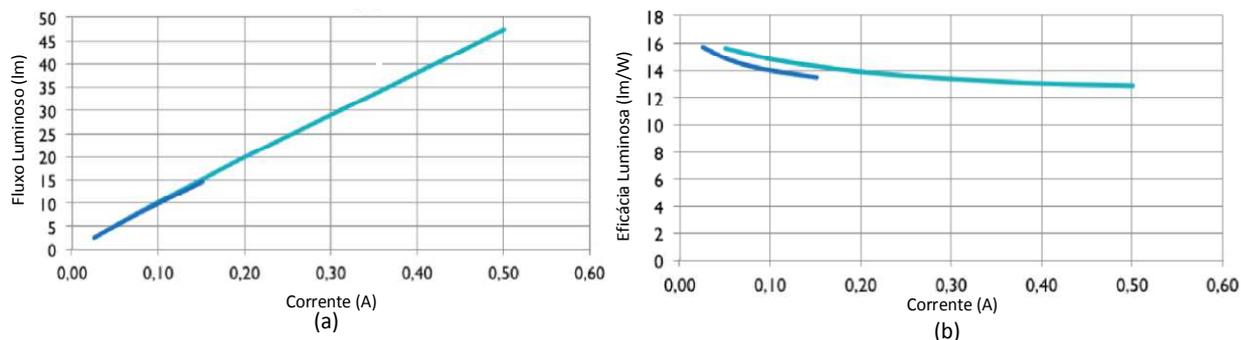


Figura 1.20 – Relação do (a) Fluxo luminoso em função da corrente (b) Eficácia luminosa em função da corrente para OLEDs da linha Lumiblade da Philips (PHILIPS, 2012).

Embora os fabricantes tenham reportado esses números em 2014 para OLEDs de laboratório, nenhum dispositivo comercial superou os 60 lm/W dos OLED produzidos pela LG Chem em 2013. Isso é devido em parte aos atrasos na implementação de soluções para extração interna da luz produzida e nos esforços dedicados na relação entre a máxima eficácia e fatores como qualidade de cor, vida útil e fator de forma (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Como visto na seção 1.3.2.6, em OLEDs a luz branca pode ser gerada por dois ou três diferentes emissores. A densidade relativa destes emissores deve ser escolhida para proporcionar boa qualidade de cor e alta eficácia. Durante os últimos dois anos, muitos trabalhos têm sido desenvolvidos para melhorar a qualidade de cor, como mostra a Figura 1.21, onde os exemplos apresentam IRC entre 85 e 95.

A ampla largura de emissão vermelha torna difícil alcançar melhorias na qualidade de cor e na eficácia ao mesmo tempo. Pesquisadores estão considerando a adaptação do espectro de emissão azul para aumentar a eficácia do dispositivo, no entanto, emissores azuis ainda apresentam baixa vida útil (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

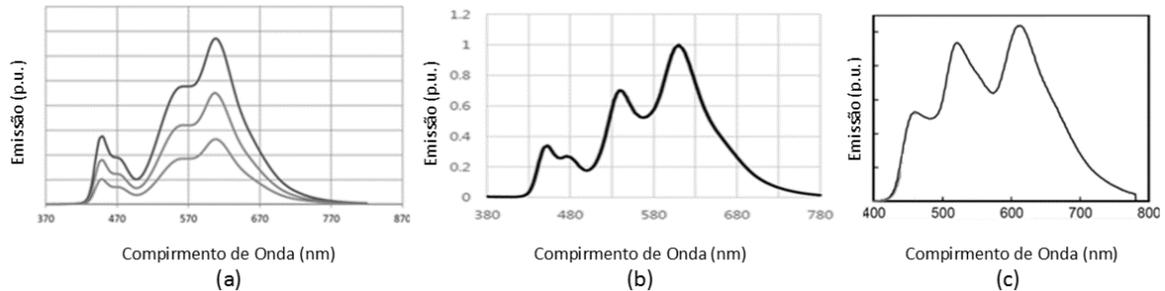


Figura 1.21 – Densidade espectral de potência para OLEDs comerciais e de laboratório (a) Philips Brite FL300 com IRC=80 ERL=330 lm/W (b) LG Chem com IRC=89 ERL=328 lm/W (c) Panasonic com IRC=95 ERL=300 lm/W (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

A Tabela 1.4 apresenta uma estimativa dos fatores que afetam a eficiência de quatro OLEDs distintos, dois comerciais e dois de laboratório. As primeiras duas colunas tratam de OLEDs comerciais da LG Chem e da Philips, operando com luminância de 3000 cd/m<sup>2</sup>. O OLED da LG Chem é um painel com empilhamento triplo híbrido com emissores fluorescentes azuis e fosforescentes vermelhos e verdes e o da Philips possui empilhamento de seis estados híbridos com emissores fluorescentes azuis e fosforescentes vermelhos e verdes.

A terceira coluna é um OLED de laboratório da Panasonic operando com luminância de 1000 cd/m<sup>2</sup> com empilhamento duplo com todos os emissores fosforescentes. Esses são dispositivos com estrutura Tandem. A quarta coluna se refere a um painel da fabricante CDT que é um painel de testes utilizando empilhamento simples com emissores poliméricos.

Tabela 1.4-Fatores que afetam a eficácia dos OLEDs.

Medida	OLEDs Comerciais		OLEDs de Laboratório	
	LG Chem NGSA30	Philips FL300	Panasonic (Emissores Fosforescentes)	CDT/Sumitomo (Emissores Poliméricos)
ELR (lm/W)	328	330	300	335
Eficiência Elétrica	80%	64%	83%	70%
Eficiência Quântica Interna	65%	62%	87%	72%
Eficiência de Extração	35%	32%	61%	39%
Eficiência do Painel	18%	13%	44%	20%
Eficácia do Painel (lm/W)	60	42	133	66

Fonte: (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

A Tabela 1.4 demonstra duas características. Primeiro, que a eficiência de painéis comerciais é menor que a de painéis de laboratório. Segundo, a eficácia obtida em laboratório para emissores poliméricos é próxima à dos OLEDs comerciais, mas bem menor que aquela obtida com OLED de emissores fosforescentes (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

A Figura 1.22(a) mostra uma estimativa de perdas nos OLEDs, comparando o estado da arte do desempenho com os objetivos futuros. Os valores referem-se a dados de 2014 de um OLED da LG Chem NGS30 com empilhamento triplo, proporcionando eficácia de 60 lm/W para uma corrente de 150 mA e 8,5V através do dispositivo com área de 81cm<sup>2</sup>. O objetivo corresponde a ter uma ELR de 360 lm/W e uma eficácia do painel de 190 lm/W. A Figura 1.22(b) apresenta uma projeção da eficácia luminosa em OLEDs até 2025, considerando dispositivos comerciais e de laboratório.

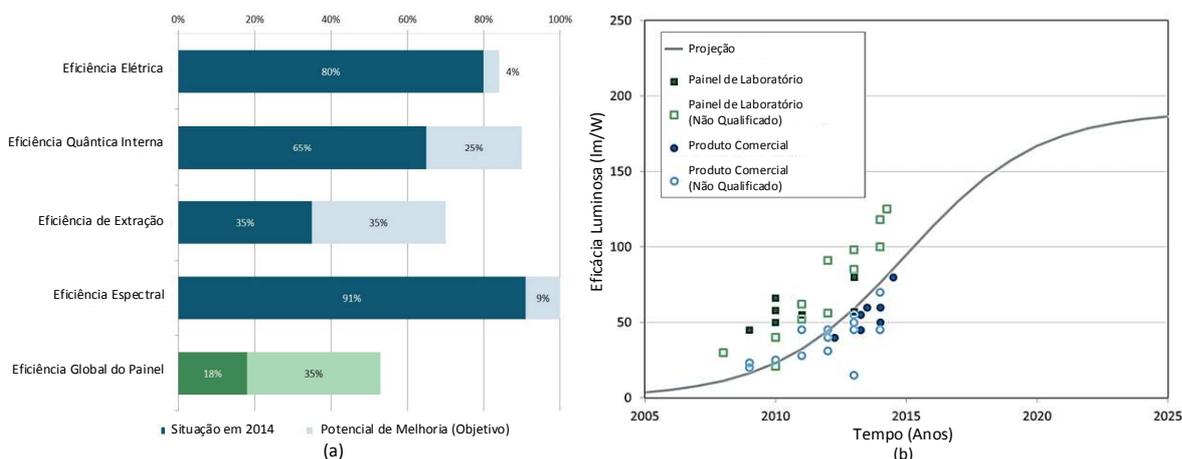


Figura 1.22 – Eficácia dos OLEDs (a) Estimativas de perdas e eficiência em painéis de OLEDs (b) Projeção da eficácia luminosa de OLEDs para os próximos anos (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2015).

Além da eficácia luminosa, outro fator importante é a capacidade de reprodução de cores dos OLEDs. Esse fator é definido pelo IRC que é a medida de como as cores naturais dos objetos podem ser reproduzidas sob uma dada condição de iluminação. Tipicamente, o IRC do espectro produzido por uma lâmpada fluorescente tem um valor próximo a 80, como mostrado na Figura 1.23. O IRC de LEDs brancos recobertos com fósforo também pode ser menor que 80 que pode ser considerado o mínimo requerido para uma iluminação de qualidade. No entanto, um espectro bem distribuído que proporcione IRC superior a 80, pode ser obtido com OLEDs que empregam três ou mais emissores internos para produzir intrinsecamente uma densidade de espectro bem distribuída, o que sugere uma vantagem significativa no uso de OLEDs para iluminação (YI-LU; ZHENG-HONG, 2013).

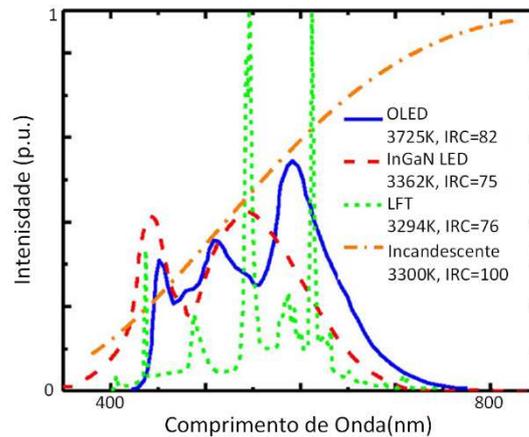


Figura 1.23 – Diagrama espectral de fontes típicas de iluminação (YI-LU *et al.*, 2013).

A sintetização de luz branca empregando OLEDs pode ser realizada através de diferentes estruturas, como já abordado na seção 1.3.3. A Figura 1.24 apresenta três diagramas de densidade espectral (DDE) típicos de OLEDs. Na Figura 1.24(a) está representado o DDE de um OLED que utiliza a conversão do comprimento de onda empregando camadas de fósforo, na Figura 1.24(b) é apresentado o DDE de um OLED composto por uma camada emissora dopada e na Figura 1.24(c) está o DDE de um OLED construído com camadas de emissores de luz azul, verde e vermelho.

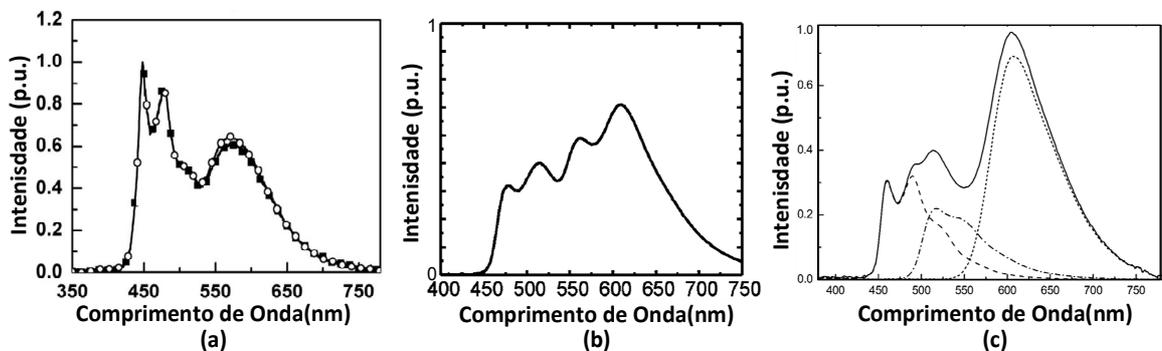


Figura 1.24 – Diagrama de densidade espectral (a) OLED com conversão empregando fósforo (CHANG; CHEN *et al.*, 2010) (b) OLED empregando dopantes de diferentes cores (YI-LU *et al.*, 2013) (c) OLED empregando camadas com emissores azul, verde e vermelho (REINEKE *et al.*, 2013).

A temperatura de cor correlata é outro fator importante no âmbito da iluminação, uma vez que pela variação da TCC pode-se criar um ambiente agradável de acordo com a atividade ao qual se destina o referido local. Por exemplo, ambientes com elevada TCC sugerem a atividade e o exercício, e são preferíveis em salas de aula e escritórios. Por outro lado, em locais onde deseja-se descanso e relaxamento, como em dormitórios, leitos de hospitais, bares e restaurantes é preferível uma baixa TCC, como ilustra a Figura 1.25.

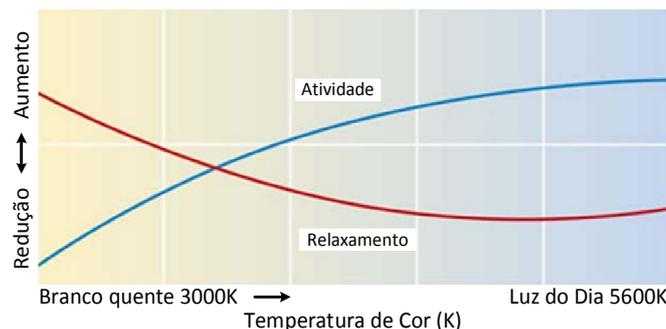


Figura 1.25 – Efeitos da temperatura de cor.

Os OLEDs possibilitam a geração da luz branca nas suas diferentes TCC. Essa possibilidade se dá pela utilização de um dispositivo construído para sintetizar uma determinada TCC, mas que não possibilita a variação da mesma. Também existem dispositivos que possibilitam a variação da TCC, tal como proposto por Jou *et al.* em 2009. Esse dispositivo é capaz de gerar luz branca na faixa de 2300K até 8200K, pois o OLED emprega uma estrutura capaz de gerar simultaneamente todas as emissões requeridas para sintetizar a TCC desejada, pela variação da tensão da camada emissiva como mostra a Figura 1.26 (JOU; WU *et al.*, 2009).

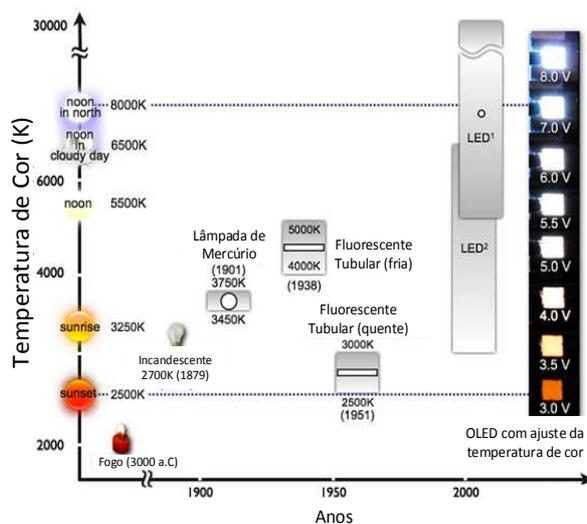


Figura 1.26 – Variação da temperatura de cor em OLEDs (Adaptada de (JOU *et al.*, 2009)).

Outra característica dos OLEDs é a homogeneidade ou uniformidade da luminância, como mostra a Figura 1.27. Por se tratarem de dispositivos com uma grande área de emissão, quando comparados aos LEDs, existe a necessidade de verificar a distribuição da luminância nesta área, daí surge o conceito de uniformidade ou homogeneidade. Existem alguns fatores que afetam essa característica: a resistência elétrica interna, que causa perdas ôhmicas e provoca a redução da luminância no centro do dispositivo (GÄRDITZ; WINNACKER *et al.*, 2007) (SLAWINSKI *et al.*, 2011), a orientação do dispositivo, que em função da convecção provoca o aquecimento na região superior e em função do gradiente de temperatura provoca a redução

na uniformidade da luminância (SCHWAMB; REUSCH et al., 2013) (KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A., 2012). A densidade de corrente pode ser empregada como um indicativo da distribuição da luminância nos dispositivos, ou seja, onde a densidade de corrente é maior a luminância aumenta, o inverso também é verdadeiro. A Figura 1.27 apresenta exemplos de estudos da uniformidade da luminância em OLEDs. Os dispositivos comerciais atualmente disponíveis oferecem uniformidade de luminância superior a 90%.

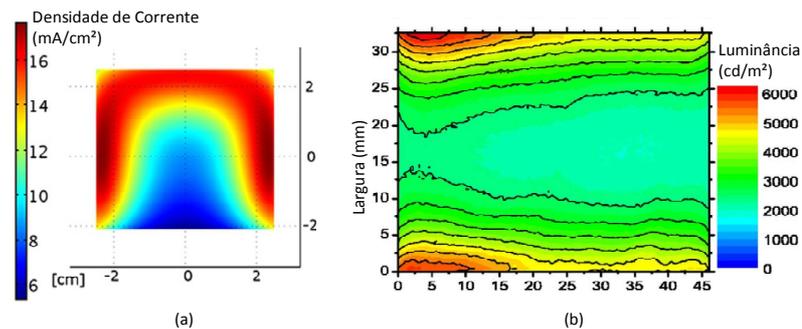


Figura 1.27 – Estudos de uniformidade da luminância (a) Uniformidade da densidade de corrente (SLAWINSKI *et al.*, 2011) (b) Efeito das perdas ôhmicas com redução da luminância (GÄRDITZ *et al.*, 2007).

### 1.3.9. Normas e Regulamentações para OLEDs

No ano de 2013 fabricantes e comissões de padronização se reuniram para discutir a respeito da regulamentação já existente e futura para OLEDs em iluminação (UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY, 2014).

Desde então surgiram normas e padrões para o uso de OLEDs em sistemas de iluminação. A Comissão Internacional de Eletrotécnica (IEC - *International Electrotechnical Commission*) apresentou em 2013 a IEC 62922 que diz respeito aos requisitos de desempenho para OLEDs.

Alguns relatórios técnicos foram propostos como o TC2-68 sobre métodos de medições ópticas de OLEDs aplicados em iluminação e a TC2-75 que aborda a fotometria de OLEDs curvos e flexíveis (BERGEN; BLATTNER, 2014).

A empresa de padronização estadunidense *Underwriters Laboratory* (UL) apresentou a UL 8752 que contém regulamentação quanto à segurança na operação e instalação de OLEDs. Esta mesma companhia já padronizava as luminárias utilizando a norma UL 1598.

Outra norma disponível desde 2014 é a IEC 62868:2014 que especifica requerimentos de segurança para painéis de OLED em iluminação de interiores para uso com fontes de alimentação superiores a 120V em corrente contínua ou 50V em corrente alternada sob

frequência de 50Hz e 60Hz. Adicionalmente existe o documento técnico Doc 34A/1665 que especifica os requisitos de desempenho para OLEDs aplicados em iluminação de interiores.

A Aliança Chinesa de Iluminação em Estado Sólido disponibilizou duas normas em 2012, a CSA 015-2012 que regulamenta sobre os métodos de medição para OLEDs em iluminação e a CSA 014-2012 que traz terminologias e símbolos para OLEDs em iluminação.

No Brasil ainda são raras as normas e padronizações específicas para OLEDs aplicados à iluminação. Mas o Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia (INMETRO) já possui um Laboratório de Dispositivos Orgânicos (LADOR) com tecnologia para a produção e caracterização de filmes finos orgânicos e inorgânicos (INMETRO, 2015).

Além disso, diversas universidades brasileiras estão trabalhando na pesquisa e desenvolvimento de dispositivos orgânicos, por exemplo, a Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro (PUC-Rio) através do Laboratório de Optoeletrônica Molecular (LOEM), a Universidade Federal do Paraná (UFPR) com o Laboratório de Dispositivos Optoeletrônicos Orgânicos, a Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC) juntamente com o Laboratório de Optoeletrônica Orgânica e Sistemas Anisotrópicos (LOOSA) e a Universidade Federal de Juiz de Fora, através do Laboratório de Eletrônica Orgânica (LEO).

#### **1.4. Conclusão**

Este capítulo apresentou as principais características dos OLEDs, as quais estão diretamente relacionadas com os objetivos deste trabalho. Apresentou-se uma breve revisão histórica da eletroluminescência em dispositivos orgânicos, seguida da apresentação dos princípios da eletrônica orgânica e suas aplicações. Foi descrito o princípio de funcionamento dos OLEDs, seus principais tipos e aplicações juntamente com a apresentação das principais estruturas empregadas na construção destes dispositivos.

Por fim, os OLEDs foram caracterizados quanto aos seus aspectos elétricos, de fabricação, térmicos, fotométricos e colorimétricos com o intuito de elucidar conceitos a serem utilizados *a posteriori* neste trabalho.

Pode-se perceber uma grande evolução no desempenho destes dispositivos nos últimos anos. Adicionalmente, as projeções realizadas por órgãos governamentais e fabricantes corroboram com o fato de que os OLEDs se tornarão dispositivos aplicáveis em iluminação em um futuro próximo.

## CAPÍTULO 2

### MODELAGEM ESTÁTICA DE OLEDs

---

#### 2.1. Introdução

Os OLEDs são dispositivos inovadores e foram disponibilizados comercialmente em meados de 2012. Esse fato, faz com que grande parte do seu comportamento frente a diferentes condições de operação seja desconhecido. Em resposta a isto, é necessário realizar a caracterização física destes dispositivos com o intuito de determinar parâmetros, características intrínsecas e regiões desejadas de operação. Para tanto, é comum em engenharia o desenvolvimento de modelos matemáticos que representem o dispositivo empregando outros elementos com comportamentos mais simples e bem definidos, como por exemplo, resistores, capacitores e fontes de tensão.

Outro aspecto importante é quanto ao projeto de circuitos eletrônicos para o acionamento dos OLEDs. Para que o projeto destes circuitos seja bem sucedido é particularmente importante que se conheça a carga conectada na saída, portanto, a modelagem de OLEDs também torna-se um ponto importante.

Além disso, o ambiente de operação do OLED afetará o seu desempenho. A temperatura à qual o dispositivo está submetido tem influência significativa no seu funcionamento sendo uma variável que deve ser considerada no momento do projeto do sistema de iluminação.

Este capítulo visa apresentar a modelagem de OLEDs integrando seus parâmetros fotométricos, por exemplo, fluxo luminoso e eficácia luminosa. Esses fatores são de grande interesse no projeto de sistemas de iluminação e são extremamente dependentes dos aspectos térmicos e elétricos. O primeiro aspecto está relacionado com a temperatura ambiente, temperatura de junção e mecanismos de transferência de calor que estão intimamente ligados às dimensões e orientações do dispositivo. O segundo diz respeito aos aspectos elétricos, que compreendem a corrente de acionamento, tensão direta e potência dissipada, relacionados ao circuito de acionamento.

## 2.2. Modelos Genéricos para OLEDs

A estrutura típica dos OLEDs é composta pelo empilhamento sucessivo de camadas orgânicas entre o eletrodo do anodo e o do catodo. Essa sucessão de camadas proporciona um comportamento único aos OLEDs, o qual não é encontrado em nenhum outro dispositivo. Diversos modelos foram propostos com o objetivo de descrever os OLEDs em seus mais diferentes aspectos.

Jeffrey Bender em 2000 apresenta um modelo no qual cada camada é representada por um capacitor em paralelo com um resistor e ambos em paralelo com a combinação série de um resistor e um diodo, como ilustra a Figura 2.1. O capacitor representa a capacitância física de cada camada, e seu valor é calculado pela espessura da camada correspondente e a constante dielétrica do material orgânico. Os resistores em paralelo levam em conta o volume de cada camada orgânica. A associação série do resistor com o diodo se faz devido à grande resistência apresentada pelos materiais orgânicos que apresentam baixa mobilidade de portadores. Os diodos representam a natureza de retificação de cada camada e o resistor adicional (em série com todo o circuito) representa a resistência do eletrodo de ITO e dos elementos externos (BENDER, J. P., 2000).

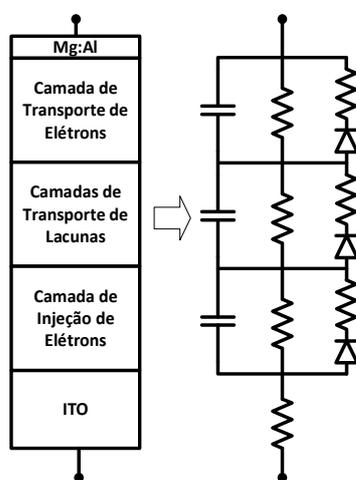


Figura 2.1- Modelo elétrico de um OLED (BENDER, J. P., 2000).

Um modelo de pequenos sinais mais simplificado foi proposto por Ahn *et al.* em 2005, tal como mostra a Figura 2.2. Dois níveis de tensão, um acima e outro abaixo da tensão de limiar, foram aplicados no OLED em uma faixa de frequência de 40 Hz até 1 MHz. Interpretando as respostas foi possível propor o modelo, onde  $R_s$  representa a resistência de contato, em série com a combinação paralela de um resistor  $R_p$  e um capacitor  $C_p$ . Os autores

verificaram que os valores de  $C_p$  e  $R_s$  permaneceram praticamente constantes em toda a faixa de frequência analisada, mas o valor de  $R_p$  diminui em situações de alta frequência. Abaixo da tensão de limiar  $R_p$  tem um valor elevado, e acima o valor decresce aproximadamente três vezes. Outros modelos semelhantes considerando os fenômenos de transporte de portadores em cada uma das camadas foram desenvolvidos por Dreschel *et al.* em 2002, Bonnassieux *et al.* em 2003, Park *et al.* em 2007 e Nowy *et al.* em 2010 (AHN; CHUNG *et al.*, 2005; BONNASSIEUX; BUI, 2003; DRECHSEL; PFEIFFER *et al.*, 2002; PARK, H.; KIM *et al.*, 2007).

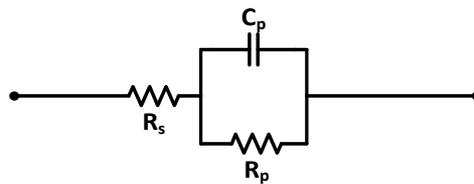


Figura 2.2- Modelo elétrico de pequenos sinais (AHN *et al.*, 2005).

Van Bui em 2006 propôs um modelo de OLED quando disposto em matrizes, como ilustra a Figura 2.3. Neste modelo o comportamento exponencial da junção principal dentre as junções de todas as camadas da estrutura do OLED é representada pelo diodo (D); o diodo em série ( $D_s$ ) é a combinação de todas as outras junções menores que a junção principal; a resistência série ( $R_s$ ) é a resistência de contato entre as camadas; a resistência paralela ( $R_p$ ) modela o transporte de portadores minoritários, o diodo ( $D_p$ ) com sua resistência intrínseca ( $R_{SP}$ ) evidenciam a influência dos outros pixels da matriz de OLEDs e a capacitância (C) é a responsável pela dinâmica da estrutura multicamadas do OLED.

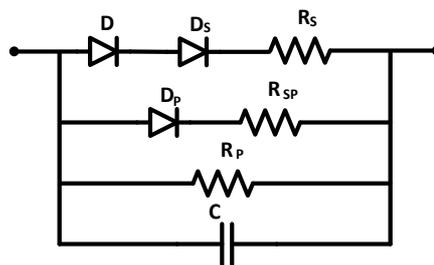


Figura 2.3- Modelo elétrico de um OLED quando disposto em matrizes (BUI, 2006).

Os modelos estacionários para LEDs propostos por Battacharya *et al.* em 2007 e Ray Lee *et al.* em 2009 são simples, no entanto, apresentam precisão satisfatória dependendo da aplicação a que se destinam. De forma similar, um modelo para OLEDs foi apresentado por Jacobs *et al.* em 2007. Esse modelo, mostrado na Figura 2.4 inclui uma resistência série ( $R_{ITO}$ ) representando as perdas ôhmicas do eletrodo, um diodo (D) representando a característica I-V

do dispositivo e um capacitor ( $C_{\text{OLED}}$ ) que representa a capacitância interna do OLED (BHATTACHARYA; LEHMAN et al., 2007; JACOBS et al., 2007; LIN; CHEN, 2009).

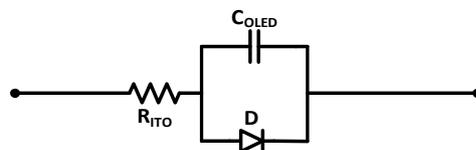


Figura 2.4- Modelo elétrico de um OLED (JACOBS et al., 2007) .

A principal vantagem do modelo de Jacobs reside em sua simplicidade. No entanto, quando o diodo é bloqueado nenhuma corrente estacionária pode fluir dentro da estrutura porque não existe uma resistência de dispersão. Portanto, esse modelo é limitado para situações em que o OLED é desconectado da fonte de alimentação sucessivamente, como por exemplo, em acionamentos pulsantes. Como resultado, quando desligado, a tensão do OLED modelado por Jacobs permanece constante, no entanto, no comportamento de um OLED real, a tensão diminui lentamente com o tempo. Com o objetivo de considerar essa constante de tempo adicional, uma resistência foi adicionada em paralelo com o capacitor por Pinot em 2010, tal qual o modelo mostrado na Figura 2.5 (PINOT, 2010).

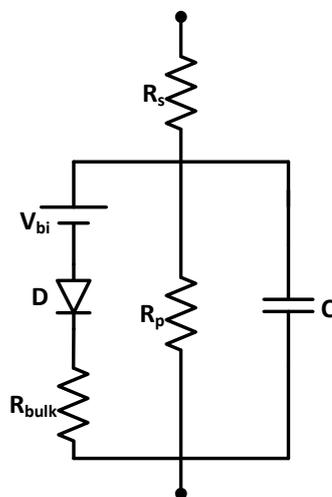


Figura 2.5- Modelo elétrico de um OLED (PINOT, 2010).

No modelo de Pinot a  $R_{\text{bulk}}$  é a resistência do volume total das camadas orgânicas. No caso de estruturas de multicamadas, o componente  $R_{\text{bulk}}$  fornece informação sobre o comportamento global da estrutura, por analogia com os modelos desenvolvidos para estruturas monocamada, pode-se assumir que é dependente da densidade de estados, da mobilidade de portadores, da espessura das camadas orgânicas e está relacionada com a distribuição da densidade de estados e/ou distribuição de “armadilhas” do material orgânico (PINOT, 2010).

Em níveis de tensão menores que  $V_{bi}$  são levadas em conta as correntes que circulam por uma resistência paralela ( $R_p$ ). Estas correntes são caracterizadas por dois tipos diferentes de comportamento: as correntes de fuga, cuja principal causa é a rugosidade do substrato e as correntes difusas dos eletrodos para as camadas orgânicas (devido às razões de trabalho diferentes) causando uma curvatura da banda (o alinhamento de nível de Fermi) (PINOT, 2010).

A resistência  $R_s$  no modelo de Pinot é a resistência de acesso. Dependendo das interligações do dispositivo  $R_s$  é desprezível, exceto para as altas densidades de corrente e altas frequências na análise dinâmica. O modelo fica completo com a adição de um capacitor para analisar a resposta transiente, representando a capacitância elétrica entre o anodo e uma fina camada de isolamento quase-catodo. Uma resistência série pode também ser adicionada em alguns casos, para considerar a resistência das ligações internas do dispositivo (PINOT, 2010).

Semelhante ao modelo proposto por Pinot, Buso *et al.* em 2014 apresentam um dispositivo elétrico equivalente com o objetivo de ser usado para testes de circuitos eletrônicos. O grande diferencial está na análise que os autores realizaram, mostrando que a luz emitida pelo OLED pode ser representada pela medição da tensão ( $V_{R_s}$ ) sobre o resistor ( $R_s$ ) do modelo, como mostra a Figura 2.6 (BUSO; BHOSLE *et al.*, 2014).

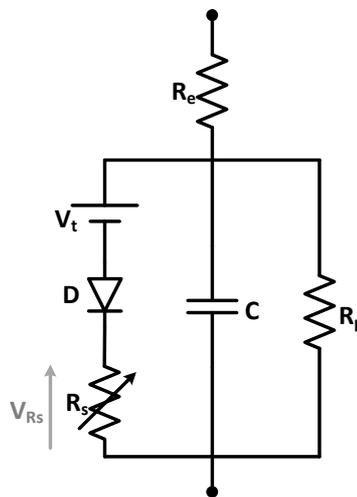


Figura 2.6- Modelo elétrico de um OLED proposto por (BUSO *et al.*, 2014).

No modelo de Buso *et al.* a resistência  $R_e$  representa as perdas ôhmicas do eletrodo,  $R_p$  é a resistência de dispersão, devido à injeção de cargas quando o diodo não conduz,  $C$  é a capacitância que surge em função do empilhamento das camadas orgânicas, a fonte  $V_t$  representa a tensão de limiar do diodo e  $D$  é um diodo ideal que previne corrente reversa.

O modelo apresentado por Buso não considera o efeito da temperatura no desempenho dos OLEDs. No entanto, Ray Lee Lin *et al.* em 2014 apresentam o mesmo modelo proposto

por Buso em 2014 com uma análise estendida incluindo o efeito da temperatura e empregando um método de linearização (LIN; TSAI *et al.*, 2014).

Adicionalmente, o efeito da temperatura nas características elétricas do OLED foi estudado por Pohl *et al.* em 2008 usando uma ferramenta de redução de conexões sucessivas empregando o método dos elementos finitos (MEF). Os mesmos autores propuseram uma metodologia para a caracterização eletro-térmica dos OLEDs e em 2013 apresentaram um modelo não linear eletrotérmico, tal como ilustrado na Figura 2.7. Esse modelo considera a dependência da luminância em função da corrente ( $I(V,T)$ ) e da distribuição da temperatura ( $T$ ) na superfície emissora de luz. A interação entre esses domínios é representada por setas na Figura 2.7. Estendendo esse modelo e empregando um algoritmo computacional para a luminância, pode-se determinar a homogeneidade em dispositivos de grande área de emissão (KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A., 2012; POHL, L. et al., 2008; POPPE; POHL et al., 2009a).

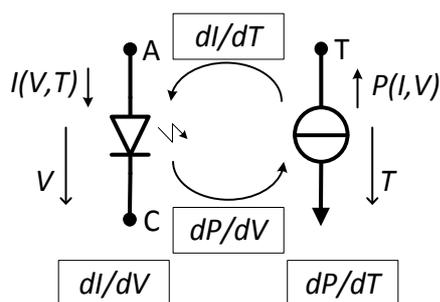


Figura 2.7- Modelo eletrotérmico não linear proposto por (KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A., 2012)

### 2.3. Modelo Escalar-foto-eletro-térmico Estático de OLEDs

Observando a seção 2.2 percebe-se uma grande diversidade de modelos para OLEDs, cada um com sua peculiaridade e aplicação. Também é perceptível uma evolução nos modelos com o objetivo de descrever mais fielmente o comportamento do dispositivo real. Nas seções a seguir será apresentando um novo modelo para OLED, baseado em suas características elétricas, térmicas e escalares para obter o desempenho fotométrico em regime estático de operação.

### 2.3.1. Modelo Elétrico Estático

Na seção 1.3.6 foi mostrado que os OLEDs são tipos especiais de diodos e possuem a característica de tensão e corrente descrita pela equação de Shockley apresentada matematicamente e graficamente na Figura 2.8 (SHOCKLEY, 1950).

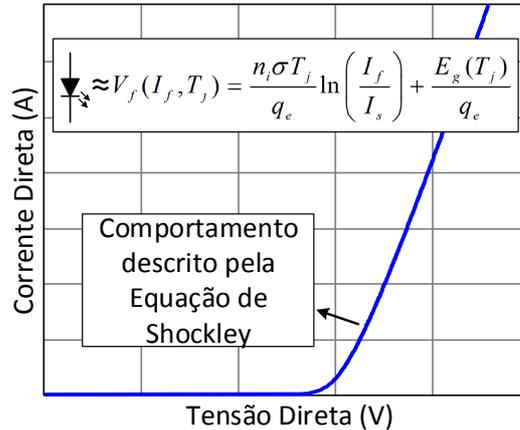


Figura 2.8- Curva característica de um diodo descrita pela equação de Shockley (imagem sem escala).

Na literatura encontram-se diferentes formas de modelar matematicamente o comportamento descrito por Shockley. O modelo mais simplista é a representação do dispositivo empregando uma resistência equivalente ( $R_{eq}$ ), como mostra a Figura 2.9 (HWU; SHENG-CHIEN, 2009). Esse modelo simples é válido apenas para a condição de regime estacionário, introduzindo erros consideráveis quando utilizado para determinar o comportamento de pequenos sinais do dispositivo. Isso ocorre porque, por definição, um modelo de pequenos sinais deve considerar as perturbações na corrente e este modelo não é capaz de realizar essa consideração, uma vez que emprega apenas uma resistência constante (ALMEIDA; MELLO *et al.*, 2013).

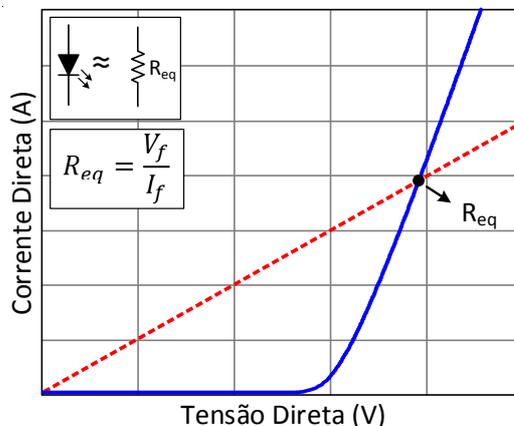


Figura 2.9- Modelo empregando resistência equivalente para diodos emissores de luz (imagem sem escala).

Outro modelo, e mais comumente empregado para LEDs é o modelo linear, como ilustra a Figura 2.10, onde o OLED é aproximado à combinação de um resistor série ( $R_s$ ), que representa a resistência dinâmica do dispositivo e uma fonte de tensão independente que indica a tensão de limiar ( $V_o$ ) (BHATTACHARYA *et al.*, 2007). Como a  $R_s$  é usualmente calculada para níveis elevados de corrente, esse modelo apresenta erros significativos na faixa de correntes reduzidas. Contudo, essa abordagem oferece uma aproximação satisfatória quando o ponto de operação ocorre em correntes maiores, o que é mais usual.

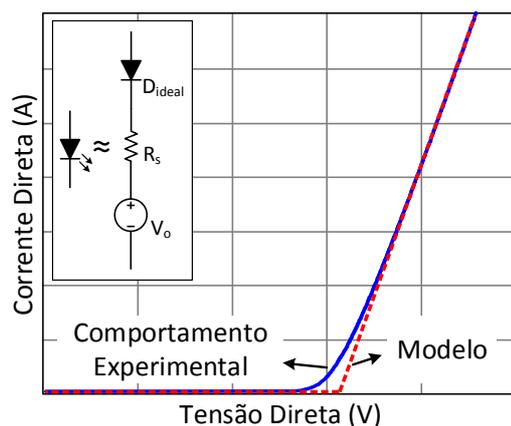


Figura 2.10- Modelo linear para diodos emissores de luz (imagem sem escala).

Uma representação da curva I-V de um LED foi apresentada por Schubert em 2003. Essa representação considera duas resistências parasitas, uma em série e outra em paralelo com o diodo, como ilustra a Figura 2.11. A resistência parasita em paralelo gera uma inclinação na curva I-V em tensões abaixo da tensão de limiar e, por geralmente possuir um valor elevado, pouco influencia na inclinação da curva acima da tensão de limiar. Já a resistência série parasita é responsável pela inclinação da curva em tensões acima da tensão de limiar, tendo efeito quando aplicados os valores nominais de corrente no dispositivo.

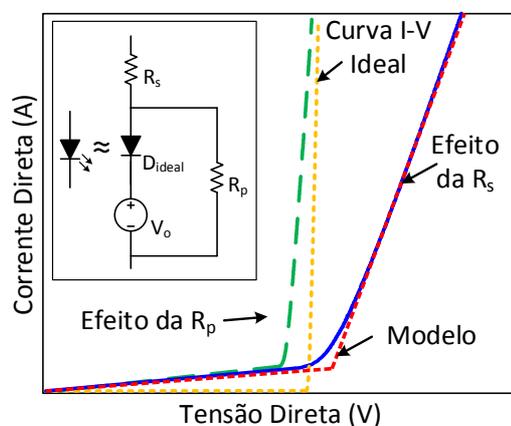


Figura 2.11- Curva característica de um diodo com os efeitos das resistências série e paralelo (imagem sem escala) (Adaptada de: (SCHUBERT, 2003)).

A representação dada por Schubert em 2003 para LEDs também pode ser aplicada para OLEDs. Uma vez que OLEDs também apresentam resistências parasitas que podem ser dispostas em série e em paralelo. No entanto, em função de suas características construtivas, descritas em detalhes na seção 1.3.3, os OLEDs irão apresentar duas resistências em série. A primeira representando as perdas provocadas pela resistência elétrica dos eletrodos, ocasionadas pela baixa mobilidade de portadores apresentada pelos materiais empregados para este fim. A segunda representando as perdas elétricas das camadas orgânicas, ocasionadas principalmente pela resistência elétrica de tais camadas e por imperfeições construtivas do dispositivo.

Portanto, um modelo linear para a operação do OLED em regime permanente pode ser construído como ilustra a Figura 2.12(a). Este modelo é inspirado nos modelos propostos por Schubert em 2003 e Bhattacharya em 2007, já difundido para aplicações com LEDs (BHATTACHARYA *et al.*, 2007; SCHUBERT, 2003).

O modelo elétrico da Figura 2.12(a) é composto por uma resistência  $R_e$  que representa a resistência elétrica do eletrodo, uma resistência  $R_s$ , representando a resistência elétrica das camadas orgânicas, uma fonte de tensão independente  $V_o$ , que indica a tensão de limiar, um diodo ideal, que emula a característica unidirecional de corrente do OLED e uma resistência  $R_p$ , que oferece caminho para a corrente de dispersão quando baixos níveis de tensão são aplicados ao dispositivo além de oferecer um caminho elétrico para a descarga da capacitância intrínseca do OLED no caso de operação dinâmica, característica que será abordada com maiores detalhes na descrição do modelo elétrico dinâmico.

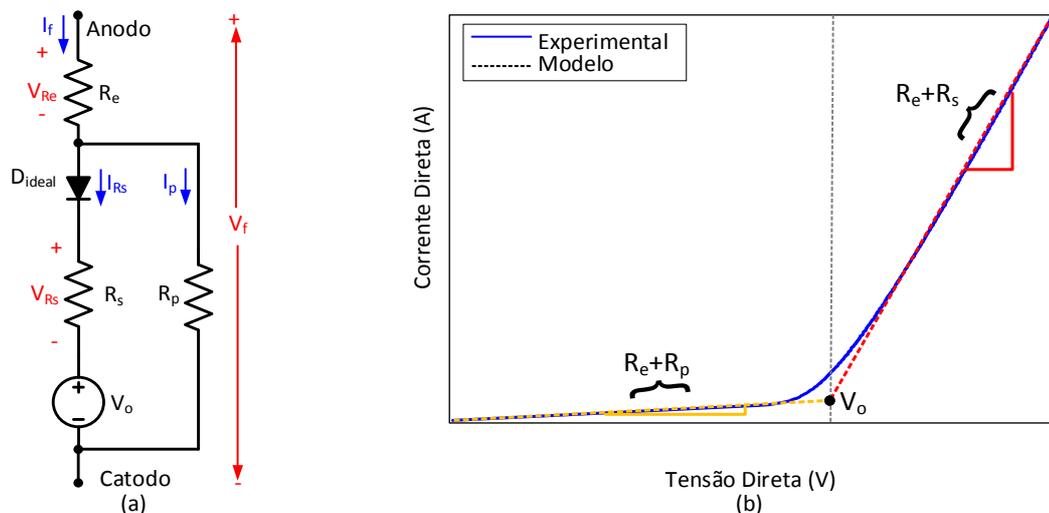


Figura 2.12- (a) Modelo elétrico estático simplificado para um OLED (b) Curva I-V estática típica de um OLED com a resposta do respectivo modelo (imagem sem escala).

Considerando o modelo linear da Figura 2.12(a) para condição de regime estacionário, quando a tensão direta ( $V_f$ ) é menor que a tensão de limiar ( $V_o$ ), o diodo ideal ( $D_{ideal}$ ) está bloqueado e a corrente ( $I_f$ ) flui através das resistências do eletrodo ( $R_e$ ) e de dispersão paralela ( $R_p$ ), o que pode ser matematicamente representado por (2.1).

$$V_f(I_f)\Big|_{V_f \leq V_o} = I_f (R_p + R_e) \quad (2.1)$$

Quando  $V_f$  é maior que  $V_o$ , o diodo  $D_{ideal}$  conduz e, idealmente, toda a corrente do dispositivo flui por  $R_e$  em série com o braço do diodo, composto pela conexão série de  $R_s$ ,  $D_{ideal}$  e  $V_o$ . Nesse caso, o comportamento do modelo pode ser expresso como em (2.2), considerando que  $R_p$  é um circuito aberto por ser muito maior que  $R_s$ .

$$V_f(I_f)\Big|_{V_f > V_o} = V_o + I_f (R_s + R_e) \quad (2.2)$$

Como pode ser observado na Figura 2.12(b) o modelo proposto é preciso sob elevados níveis de corrente. No entanto, para níveis baixos de corrente a precisão é reduzida em função da característica exponencial apresentada pela resposta experimental.

Com o intuito de aproximar a resposta modelada da resposta experimental, outras técnicas de modelagem podem ser empregadas, como a proposta por Lin em 2009, empregando o modelo linear por partes, ou do inglês, *piece-wise linear model* (LIN et al., 2009).

Inspirado neste modelo, um modelo elétrico estático mais preciso é apresentado na Figura 2.13. Neste modelo um ramo foi adicionado com o objetivo de representar mais fielmente a resposta experimental mesmo para baixos níveis de corrente, o que é uma deficiência do modelo da Figura 2.12(a).

O ramo adicionado é composto por um diodo ideal, denominado  $D_1$ , responsável por representar a característica unidirecional de corrente do OLED, uma resistência  $R_{bi}$ , representando as perdas ôhmicas das camadas orgânicas e uma fonte de tensão independente, denominada  $V_{bi}$ . A tensão de built-in ( $V_{bi}$ ) é a diferença de potencial entre os contatos das interfaces orgânicas, dado pela diferença entre as funções de trabalho dos materiais empregados na fabricação dos eletrodos do dispositivo. Essa característica é descrita com maiores detalhes na seção 1.3.1. Em outras palavras, no modelo proposto, o parâmetro  $V_{bi}$  representa o nível de tensão necessário para iniciar a inserção de uma pequena quantidade de portadores nas camadas orgânicas, possibilitando uma circulação praticamente insignificante de corrente elétrica.

A partir do modelo linear da Figura 2.13(a) tem-se que enquanto a tensão direta ( $V_f$ ) é menor ou igual à tensão de built-in ( $V_{bi}$ ), o diodo ideal ( $D_1$ ) está bloqueado e a corrente ( $I_f$ ) flui através de  $R_e$  e  $R_p$ , o que pode ser matematicamente representado por (2.3).

Quando  $V_f$  torna-se maior que  $V_{bi}$ , o diodo  $D_1$  conduz e, idealmente, toda a corrente flui por  $R_e$  em série com  $R_{bi}$ , como mostra (2.4). Isto é válido ao considerar que  $R_p$  é muito maior que  $R_{bi}$  e, portanto, pode ser considerado um circuito aberto.

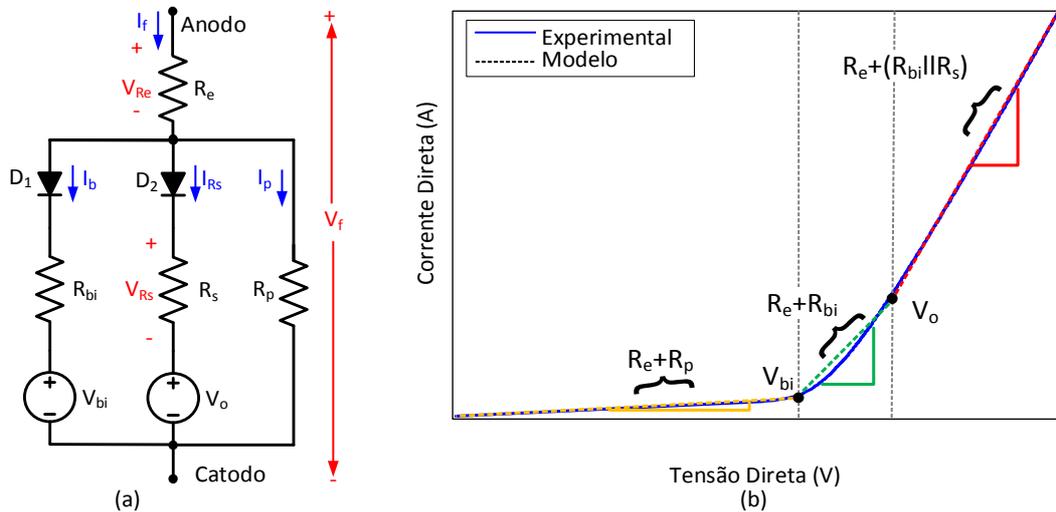


Figura 2.13- (a) Modelo elétrico estático para um OLED (b) Curva I-V estática típica de um OLED com a resposta do respectivo modelo (imagem sem escala).

Quando o nível de  $V_f$  excede o nível de tensão  $V_o$ , o diodo  $D_2$  permite a circulação de corrente pelo ramo que contém  $R_s$ , o que é matematicamente representado por (2.5), considerando  $R_p \gg R_s$  e  $R_p \gg R_{bi}$ .

$$V_f(I_f) \Big|_{V_f \leq V_{bi}} = I_f (R_p + R_e) \quad (2.3)$$

$$V_f(I_f) \Big|_{V_{bi} < V_f < V_o} = V_{bi} + I_f (R_{bi} + R_e) \quad (2.4)$$

$$V_f(I_f) \Big|_{V_f \geq V_o} = \left( \frac{V_{bi}}{R_{bi}} + \frac{V_o}{R_s} \right) \left( \frac{R_{bi} R_s}{R_{bi} + R_s} \right) + I_f \left( R_e + \frac{R_{bi} R_s}{R_{bi} + R_s} \right) \quad (2.5)$$

### 2.3.1.1. Identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático

Para que o modelo elétrico proposto seja útil, é necessária a identificação de todos os parâmetros do mesmo. Seria desejável encontrar todos estes parâmetros na folha de dados dos fabricantes. No entanto, ainda não existe entre os fabricantes uma padronização das informações disponibilizadas nestes catálogos, o que dificulta o trabalho dos projetistas.

Desta forma, é necessário realizar procedimentos experimentais com amostras de OLEDs para identificar os parâmetros de interesse do modelo. A identificação dos parâmetros

pode ser realizada por diferentes métodos. Na bibliografia encontram-se a admitância por espectroscopia, impedância por espectroscopia e a medição de grandes sinais (BISQUERT; GARCIA-BELMONTE et al., 2006; BUSO et al., 2014; PINOTTI; SASSELLA et al., 2003). Esses métodos são precisos e confiáveis, entretanto, necessitam de equipamentos sofisticados, de custo elevado e muitas vezes indisponíveis para pesquisadores e projetistas. Logo, uma metodologia empregando equipamentos simples, de baixo custo e de fácil disponibilidade torna-se altamente desejável para a modelagem de OLEDs.

Duas plataformas de teste são propostas para a identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático. A primeira é responsável pela identificação da resistência elétrica do eletrodo e é composta por uma fonte CC, um interruptor de duas posições e um osciloscópio para aquisição das medidas, como ilustra o esquemático da Figura 2.14(a) e a fotografia da plataforma implementada na Figura 2.14(b).

Inicialmente a fonte de tensão (E) é ajustada com valor de tensão abaixo de  $V_{bi}$  para evitar a condução do OLED e da ordem de miliVolts, evitando assim picos de corrente significativos no dispositivo. Sendo garantida essa providência, o interruptor  $S_1$  é conectado na posição “a” de forma a colocar o OLED em paralelo com a fonte (E). Nesse estágio a capacitância interna do OLED armazena uma determinada quantidade de carga.

O próximo estágio consiste em alterar a posição do interruptor  $S_1$  para a posição “b”, o que provoca um curto-circuito entre os terminais do OLED. Através deste curto circuito, a carga armazenada na capacitância interna do OLED encontra um caminho externo para circulação, causando um fluxo de corrente de curto circuito ( $I_{cc}$ ) com duração de nano segundos ou micro segundos, tal como o ilustrado na Figura 2.14(c), onde o pico é representado por  $I_{pk}$ . Medindo-se a corrente juntamente com a tensão, é possível determinar a resistência do eletrodo ( $R_e$ ) empregando a expressão (2.6), onde  $R_{S1}$  é a resistência equivalente interna do interruptor  $S_1$ .

$$R_e \Big|_{V_f < V_{bi}} = \frac{V_f}{I_{cc}} - R_{S1} \quad (2.6)$$

Para identificação dos parâmetros de tensão ( $V_{bi}$  e  $V_o$ ) e resistências ( $R_s$ ,  $R_{bi}$  e  $R_p$ ) utiliza-se a plataforma de teste mostrada na Figura 2.15(a) e implementada conforme fotografia da placa mostrada na Figura 2.15(b), onde existem dois circuitos espelhados.

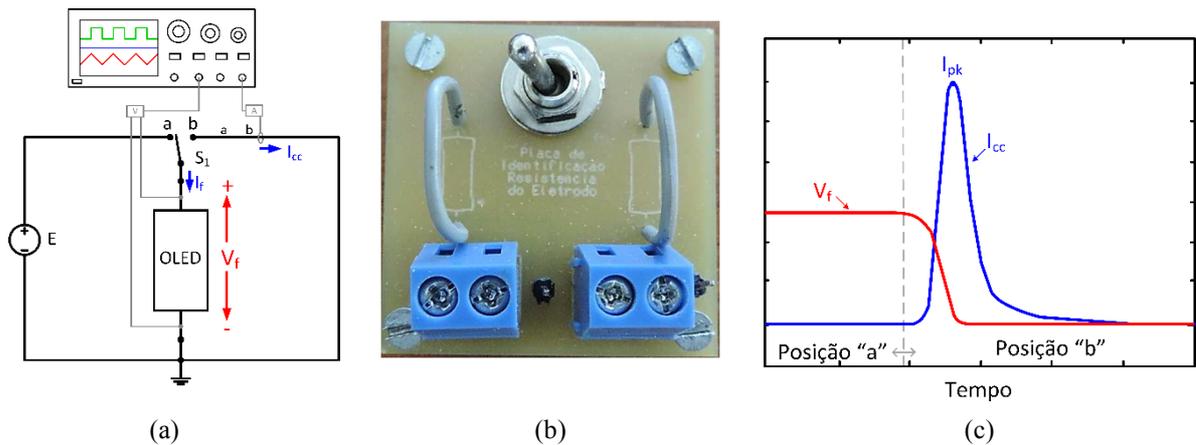


Figura 2.14- (a) Plataforma de testes para identificação da resistência elétrica do eletrodo (b) Implementação da plataforma de testes (c) Formas de onda típicas empregadas na identificação de  $R_e$ .

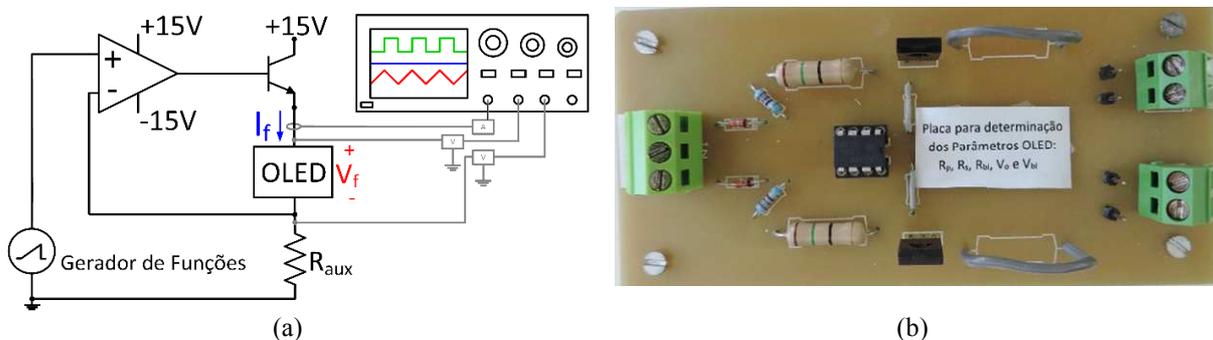


Figura 2.15- (a) Plataforma de testes para identificação de  $V_{bi}$ ,  $V_o$ ,  $R_s$ ,  $R_{bi}$  e  $R_p$  (b) Implementação plataforma de testes.

Essa plataforma é composta por um gerador arbitrário de funções, um amplificador operacional com realimentação negativa, operando como fonte de corrente e amplificador do sinal oriundo do gerador de funções, uma fonte de tensão para alimentação do circuito, uma resistência auxiliar em série com o OLED ( $R_{aux}$ ), um transistor para realizar o controle da corrente e um osciloscópio para medição.

O procedimento para a caracterização elétrica consiste em utilizar o gerador de função para gerar uma forma de onda tipo rampa, que é aplicada na plataforma de testes proposta. Esse procedimento propicia o acionamento do OLED com uma rampa de corrente constante, logo, a tensão do OLED irá responder ao crescimento linear de corrente, formando a típica curva I-V. Coletando os dados da tensão e corrente medidas sobre o OLED e no  $R_{aux}$ , é possível com a ajuda de um programa matemático traçar a curva I-V em um computador, tal qual a mostrada de forma tracejada na Figura 2.16.

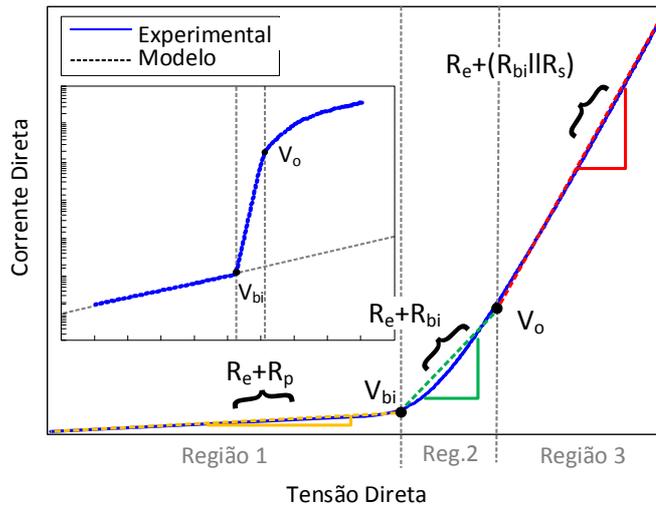


Figura 2.16- Curva I-V obtida com o procedimento de caracterização e identificação de parâmetros. No detalhe, a curva I-V com escala logarítmica no eixo da corrente.

Nesta curva,  $V_{bi}$  representa o valor de tensão onde a injeção de portadores inicia. Para identificação deste parâmetro, o ponto de inflexão mostrado com maior nitidez no detalhe em escala logarítmica no detalhe da Figura 2.16 é empregado.

A tensão de limiar  $V_o$  é a tensão em que um nível significativo de corrente começa a fluir pelo dispositivo, este ponto também marca o começo da emissão de luz. Para determinar o valor de  $V_o$ , emprega-se o ponto de inflexão mostrado na Figura 2.16 e a título de validação, pode-se empregar um fotosensor.

Utilizando a curva I-V as resistências  $R_p$ ,  $R_s$  e  $R_{bi}$  podem ser determinadas empregando o método de regressão linear. Como mostrado no detalhe da Figura 2.16, a resistência paralela, ou resistência de dispersão é estimada pela inclinação inversa da tensão em função da corrente ( $V_f(I_f)$ ) na região 1, representada matematicamente por (2.7).

$$R_p \Big|_{V_f \leq V_{bi}} = \frac{\Delta V_f}{\Delta I_f} - R_e \quad (2.7)$$

As resistências  $R_{bi}$  e  $R_s$  são determinadas pelo mesmo procedimento de regressão linear nas regiões 2 e 3, respectivamente. Com o objetivo de definir mais precisamente a faixa de tensão de cada região, os pontos de inflexão da curva são empregados.

Uma vez que o valor de  $R_e$  é conhecido, é possível determinar o valor da resistência  $R_{bi}$  aplicando-se a Lei de Kirchoff das tensões no ramo do diodo  $D_1$ , conforme expressa (2.8).

$$R_s \Big|_{V_{bi} < V_f \leq V_o} = \frac{V_{R_{bi}}}{I_f} = \frac{V_f - V_{Re} - V_{bi}}{I_f} = \frac{V_f - I_f R_e - V_{bi}}{I_f} \quad (2.8)$$

O valor da resistência  $R_s$  é obtido pelo mesmo procedimento utilizado para encontra o valor de  $R_{bi}$ , matematicamente expresso por (2.9).

$$R_s \Big|_{V_f > V_o} = \frac{V_{Rs}}{I_s} = \frac{V_f - V_{Re} - V_o}{I_f - I_b} = \frac{V_f - I_f R_e - V_o}{I_f - I_b} \quad (2.9)$$

Portanto, com o procedimento descrito previamente é possível identificar todos os valores de interesse do modelo elétrico estático.

### 2.3.1.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático

Para exemplificar o procedimento de identificação descrito na seção 2.3.1.1 serão empregadas quatro amostras comerciais de OLEDs. As amostras são produzidas por dois fabricantes distintos e apresentam diferentes características de funcionamento. As principais características obtidas diretamente da folha de dados dos dispositivos são apresentadas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1 – Principais características dos OLEDs empregados na identificação dos parâmetros.

Característica	Osram	Osram	Philips	Philips
	RMW-046	CDW-031	GL-30	GL-55
Tensão Nominal (V)	3,7	3,4	7,3	7,2
Corrente Nominal (A)	0,27	0,186	0,35	0,39
Potência Nominal (W)	1	0,63	2,55	2,8
Fluxo Luminoso (lm)	15	15	36	55
Eficácia Luminosa (lm/W)	15	23	14,1	19,58
Índice de reprodução de cores	75	87	86	86
Temperatura de Cor Correlata (K)	2800	2800	3200	3200
Área Ativa (mm <sup>2</sup> )	3930	4900	3870	4110
Área Total (mm <sup>2</sup> )	5930	6340	6230	6220

Fonte: (OSRAM, 2011) (OSRAM, 2013) (PHILIPS, 2014)

O OLED Osram Orbeos RMW-046 tem por característica ser retangular e quando desligado apresentar-se como um espelho, como mostra a Figura 2.17 (a). A Figura 2.17(b) apresenta as dimensões do dispositivo, com destaque para a sua espessura de apenas 1,8mm (OSRAM, 2013).

O OLED CDW-031 também pertence a linha Orbeos do fabricante Osram. Este dispositivo tem formato octogonal com área ativa circular, quando desligado apresenta aspecto difuso, como mostra a Figura 2.18(a). A Figura 2.18(b) apresenta as dimensões do dispositivo que tem espessura de 2,13mm. De acordo com o fabricante esse dispositivo produz luz branca com temperatura de cor entre 2580K e 3320K, como visto na Figura 2.18(c). Este modelo proporciona um IRC tipicamente de 75 (OSRAM, 2011).

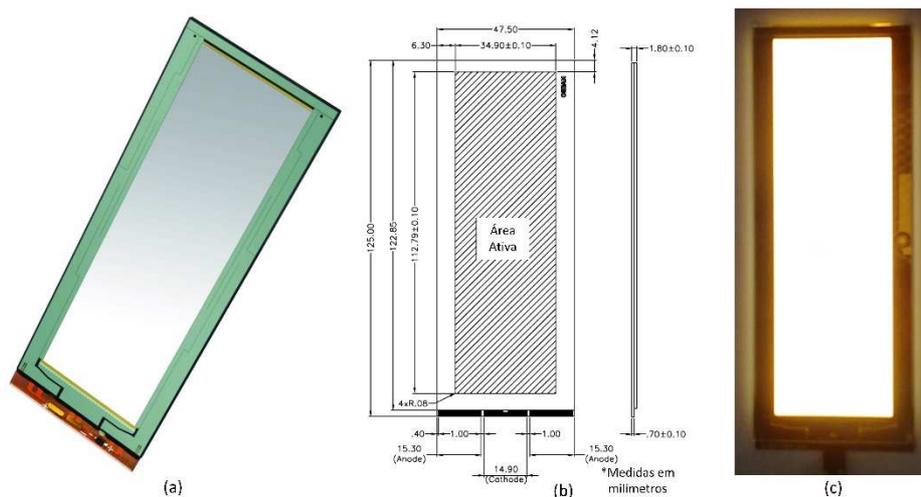


Figura 2.17- OLED Osram Orbeos RMW-046 (a) fotografia (b) dimensões (c) em operação (OSRAM, 2013).

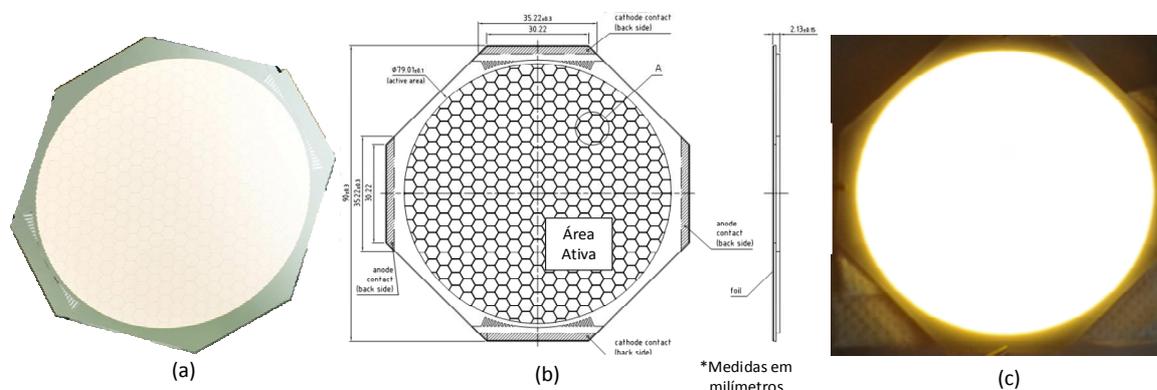


Figura 2.18- OLED Osram Orbeos CDW-031 (a) fotografia (b) dimensões (c) em operação (OSRAM, 2011).

O terceiro modelo trata-se de um dispositivo fabricado pela Philips, da linha Lumiblade modelo GL-30, como o mostrado na Figura 2.19. Tem formato triangular e espessura de 1,9mm. Quando desligado tem aspecto espelhado. Em operação, produz luz branca com TCC de 3200K e índice de reprodução de cores de 86.

O último OLED a ser caracterizado é o Philips Lumiblade GL-55 que possui formato retangular com espessura de 2 mm, como ilustrado na Figura 2.20. Produz luz branca com TCC igual a 3200K e IRC de 86.

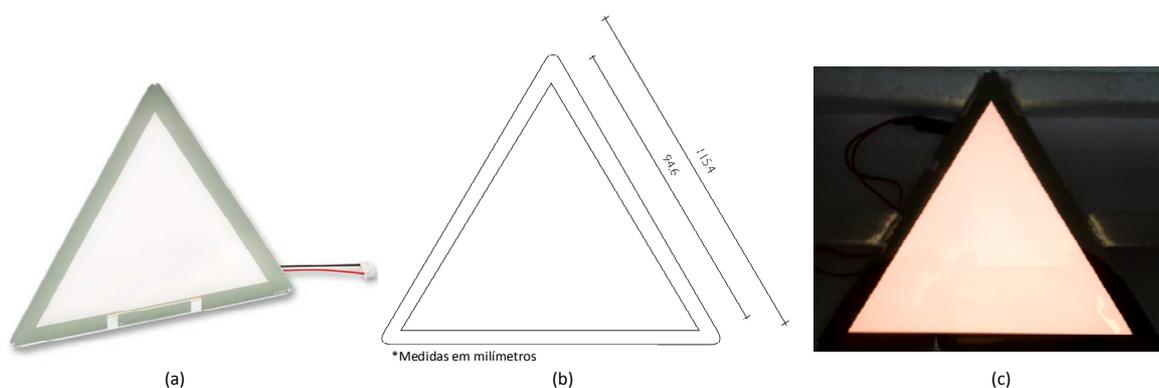


Figura 2.19- OLED Philips Lumiblade GL-30 (a) fotografia (b) dimensões (c) em operação (PHILIPS, 2014).

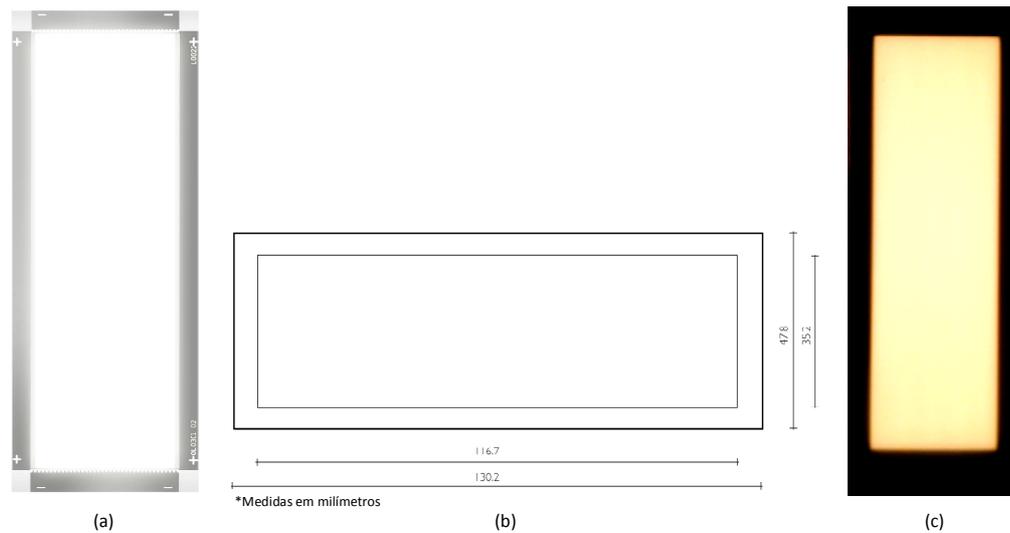


Figura 2.20- OLED Philips Lumiblade GL-55 (a) fotografia (b) dimensões (c) em operação (PHILIPS, 2014).

#### 2.3.1.2.1. Identificação da resistência do eletrodo ( $R_e$ )

O primeiro procedimento de caracterização adotado foi para a identificação do parâmetro  $R_e$ . Para isso foi empregada a plataforma de testes mostrada na Figura 2.14 e o procedimento descrito na seção 2.3.1.1.

As respostas de tensão e corrente foram medidas com o auxílio de um osciloscópio Keysight Infinivision DSO-X 4014A com uma ponteira de alta sensibilidade de corrente Agilent N2820A. Os dados obtidos via osciloscópio foram adicionados em um programa matemático computacional e a expressão (2.6) foi empregada para a determinação de  $R_e$ , considerando uma  $R_{S1}$  de  $8 \text{ m}\Omega$ . O teste foi realizado três vezes para cada dispositivo e a definição do valor de  $R_e$  foi dada pela média das três amostras. A Figura 2.21 apresenta uma amostra dos resultados experimentais para cada um dos quatro OLED caracterizados.

A Tabela 2.2 apresenta os valores obtidos em cada uma das três amostras medidas para cada um dos OLED e a resistência média do eletrodo definida para cada um dos dispositivos.

Tabela 2.2 – Identificação da resistência do eletrodo ( $R_e$ ).

	Osram RMW-046	Osram CDW-031	Philips GL-30	Philips GL-55
Amostra 1 de $R_e$ ( $\Omega$ )	1,62	1,43	2,46	3,16
Amostra 2 de $R_e$ ( $\Omega$ )	1,50	1,30	2,59	3,00
Amostra 3 de $R_e$ ( $\Omega$ )	1,65	1,28	2,74	3,03
Média de $R_e$ ( $\Omega$ )	1,60	1,34	2,60	3,06

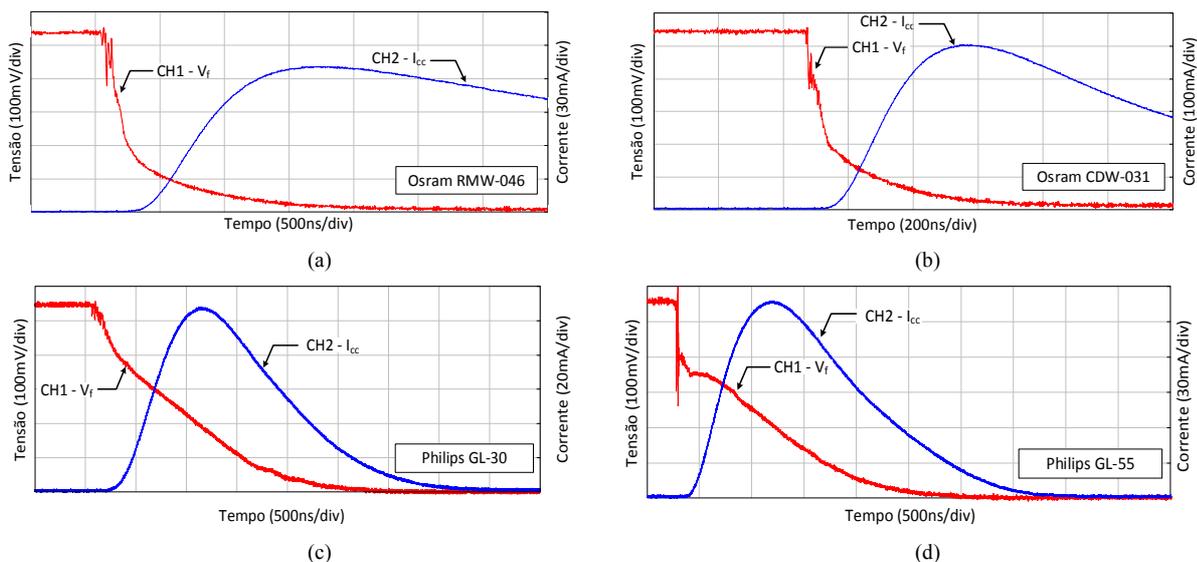


Figura 2.21- Resposta de corrente e tensão para identificação de  $R_e$  (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 (c) Philips GL-30 e (d) Philips GL-55.

### 2.3.1.2.2. Identificação das tensões de built-in e de limiar ( $V_{bi}$ e $V_o$ )

As tensões características do OLED são identificadas de acordo com o procedimento descrito na seção 2.3.1.1 e consiste na obtenção da curva I-V do OLED empregando a plataforma de testes da Figura 2.15. Acionando cada OLED com uma rampa de corrente constante é possível medir a resposta de tensão, como mostram os resultados experimentais da Figura 2.22. Para identificação dos valores de  $V_{bi}$  e  $V_o$  foram considerados os pontos de inflexão da curva I-V, os quais podem ser melhor visualizados no detalhe em escala logarítmica incluso na Figura 2.22.

Adicionalmente, os OLEDs foram inseridos em uma caixa escura e um fotosensor TSL257 que converte luz em tensão foi anexado próximo ao OLED com o intuito de determinar o exato instante no qual a emissão de luz começa a ocorrer e com isso validar o valor de  $V_o$  encontrado pelo procedimento proposto na seção 2.3.1.1. A Figura 2.23 apresenta a resposta normalizada da luminância dos OLEDs em função da rampa de corrente. Utilizou-se um fator de normalização de 5 V, que coincide com a tensão de alimentação do fotosensor empregado.

Com base nas medições obtidas é possível identificar os valores de  $V_{bi}$  e  $V_o$  para os respectivos OLEDs, como mostra a Tabela 2.3.

Tabela 2.3 – Identificação das Tensões características dos OLEDs ( $V_{bi}$  e  $V_o$ ).

	Osram RMW-046	Osram CDW-031	Philips GL-30	Philips GL-55
$V_{bi}$ (V)	2,63	2,31	2,46	3,16
$V_o$ (V)	3,07	2,84	5,92	5,92

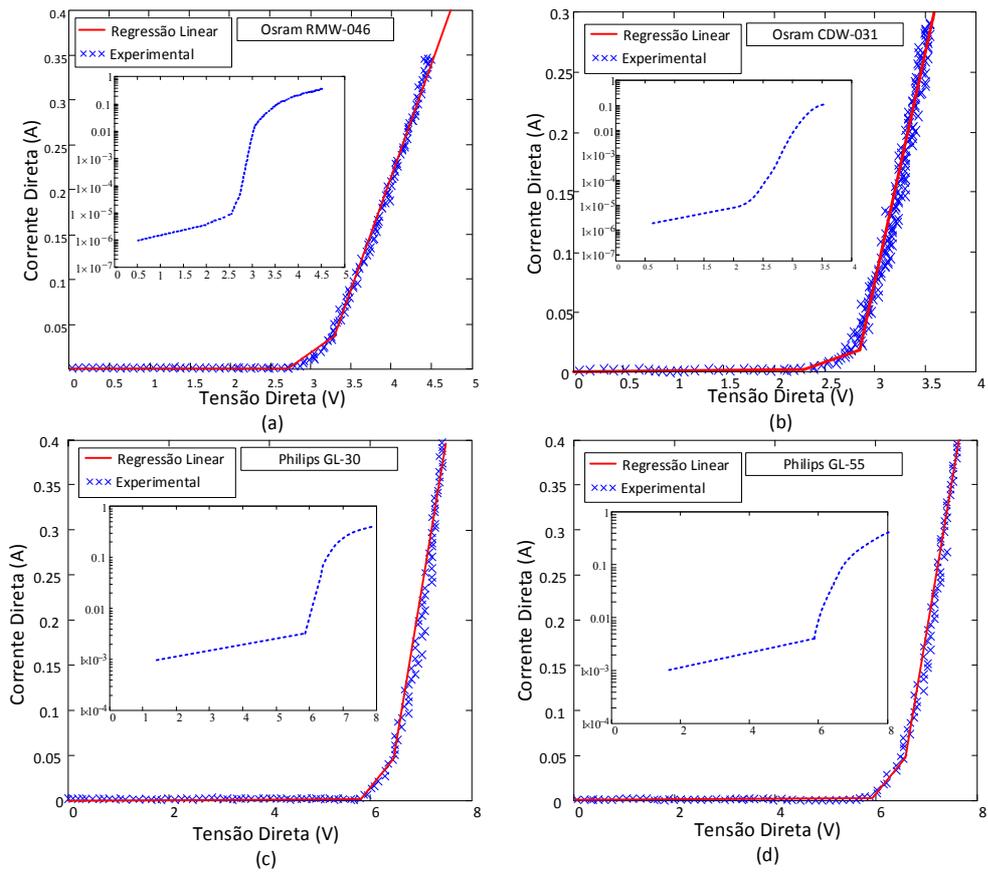


Figura 2.22- Curvas I-V para identificação de  $R_s$ ,  $R_{bi}$ ,  $V_o$ , e  $V_{bi}$  (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 (c) Philips GL-30 e (d) Philips GL-55.

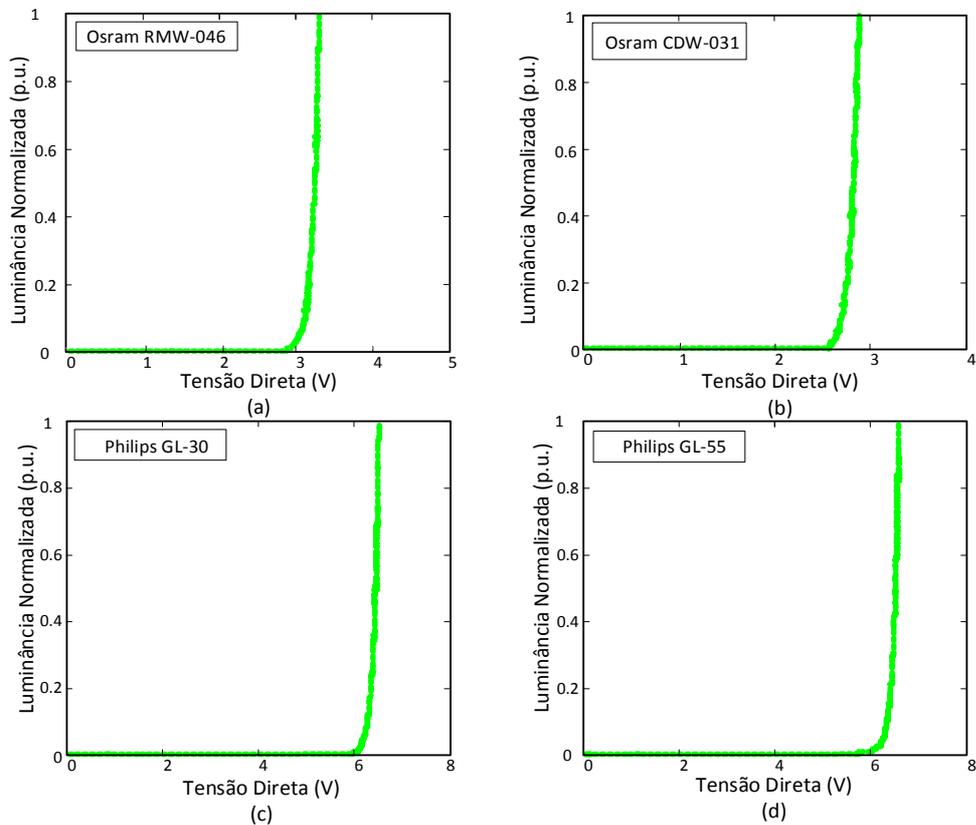


Figura 2.23- Resposta da luminância dos OLEDs em função da rampa de corrente.

### 2.3.1.2.3. Identificação das resistências dos braços ( $R_s$ , $R_{bi}$ e $R_p$ )

O procedimento para identificação das resistências dos braços é realizado empregando o método de regressão linear em cada região delimitada pelos valores de tensão identificados na seção 2.3.1.2.2, conforme mostrado na Figura 2.16. Para melhorar a precisão da regressão foi empregado o fator de correlação ( $R^2$ ), o qual quantifica a aproximação do relacionamento linear entre duas variáveis, sendo que  $R^2=1$  significa a maior aproximação e  $R^2=0$  a menor aproximação. Portanto, foi considerado um fator de  $R^2>0,98$  para garantir o bom ajuste das curvas e precisão nos resultados.

Os resultados da identificação de cada uma das resistências ( $R_{bi}$ ,  $R_s$  e  $R_p$ ) são apresentados na Tabela 2.4.

Tabela 2.4 – Identificação das Resistências dos braços do modelo estático ( $R_{bi}$ ,  $R_s$  e  $R_p$ ).

	Osram RMW-046	Osram CDW-031	Philips GL-30	Philips GL-55
$R_{bi}$ ( $\Omega$ )	26	30,96	10,7	11,9
$R_s$ ( $\Omega$ )	2,66	1,29	1,79	1,49
$R_p$ ( $k\Omega$ )	350	500	70	60

Finalmente, todos os parâmetros necessários para utilização do modelo elétrico estático foram identificados. Com respeito aos resultados obtidos pode-se inferir que:

- As diferenças construtivas e de geometria presentes nos OLEDs foram perceptíveis também nos resultados elétricos obtidos. Por exemplo, os OLEDs do fabricante Osram apresentam tensão de limiar próxima de 3V enquanto os OLEDs Philips possuem tensão de limiar ligeiramente maior que 6V. Essa discrepância de tensão existente entre os dispositivos de diferentes fabricantes está relacionada com função de trabalho dos materiais empregados na construção dos eletrodos e com a espessura das camadas orgânicas de cada OLED. Em função disto, pode-se afirmar que tensões diretas menores são desejáveis uma vez que a eficácia luminosa será maior, considerando uma mesma corrente elétrica aplicada ao dispositivo, fato que é validado pelas informações contidas na Tabela 2.1, onde a eficácia dos OLEDs da Osram é ligeiramente maior que os da Philips.
- As resistências elétricas  $R_e$  e  $R_s$ , pelas quais circula a maior parcela da corrente, para o OLED Osram RMW-046 são superiores às encontradas para o Osram CDW-031, isso significa que maiores perdas Joule serão provocadas no dispositivo RMW-046 o que por consequência afetará na temperatura do OLED, como será mostrado na seção 2.3.5.

### 2.3.1.3. Acionamento elétrico estático de OLEDs

O princípio de produção de radiação luminosa em OLEDs é baseado na injeção de elétrons e lacunas em camadas orgânicas. Logo, existe uma relação proporcional quase linear entre a luz produzida e a corrente média injetada, como ilustra a Figura 2.24(a). Portanto, pequenas variações na corrente ocasionarão também pequenas variações no fluxo luminoso. Em contrapartida, a característica de luminância-tensão dos OLEDs é muito vulnerável a mudanças no sistema, as quais podem ser ocasionadas por variações na tensão, temperatura ou características construtivas, o que resultará em grandes variações na luz produzida, como ilustra a Figura 2.24(b) (OSRAM, 2014) (PHILIPS, 2014).

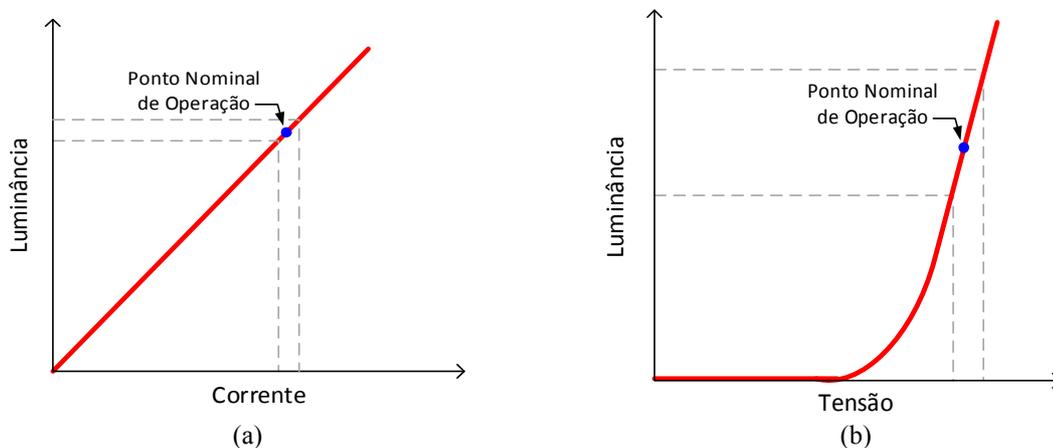


Figura 2.24- Característica de luminância do OLED (a) Corrente-Luminância (b) Tensão-Luminância (Adaptado de: (OSRAM, 2014)).

Além disso, devido ao processo de degradação dos compostos orgânicos empregados na construção do dispositivo, o fluxo luminoso diminui com o aumento do tempo de operação. Segundo os fabricantes, quando uma tensão constante é utilizada no acionamento de OLEDs o aumento da resistência estática do dispositivo com o tempo de operação ocasionará a queda da corrente direta, o que conseqüentemente fará com que o nível L70, que determina a vida útil de sistemas de iluminação em estado sólido, seja atingido precocemente, como ilustra a Figura 2.25 (OSRAM, 2014).

No caso de controle por corrente, a mesma se manterá constante durante todo o tempo de operação do OLED, enquanto a tensão irá aumentar em função do aumento da resistência com o tempo de utilização. Conseqüentemente, o ponto L70 será atingido em um tempo posterior, otimizando a vida útil do dispositivo, como ilustra a Figura 2.26 (OSRAM, 2014).

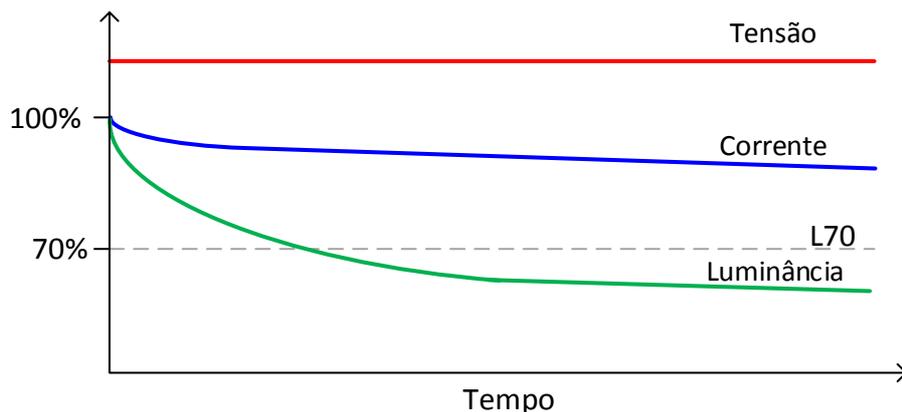


Figura 2.25- Decaimento da corrente e da luminância com acionamento por tensão constante (Adaptado de: (OSRAM, 2014)).

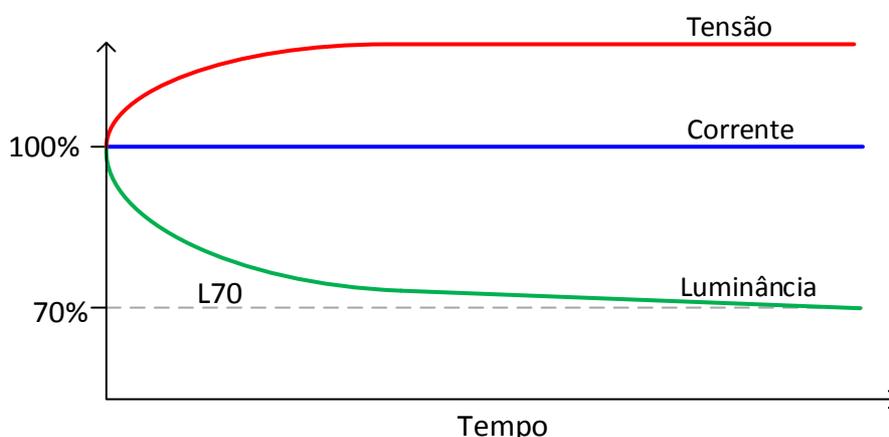


Figura 2.26- Decaimento da luminância com acionamento por corrente constante (Adaptado de: (OSRAM, 2014)).

Baseando-se nestes argumentos, a corrente constante torna-se o método mais desejável para o acionamento de OLEDs.

O objetivo de manter a corrente constante em OLEDs também deve ser garantido quando mais de um dispositivo é acionado pelo mesmo circuito de acionamento, logo a conexão série torna-se preferível ou, no caso de conexão em paralelo, deve-se empregar algum método de equalização de corrente, como os já difundidos para LEDs (ZHANG; CHUNG, 2015).

De acordo com os fabricantes, a operação com controle da corrente garantirá a máxima vida útil ao OLED e manterá a luminância estável mesmo com variações de temperatura, envelhecimento, variações paramétricas construtivas e no circuito de acionamento (OSRAM, 2014).

Características relativas ao acionamento dinâmico de OLEDs são abordadas na seção 3.2.1.3. Adicionalmente, o efeito do acionamento sob corrente constante no desempenho colorimétrico dos OLEDs será analisado na seção 4.3.2.1.

### 2.3.2. Modelo Escalar-Térmico Estático

Assim como em qualquer semicondutor, a temperatura também afeta o desempenho dos OLEDs. Os principais efeitos da operação sob alta temperatura são o aumento da condutividade elétrica, o envelhecimento acelerado e o decréscimo no fluxo luminoso, na eficácia luminosa e na homogeneidade da luminância (BUYTAERT; BLEUMERS et al., 2013; PANG; MICHALSKI et al., 2014; SCHWAMB et al., 2013; SLAWINSKI et al., 2011).

O processo de aquecimento nos OLEDs se dá pelo efeito Joule devido à potência elétrica ( $P_{el}$ ), que é o produto escalar da corrente pela tensão, como expresso em (2.10). O aquecimento ocorre porque nem toda a potência elétrica é convertida em potência radiante ( $P_{rad}$ ), mas parte é convertida em calor ( $P_h$ ), como mostrado em (2.11). O coeficiente  $k_h$  representa a porção de potência elétrica que é convertida em calor, e é dado em p.u.. Portanto, além da temperatura do ambiente em que opera, a temperatura do OLED depende do seu próprio aquecimento (POHL, LÁSZLÓ; KOLLÁR et al., 2012; STURM; WILSON et al., 1998).

$$P_{el} = V_f I_f \quad (2.10)$$

$$P_h(I_f, V_f) = P_{el} - P_{rad} = P_{el} k_h = V_f I_f k_h \quad (2.11)$$

Em se tratando de potência elétrica, considera-se que o OLED já está em condução, ou seja, a operação ocorre na região linear da curva I-V, com valores de tensão direta superiores ao valor de  $V_o$ . Portanto, o modelo elétrico estático simplificado da Figura 2.12 é suficiente para a realização da modelagem térmica, e a potência elétrica pode ser expressa incluindo (2.2) em (2.11), o que resulta em (2.12).

$$P_h(I_f, V_f) = V_o I_f k_h + I_f^2 k_h (R_s + R_e) \quad (2.12)$$

Observando (2.12) percebe-se que o termo da esquerda representa a potência em função da tensão de limiar do dispositivo e o termo da direita possui a característica dada pela Lei de Joule ( $I^2R$ ), que é dependente da magnitude da corrente e das resistências elétricas das camadas orgânicas e do eletrodo.

Os OLEDs podem dissipar calor através de três diferentes mecanismos: radiação, convecção e condução, como ilustra a Figura 2.27. A radiação térmica ocorre pela superfície e independe da orientação do dispositivo. A convecção térmica é realizada a partir do dispositivo para o ambiente e é dependente da orientação do OLED e por fim a condução térmica ocorre internamente e independe da orientação.

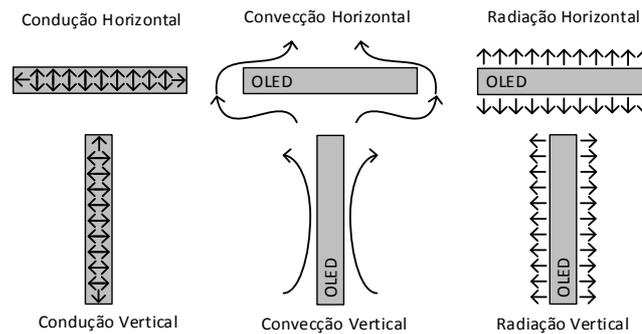


Figura 2.27- Mecanismos de transferência de calor em OLEDs.

A análise dos mecanismos de transferência de calor pode ser realizada empregando circuitos térmicos equivalentes, que representam cada um dos fenômenos utilizando resistências térmicas. Assim, um OLED pode ser representado termicamente através do circuito térmico equivalente simplificado da Figura 2.28.

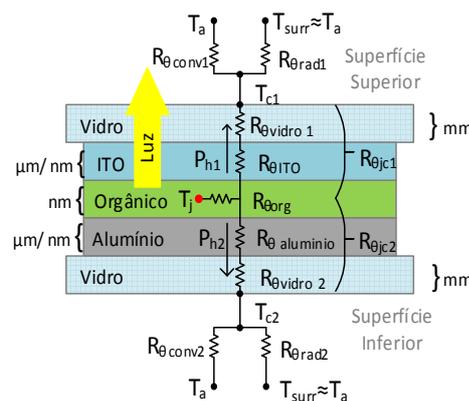


Figura 2.28- Circuito térmico equivalente de um OLED.

Neste circuito são consideradas as resistências térmicas ( $R_{\theta}$ ) de condução de cada um dos materiais envolvidos na construção do OLED, por exemplo, a resistência térmica do material orgânico ( $R_{\theta org}$ ), do vidro ( $R_{\theta vidro}$ ), do eletrodo de ITO ( $R_{\theta ITO}$ ) e do alumínio ( $R_{\theta alumínio}$ ). O somatório das resistências térmicas a partir da junção para a superfície superior e inferior irá resultar nas resistências da junção para o encapsulamento ( $R_{\theta jc1}$ ) e ( $R_{\theta jc2}$ ), respectivamente. Além disso são consideradas as resistências de convecção ( $R_{\theta conv}$ ) e radiação ( $R_{\theta rad}$ ) para cada uma das superfícies.

A transferência de calor por radiação não depende da orientação do dispositivo, mas é função da diferença de temperatura ( $\Delta T$ ) existente entre a superfície do OLED ( $T_c$ ) e a temperatura ambiente ( $T_a$ ). Adicionalmente, depende da emissividade do material que compõe a superfície ( $\epsilon$ ), da constante de Steffen-Boltzmann ( $\sigma$ ) e da área total da superfície ( $A_{OLED}$ ). Assim, a resistência térmica ocasionada pela transferência de calor por radiação é dada por (2.13), onde  $h_{rad}$  representa o coeficiente de convecção.

$$R_{\theta rad} = \frac{1}{h_{rad} A_{OLED}} = \frac{1}{\varepsilon \sigma (T_c - T_a)^3 A_{OLED}} = \frac{1}{\varepsilon \sigma (\Delta T)^3 A_{OLED}} \quad (2.13)$$

Como pode ser observado em (2.13) o desempenho térmico do OLED é fortemente dependente da escala do dispositivo, uma vez que a área do OLED encontra-se no denominador. Logo, quanto maior a área, menor tende a ser a  $R_{\theta rad}$ .

A transferência de calor por convecção natural, ou seja, sem o uso de ventiladores, tem sido estudada considerando o OLED como uma placa fina com temperatura uniforme. Embora isso não seja verdadeiro, essa condição pode ser assumida com o objetivo de simplificar a análise (ÇENGEL, 2009; STURM et al., 1998).

A resistência de convecção pode ser calculada, tal como mostrado em (2.14), onde  $h_{conv}$  representa o coeficiente de transferência de calor por convecção,  $k_{ar}$  é a condutividade térmica do ar e  $L_c$  é denominado de dimensão crítica, que está em função da orientação do OLED.

Se o OLED opera na orientação vertical o valor de  $L_c$  é igual a medida da altura do OLED nesta posição. Caso a operação ocorra na orientação horizontal o valor de  $L_c$  é dado pela razão entre a área ( $A_{OLED}$ ) e o perímetro ( $p$ ) do OLED ( $L_c = A_{OLED}/p$ ) (ÇENGEL, 2009; STURM et al., 1998).

$$R_{\theta conv} = \frac{1}{h_{conv} A_{OLED}} = \frac{L_c}{k_{ar} Nu A_{OLED}} \quad (2.14)$$

Considerando ainda (2.14), tem-se o número de Nusselt ( $Nu$ ). Quando um fluido, por exemplo, o ar, circunda o OLED forma-se um filme ao redor do dispositivo. A tendência é que neste filme a velocidade do ar seja baixa, ou nula, logo, idealmente o ar está parado nesta região. Por consequência disto, enquanto ocorre o fenômeno da convecção, também ocorre a condução de calor através deste filme de ar. O número de Nusselt é o responsável por determinar a relação entre transferência de calor por convecção e condução intrinsecamente ao mecanismo de convecção, sendo determinado pela expressão genérica que independe da orientação dada em (2.15) (ÇENGEL, 2009).

$$Nu = \left\{ 0,825 + \frac{0,387 (Ra)^{1/6}}{\left[ 1 + \left( \frac{0,492}{Pr} \right)^{9/16} \right]^{8/27}} \right\}^2 \quad (2.15)$$

Observando (2.15) percebe-se a presença de duas variáveis, o número de Rayleigh ( $Ra$ ) e o número de Prandtl ( $Pr$ ). Quando se estuda a modelagem de sistemas que envolvem a convecção é convencional definir grandezas adimensionais, com o intuito de reduzir o número

de variáveis e simplificar a análise matemática. Assim, emprega-se o número de Rayleigh que define o regime do fluido que circunda o OLED durante o processo de convecção. Conforme a magnitude do número de Rayleigh determina-se se o fluido está em regime laminar, turbulento ou transiente, como mostra a Tabela 2.5 (KREITH, 2011).

O número Rayleigh é o produto do número de Grashof (Gr) e do número de Prandtl (Pr), como apresenta (2.16), onde o número de Grashof representa a razão entre a força de empuxo e a força viscosa que agem sobre o fluido. O número de Prandtl aproxima a razão entre a viscosidade cinemática e a difusividade térmica de um fluido. Em uma faixa de 0°C a 40°C o número de Prandtl pode ser considerado igual a 0,71 com aceitável precisão (KREITH, 2011) (ÇENGEL, 2009; STURM et al., 1998). Além disso, em (2.16),  $g$  representa a aceleração da gravidade,  $\beta_{ar}$  é a expansão térmica do ar,  $\nu_{ar}$  é a viscosidade do ar e  $c_{ar}$  é o calor específico do ar.

$$Ra = Gr Pr = \frac{g \beta_{ar} (\Delta T) L_c^3 \nu_{ar} c_{ar}}{\nu_{ar}^2 k_{ar}} = \frac{g \beta_{ar} (\Delta T) L_c^3}{\nu_{ar}^2} 0.71 \quad (2.16)$$

No entanto, a consideração de todos esses parâmetros torna a análise relativamente complexa. Logo, como forma de simplificação, correlações empíricas entre o número de Rayleigh e o número de Nusselt foram propostas e podem ser encontradas em livros de teoria básica de transferência de calor, como mostra a Tabela 2.5.

Tabela 2.5 – Correlações empíricas para o número de Nusselt médio para a convecção natural.

Orientação	Regime	Ra	Nu
Vertical	Laminar	$10^5 < Ra < 10^9$	$Nu = 0,59 Ra^{1/4}$ (2.17)
Vertical	Turbulento	$10^9 < Ra < 10^{13}$	$Nu = 0,1 Ra^{1/3}$ (2.18)
Horizontal (Superfície Superior)	Laminar	$10^4 < Ra < 10^7$	$Nu = 0,54 Ra^{1/4}$ (2.19)
Horizontal (Superfície Inferior)	Laminar	$10^5 < Ra < 10^{11}$	$Nu = 0,27 Ra^{1/4}$ (2.20)
Horizontal	Turbulento	$10^7 < Ra < 10^{11}$	$Nu = 0,15 Ra^{1/3}$ (2.21)

Fonte: (ÇENGEL, 2009) (KREITH, 2011)

Portanto, empregando (2.15) encontra-se o número de Rayleigh, de acordo com a magnitude de Ra, observando a Tabela 2.5, pode-se definir o regime do fluido e o número de Nusselt. Adicionando o número de Nusselt em (2.14) é possível determinar o valor da resistência térmica por convecção.

Observando a Tabela 2.5 percebe-se que existe um fator de 2 entre (2.19) e (2.20), ou seja, quando na posição horizontal, a troca térmica na superfície inferior é duas vezes menor

que a troca térmica na superfície superior. Logo, existe uma tendência natural, da superfície inferior de uma placa plana apresentar temperatura maior que a encontrada na superfície superior em virtude do fenômeno de convecção (STURM et al., 1998).

O mecanismo de condução térmica é responsável pela transferência de calor da junção do OLED para o encapsulamento. Como pode ser verificado na Figura 2.28 o fluxo de calor é dividido em duas porções. A porção  $P_{h1}$  flui a partir da junção em direção à superfície emissora de luz (superfície de ITO), enquanto a porção  $P_{h2}$  flui em direção à superfície oposta (superfície de alumínio). O coeficiente de transferência de calor por condução ( $h_{cond}$ ) é diretamente dependente da condutividade térmica ( $k_{material}$ ) e da espessura ( $t_{material}$ ) de cada material envolvido no caminho térmico (ÇENGEL, 2009; KREITH, 2011).

Tipicamente a espessura das camadas orgânicas e dos eletrodos do OLED é da ordem de nanômetros ou micrometros, ou seja, muito mais fina que a espessura da camada de vidro ( $t_{vidro}$ ) da ordem de milímetros. Portanto, dependendo do caso, o impacto das resistências térmicas dos eletrodos ( $R_{\theta ITO}$ ) e ( $R_{\theta alumínio}$ ) podem ser negligenciadas nesta análise. Logo a resistência térmica da junção para o encapsulamento para cada uma das superfícies do OLED ( $R_{\theta jc1}$  ou  $R_{\theta jc2}$ ) é determinada por (2.22), onde o sub-índice “i” representa a superfície em questão.

$$R_{\theta jc\_i} = \frac{t_{material}}{k_{material} A_{OLED}} \quad (2.22)$$

A resistência térmica do encapsulamento para o ambiente ( $R_{\theta ca}$ ) é dada pelo equivalente paralelo entre a  $R_{\theta conv}$  e a  $R_{\theta rad}$  como expressa (2.23).

$$R_{\theta ca\_i} = \frac{R_{\theta conv\_i} R_{\theta rad\_i}}{R_{\theta conv\_i} + R_{\theta rad\_i}} \quad (2.23)$$

Em uma aplicação típica o valor de  $R_{\theta rad}$  é muito superior ao valor de  $R_{\theta conv}$ , portanto o principal mecanismo de transferência calor em OLEDs é a convecção.

Uma vez que todas as resistências térmicas desde a junção até o ambiente foram determinadas, um modelo térmico para o OLED pode ser proposto, como mostra a Figura 2.29(a).

Sabendo-se  $R_{\theta jc}$  e  $R_{\theta ja}$  é possível calcular a resistência térmica equivalente da junção até o ambiente  $R_{\theta ja}$ , como mostra (2.24), em que são consideradas as resistências térmicas de ambas as superfícies do OLED. O modelo escalar térmico equivalente considerando a resistência térmica equivalente da junção até o ambiente é mostrado na Figura 2.29(b).

$$R_{\theta ja} = \frac{(R_{\theta jc1} + R_{\theta ca1})(R_{\theta jc2} + R_{\theta ca2})}{(R_{\theta jc1} + R_{\theta ca1}) + (R_{\theta jc2} + R_{\theta ca2})} \quad (2.24)$$

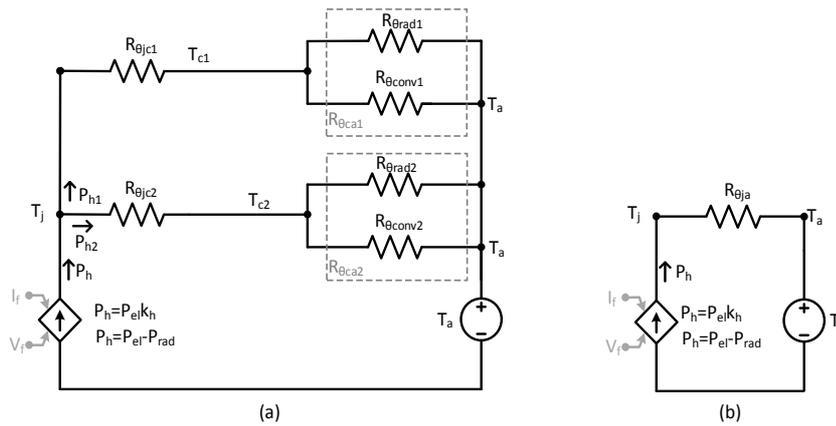


Figura 2.29- Modelo térmico de um OLED (a) Modelo completo considerando as resistências térmicas de ambas as faces do dispositivo (b) Modelo simplificado considerando a resistência térmica equivalente.

A partir do modelo da Figura 2.29, e considerando o regime permanente de operação, os fluxos de calor  $P_{h1}$  e  $P_{h2}$  que circulam para cada uma das superfícies do OLED podem ser calculados por (2.25).

$$P_{h\_i} = \frac{R_{\theta ja(3-i)}}{R_{\theta ja1} + R_{\theta ja2}} P_h \quad (2.25)$$

Assim, a temperatura ( $T_c$ ) em cada superfície pode ser calculada por (2.26):

$$T_{c\_i} = T_a + R_{\theta ca\_i} P_{h\_i} \quad (2.26)$$

Finalmente, a temperatura da junção ( $T_j$ ), considerando o efeito das resistências térmicas de ambas as superfícies, dada por (2.24), pode ser determinada por (2.27).

$$T_j = T_a + R_{\theta ja} P_h = T_a + R_{\theta ja} k_h V_f I_f \quad (2.27)$$

### 2.3.2.1. Identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico

O modelo térmico do OLED foi totalmente descrito. Em resumo, o processo de identificação e cálculo das temperaturas da junção e do encapsulamento a partir de todas as resistências térmicas é descrito pelo fluxograma da Figura 2.30, que integra os diferentes mecanismos de transferência de calor, as dimensões do OLED e a orientação em que o dispositivo opera.

### 2.3.2.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo escalar térmico

A partir do modelo escalar-térmico proposto na seção 2.3.2 pode-se modelar termicamente os dispositivos de interesse. A identificação dos parâmetros térmicos ocorre de forma teórica, considerando dados de fabricantes e dos materiais utilizados na construção do

dispositivo. Este trata-se de um procedimento de aproximação, uma vez que por vezes não se tem acesso às informações dos materiais empregados na construção do OLED em função de segredos industriais e também porque as equações de transferência de calor são baseadas em estudos empíricos prévios, já consolidados no campo da termodinâmica.

Aqui serão apresentados dois exemplos de identificação de parâmetros do modelo escalar-térmico, considerando os OLEDs do fabricante Osram já apresentados na Figura 2.17 e na Figura 2.18. Para realizar o procedimento de identificação dos parâmetros térmicos será empregado o fluxograma mostrado na Figura 2.30.

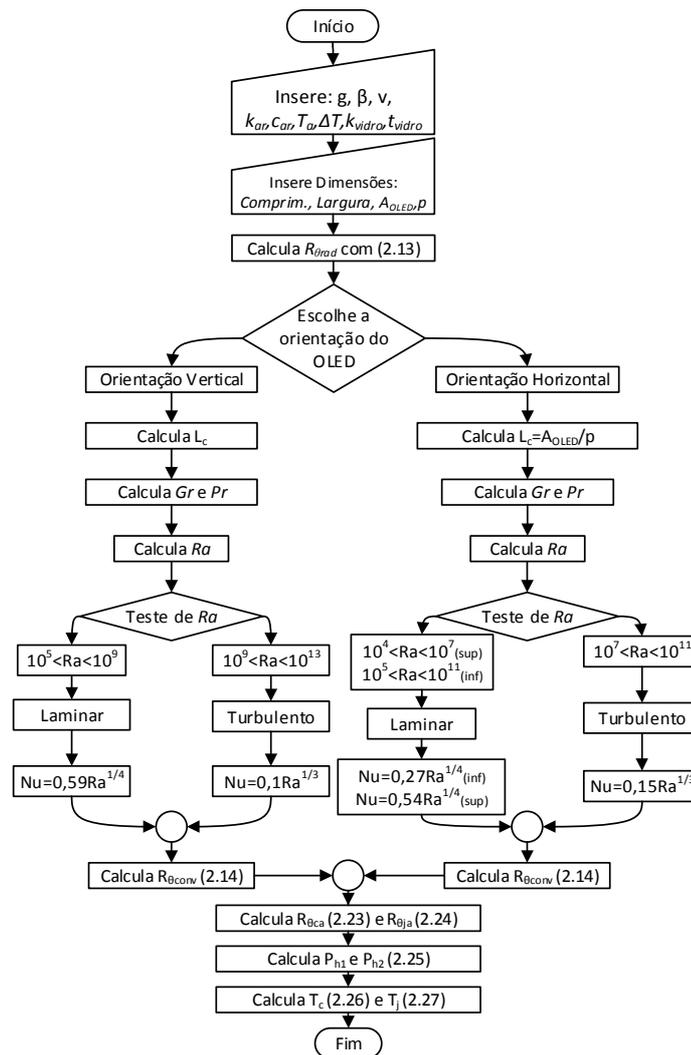


Figura 2.30- Fluxograma para determinação dos parâmetros térmicos do OLED.

Inicialmente devem ser inseridos as propriedades do ar e dos materiais utilizados na construção do OLED, essas informações são disponibilizadas na Tabela 2.6 e Tabela 2.7. O próximo passo consiste na inserção das características geométricas dos OLEDs, conforme os valores disponíveis na Tabela 2.8.

Tabela 2.6 – Propriedades do ar @ 20°C

Propriedade	Símbolo	Valor
Aceleração da gravidade ( $m/s^2$ )	g	9,81
Viscosidade do ar ( $m^2/s$ )	$\nu$	$15,7 \times 10^{-6}$
Expansão térmica do ar ( $^{\circ}C^{-1}$ )	$\beta_{ar}$	$3,41 \times 10^{-3}$
Condutividade térmica do ar ( $W/m^{\circ}C$ )	$k_{ar}$	0.0251
Calor específico do ar ( $kJ/kg^{\circ}C$ )	$c_{ar}$	1,005
Constante de Steffen-Boltzmann ( $W.m^{-2}.K^{-4}$ )	$\sigma$	$5,6697 \times 10^{-8}$
Número de Prandtl (adimensional)	Pr	0,71

Fonte: (KREITH, 2011)

Tabela 2.7 – Propriedades do vidro @ 20°C

Propriedade	Símbolo	Value
Condutividade térmica ( $W/m^{\circ}C$ )	$k_{vidro}$	1,09
Emissividade (adimensional)	$\epsilon_{vidro}$	0,5
Calor específico ( $J/kg^{\circ}C$ )	$c_{vidro}$	820
Densidade ( $kg/m^3$ )	$\rho_{vidro}$	2600

Fonte: (CORNING DISPLAY TECHNOLOGIES, 2013; QI; FORREST, 2011)

Tabela 2.8 – Características geométricas dos OLEDs

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Área total ( $m^2$ )	$A_{OLED}$	$5,937 \times 10^{-3}$	$6,36 \times 10^{-3}$
Área ativa ( $m^2$ )	$A_{ativa}$	$3,936 \times 10^{-3}$	$4,90 \times 10^{-3}$
Altura (m)	h	0,125	-
Diâmetro (m)	$\emptyset$	-	0,09
Largura (m)	w	0,0475	-
Raio (m)	r	-	0,045
Volume ( $m^3$ )	$V_{OLED}$	$1,07 \times 10^{-5}$	$1,14 \times 10^{-5}$
Espessura da camada orgânica ( $\mu m$ )	$t_{org}$	0,044	0,044

Fonte: (OSRAM, 2013) (OSRAM, 2011)

Conhecendo todas as grandezas necessárias para a determinação da resistência térmica de radiação é possível encontrar o valor da mesma através de (2.13). O valor encontrado para o OLED Osram RMW-046 é de  $9,51 \times 10^4$  °C/W enquanto a  $R_{\theta rad}$  do OLED Osram CDW-031 é de  $8,87 \times 10^4$  °C/W. Percebe-se que a  $R_{\theta rad}$  do OLED CDW-031 é ligeiramente menor que a do

RMW-046, isso se deve ao fato do mesmo possuir uma área de radiação aproximadamente 6% maior.

As resistências térmicas de convecção podem ser obtidas seguindo o fluxograma da Figura 2.30. Inicialmente será considerada orientação vertical de ambos os OLEDs. A  $R_{\theta_{conv}}$  é calculada utilizando (2.14), onde a área do OLED e a condutividade térmica do ar já são propriedades conhecidas.

A dimensão crítica ( $L_c$ ) na orientação vertical do OLED é igual o seu comprimento, que corresponde a 125 mm para o OLED RMW-046 e 90 mm para o OLED CDW-031, conforme Tabela 2.8.

Observando (2.14), ainda é necessário definir o número de Nusselt ( $Nu$ ), o qual é calculado por (2.15). No entanto, para definir o número de Nusselt é necessário calcular o número de Rayleigh ( $Ra$ ) e o número de Prandtl ( $Pr$ ). O número de Prandtl pode ser considerado igual a 0,71 na faixa de operação em que o OLED se aplica, e o número de Rayleigh é calculado por (2.16), considerando as propriedades do ar fornecidas na Tabela 2.6. De acordo com o valor do  $Ra$  encontrado em (2.16) pode-se aplica-lo em (2.15) ou nas correlações apresentadas na Tabela 2.5.

Para a orientação vertical, utilizando (2.16) encontrou-se  $Ra=2,82 \times 10^6$  para o OLED RMW-046 e  $Ra=1,053 \times 10^6$  para o OLED CDW-031, o que de acordo com as correlações da Tabela 2.5, configura o regime do fluido como laminar para ambos os dispositivos. Logo, para encontrar o número de Nusselt emprega-se (2.17), resultando em  $Nu=24,17$  para o OLED RMW-046 e  $Nu=18,89$  para o OLED CDW-031.

Conhecendo o  $Nu$  pode-se inseri-lo em (2.14) e determinar a resistência térmica de convecção para cada uma das superfícies do OLED. Como a orientação vertical está sendo considerada neste exemplo a  $R_{\theta_{conv}}$  de ambas as superfícies será a mesma ( $R_{\theta_{conv1}}=R_{\theta_{conv2}}$ ), isso é válido se o OLED está disposto em um ambiente de livre circulação de ar.

Finalmente, com (2.14) encontra-se  $R_{\theta_{conv1}}=R_{\theta_{conv2}} = 17,34 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  para o OLED RMW-046 e  $R_{\theta_{conv1}}=R_{\theta_{conv2}} = 14,91 \text{ } ^\circ\text{C/W}$  para o OLED CDW-031. Percebe-se que existe uma diferença de aproximadamente 15% entre as resistências de convecção encontradas, isso se deve ao fato de que o número de Rayleigh possui um comportamento não linear, confirmado pelos expoentes presentes em (2.16). Adicionalmente, pode-se perceber que na posição vertical o OLED Osram CDW-031 apresentará uma melhor convecção térmica, resultante do incremento de área que possui em relação ao Osram RMW-046.

A determinação da  $R_{\theta_{conv}}$  para a orientação vertical foi concluída, resta então avaliar o seu comportamento quando o OLED opera sob orientação horizontal. Para isso emprega-se o ramo localizado do lado direito do fluxograma da Figura 2.30.

O principal diferenciador entre uma orientação e outra é a definição do comprimento crítico ( $L_c$ ), que na orientação vertical trata-se do próprio comprimento do OLED, no caso horizontal é dado pela razão entre a área e o perímetro, resultando em  $L_c=17$  mm para o Osram RMW-046 e  $L_c=22,5$  mm para o Osram CDW-031. Essa correção no comprimento crítico ocorre em função de que o OLED representa um obstáculo maior para a convecção térmica quando disposto horizontalmente em comparação com o caso vertical.

Quando a orientação horizontal é considerada, o valor encontrado para o  $R_a$ , empregando (2.16), é  $7,36 \times 10^6$  para o OLED RMW-046 e  $R_a=1,645 \times 10^3$  para o OLED CDW-031.

Testando esses valores empregando as correlações empíricas da Tabela 2.5 encontra-se uma configuração de fluido em regime laminar para ambos os OLEDs e os respectivos números de Nusselt.

Por fim, utilizando (2.14) encontram-se as  $R_{\theta_{conv}}$  para cada uma das superfícies. Os valores encontrados para o Osram RMW-046 é de  $23,08^\circ\text{C}/\text{W}$  e  $46,17^\circ\text{C}/\text{W}$ , para as superfícies superior e inferior, respectivamente. Para o OLED CDW-031 foram encontrados os valores de  $23,04^\circ\text{C}/\text{W}$  e  $46,08^\circ\text{C}/\text{W}$ . A partir destes resultados pode-se inferir que a  $R_{\theta_{conv}}$  da face inferior do OLED quando disposto horizontalmente é muito maior que a da face superior, isso ocorre pela dificuldade do ar convencionar quando está localizado sob o OLED.

Uma vez definidas a  $R_{\theta_{rad}}$  e a  $R_{\theta_{conv}}$  ainda é necessário identificar a  $R_{\theta_{cond}}$ . A transferência de calor interna do OLED acontece por condução, portanto a espessura, a condutividade térmica e a área de cada material envolvido na construção do OLED devem ser inseridos nessa análise, como matematicamente descrito por (2.22).

Empregando (2.22) juntamente com (2.23) pode-se definir a resistência térmica do encapsulamento até o ambiente para cada uma das superfícies do OLED ( $R_{\theta_{ca\_i}}$ ), e com isso calcular qual é o fluxo de calor para cada extremidade usando (2.25). De posse desses valores é possível construir o circuito equivalente térmico mostrado na Figura 2.29(b) e a partir deste calcular o valor da resistência equivalente considerando ambas as superfícies do OLED, dada por (2.24).

A Figura 2.31 apresenta o modelo escalar-térmico para os dois OLEDs utilizados como exemplo, considerando todas as resistências térmicas identificadas empregando o fluxograma da Figura 2.30. Um resumo dos valores de resistências térmicas identificadas pelo procedimento

proposto é apresentado na Tabela 2.9. Percebe-se que  $R_{\theta jc}$  é muito menor que  $R_{\theta rad}$  e  $R_{\theta conv}$ , podendo ser negligenciada nos casos onde deseja-se simplificação.

Tabela 2.9 – Resistências Térmicas Identificadas.

Resistência Térmica	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
da junção para o encapsulamento ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta jc}$	0,11	0,16
de radiação ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta rad}$	$9,51 \times 10^4$	$8,87 \times 10^4$
da junção para o ambiente (Horizontal) (Superfície 1) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja H1}$	23,18	23,19
da junção para o ambiente (Horizontal) (Superfície 2) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja H2}$	46,25	46,21
da junção para o ambiente (Vertical) (Superfície 1) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja V1}$	17,44	15,06
da junção para o ambiente (Vertical) (Superfície 2) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja V2}$	17,44	15,06
Equivalente (Horizontal) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja H}$	15,46	15,44
Equivalente (Vertical) ( $^{\circ}\text{C}/\text{W}$ )	$R_{\theta ja V}$	8,72	7,53

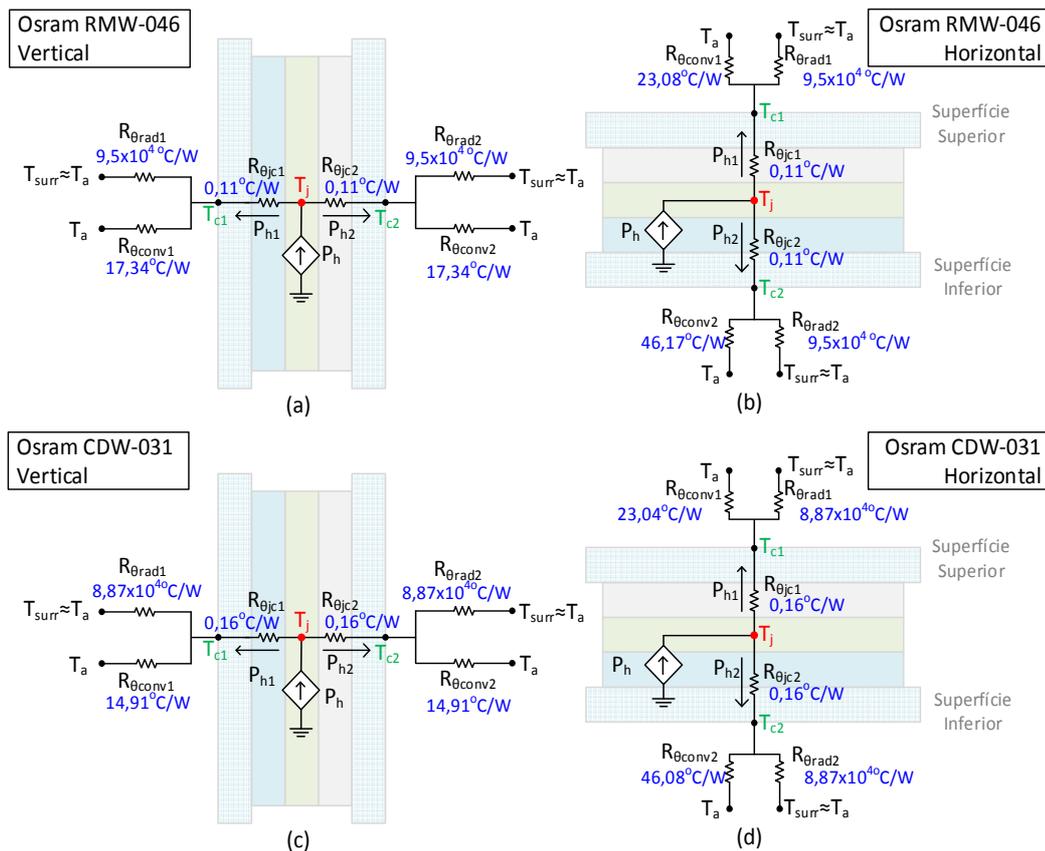


Figura 2.31- Modelo escalar-térmico equivalente (a) OLED Osram RMW-046 na orientação vertical (b) OLED Osram RMW-046 na orientação horizontal (c) OLED Osram CDW-031 na orientação vertical (d) OLED Osram CDW-031 na orientação horizontal.

Os fluxos de calor  $P_{h1}$  e  $P_{h2}$  que circulam para cada uma das superfícies do OLED podem ser calculados por (2.25). Considerando a condição de operação com potência elétrica nominal de 1W para o Osram RMW-046 e 0,63W para o OLED CDW-031. Como parte desta potência

elétrica transforma-se em calor, porção dada pelo coeficiente  $k_h$ , considerando  $k_h=0,9$  para o Osram RMW-046 e  $k_h=0,95$  para o Osram CDW-031, tem-se  $P_h=0,9W$  e  $P_h=0,598$ , respectivamente.

Aplicando os valores de potência transformada em calor em (2.25) obtém-se os resultados mostrados na Tabela 2.10.

Tabela 2.10 – Fluxo de calor nos OLEDs

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Fluxo de Calor na Superfície superior (horizontal) (W)	$P_{h1H}$	0,6	0,4
Fluxo de Calor na Superfície inferior (horizontal) (W)	$P_{h2H}$	0,3	0,2
Fluxo de Calor na Superfície 1 (vertical) (W)	$P_{h1V}$	0,45	0,3
Fluxo de Calor na Superfície 2 (vertical) (W)	$P_{h2V}$	0,45	0,3

Observando a Tabela 2.10 percebe-se que há igualdade nos fluxos de calor para orientação vertical, isso ocorre em função também da igualdade entre as resistências térmicas quando o OLED opera nesta orientação. Para o caso da orientação horizontal, irá existir uma maior resistência térmica na superfície inferior, em função do fenômeno da convecção e o fluxo de calor será maior no caminho térmico que apresentar as menores resistências, que neste caso trata-se da superfície superior.

Finalmente, seguindo o fluxograma da Figura 2.30, sabendo-se todas as resistências térmicas e fluxos de calor, pode-se determinar a temperatura em cada superfície do OLED além da temperatura de junção, usando (2.26) e (2.27), respectivamente. A Tabela 2.11 apresenta as temperaturas obtidas para os referidos OLEDs.

Tabela 2.11 – Temperaturas calculadas considerando operação com corrente nominal e  $T_a=25^\circ C$ .

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Temperatura do encapsulamento na superfície superior (vertical) ( $^\circ C$ )	$T_{e1V}$	33,65	29,19
Temperatura do encapsulamento na superfície inferior (vertical) ( $^\circ C$ )	$T_{e2V}$	33,65	29,19
Temperatura do encapsulamento na superfície superior (horizontal) ( $^\circ C$ )	$T_{e1H}$	40,35	33,62
Temperatura do encapsulamento na superfície inferior (horizontal) ( $^\circ C$ )	$T_{e2H}$	40,38	33,65
Temperatura da junção (vertical)( $^\circ C$ )	$T_{jV}$	33,9	29,23
Temperatura da junção (horizontal)( $^\circ C$ )	$T_{jH}$	40,9	33,68

Observando a Tabela 2.11 percebe-se uma igualdade entre as temperaturas para a orientação vertical, o que se justifica pelo fato das resistências térmicas e os fluxos de calor serem iguais para ambas as superfícies, ratificando o que foi inferido anteriormente. Já no caso horizontal, a temperatura na superfície inferior é ligeiramente maior que aquela obtida na

superfície superior. Isto é justificado pela dificuldade que o ar encontra de circular na região inferior do OLED, quando o mesmo está na orientação horizontal.

Por fim, pode-se resumir que todo o modelo escalar-térmico foi exposto e os parâmetros para a sua utilização foram identificados seguindo um fluxograma.

### 2.3.3. Modelo Escalar-Eletro-Térmico Estático

As propriedades elétricas do OLED são fortemente dependentes de suas dimensões e características térmicas. Portanto, existe uma interação entre os domínios elétrico e escalar-térmico, interação esta que irá afetar o desempenho global do dispositivo.

Dois efeitos principais da temperatura alteram o comportamento elétrico do OLED: a queda de tensão e a redução da resistência série. O primeiro ocorre devido à redução na energia de recombinação. Quando a temperatura aumenta, a energia requerida para a recombinação entre elétrons e lacunas torna-se menor, conseqüentemente uma menor tensão é necessária para acionar o OLED (KEMERINK et al., 2006; POHL, LÁSZLÓ et al., 2012). A taxa de queda de tensão em função do aumento da temperatura é dada pelo coeficiente  $k_v$ .

O segundo efeito é devido ao aumento da condutividade elétrica do material orgânico. Quando a temperatura aumenta o processo de saltos no interior do material orgânico aumenta e, conseqüentemente, ocasiona uma queda na resistência série do dispositivo. A taxa de redução da resistência é dada pelo coeficiente  $k_{RS}$ , que também é negativo, e medido em  $\Omega/^\circ\text{C}$  (POPPE et al., 2009a).

O valor de  $R_e$  não varia significativamente, uma vez que se trata da resistência do eletrodo (BUSO et al., 2014).

#### 2.3.3.1. Identificação dos coeficientes de interação escalar-eletro-térmica

Para identificar os coeficientes que descrevem a interação existente entre os domínios escalar-eletro-térmico, pode-se observar a folha de dados fornecida pelo fabricante do OLED e verificar a disponibilidade da informação. Caso não seja encontrada a informação desejada, podem-se realizar testes para determiná-la experimentalmente.

O coeficiente que representa a taxa de queda de tensão em função do aumento da temperatura ( $k_v$ ) pode ser identificado empregando (2.28) onde as respostas de tensão e temperatura são obtidas acionando o OLED com corrente constante e medindo sua tensão direta sob diferentes temperaturas. Em função do comportamento físico de queda de tensão com o aumento da temperatura, o coeficiente  $k_v$  resultante é negativo e medido em  $\text{V}/^\circ\text{C}$  ou  $\text{mV}/^\circ\text{C}$ .

$$k_v = \frac{\Delta V_f}{\Delta T} \quad (2.28)$$

O coeficiente  $k_{R_s}$  é dado pela inclinação da curva V-I medida sob diferentes temperaturas. É obtido por um procedimento experimental que consiste em testar o OLED sob diferentes temperaturas de operação, resultando em diferentes amostras de valores de  $\Delta R_s/\Delta T$ , como mostra (2.29). O valor médio das amostras de  $\Delta R_s/\Delta T$  é definido como  $k_{R_s}$ .

$$k_{R_s} = \frac{\Delta R_s}{\Delta T} \quad (2.29)$$

Inserindo os coeficientes identificados que representam o efeito da temperatura no modelo elétrico, descrito em (2.2), pode-se obter a tensão direta em função da temperatura e da corrente, como mostra (2.30).

$$V_f(I_f, T_j) = V_o + k_v(T_j - T_o) + I_f \left[ R_e + R_s + k_{R_s}(T_j - T_o) \right] \quad (2.30)$$

Onde  $T_o$  representa a temperatura de referência. Combinando (2.30) e (2.27), a tensão direta em função dos parâmetros escalares-térmicos do OLED pode ser calculada por (2.31).

$$V_f(I_f) = \frac{V_o + k_v(T_a - T_o) + I_f \left[ R_e + R_s + k_{R_s}(T_a - T_o) \right]}{1 - I_f \left[ (k_v k_h R_{\theta ja}) - (I_f k_{R_s} k_h R_{\theta ja}) \right]} \quad (2.31)$$

A inserção do efeito da temperatura no modelo elétrico previamente apresentado na Figura 2.12, faz com que a fonte de tensão independente  $V_o$ , torne-se dependente da temperatura, como ilustra o modelo escalar-eleto-térmico é apresentado na Figura 2.32.

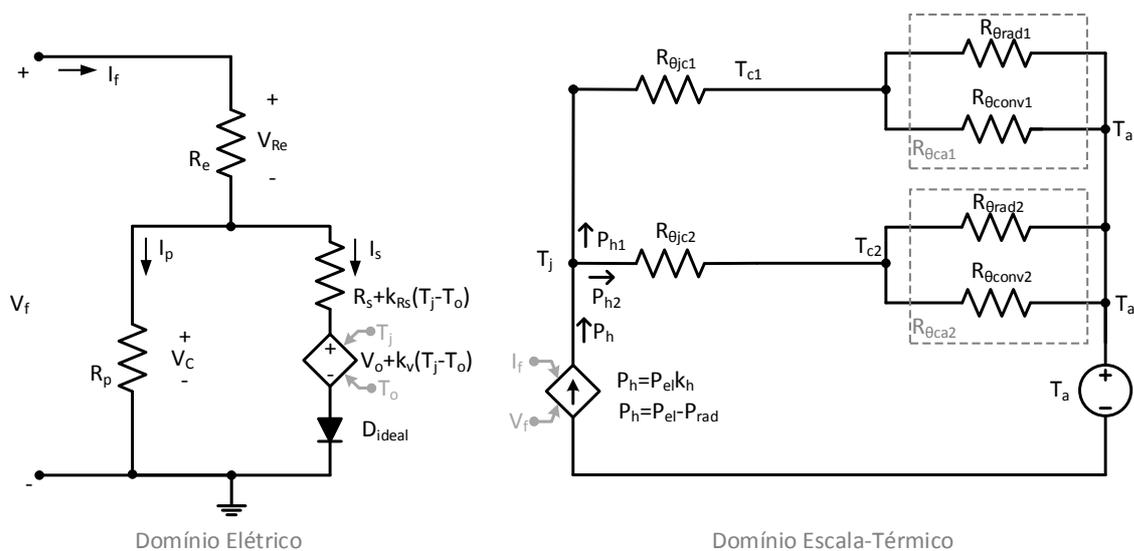


Figura 2.32- Modelo estático escalar-eleto-térmico para OLEDs.

### 2.3.3.2. Exemplo de identificação dos coeficientes de interação escalar-eletro-térmica

Como exemplo para identificação dos coeficientes  $k_v$  e  $k_{R_s}$  serão empregados os mesmos OLEDs utilizados no processo de identificação dos parâmetros escalares-térmicos, Osram RMW-046 e Osram CDW-031.

O coeficiente  $k_v$  foi obtido a partir do ensaio dos OLEDs sob correntes e temperaturas distintas, como mostram os resultados da Figura 2.33. Considerando a variação de tensão ( $\Delta V_f$ ) pela variação de temperatura ( $\Delta T$ ), como expresso em (2.28). Os coeficientes médios encontrados para cada dispositivo são apresentados na Tabela 2.12.

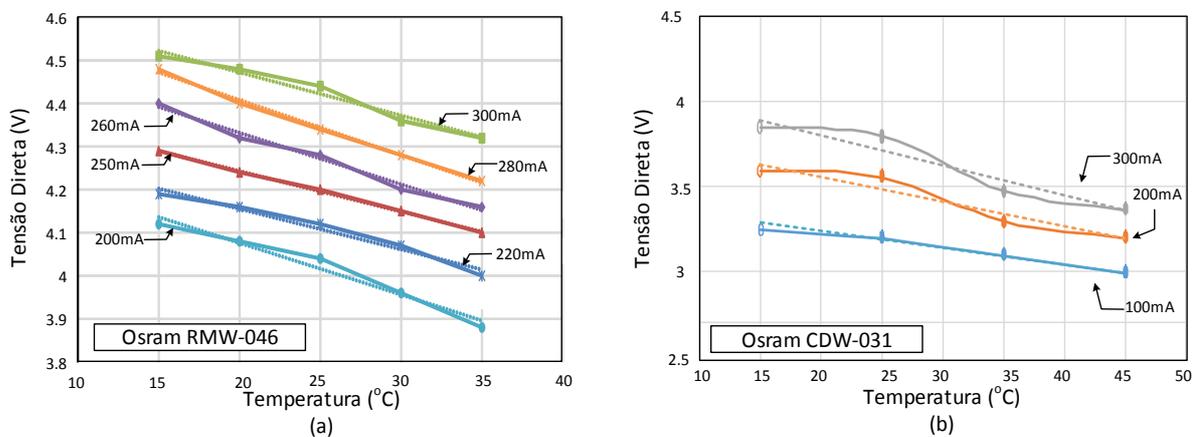


Figura 2.33- Curvas para obtenção do coeficiente  $k_v$  (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031.

Tabela 2.12 – Coeficiente da taxa de variação da tensão com a temperatura.

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Taxa de variação da tensão com a temperatura (mV/°C)	$k_v$	-7,2	-14

O coeficiente  $k_{R_s}$  foi obtido de maneira similar ao coeficiente  $k_v$ , a partir do ensaio do OLED sob diferentes temperaturas e correntes, considerando a variação da resistência ( $\Delta R_s$ ) pela variação de temperatura ( $\Delta T$ ). A Figura 2.34 apresenta os resultados obtidos nos testes para ambos os OLEDs, com a linha tracejada indicando a regressão linear.

O coeficiente  $k_{R_s}$  foi obtido utilizando (2.29). Realizando a média dos valores encontrados tem-se o coeficiente médio para cada um dos OLEDs estudados como apresentado na Tabela 2.13.

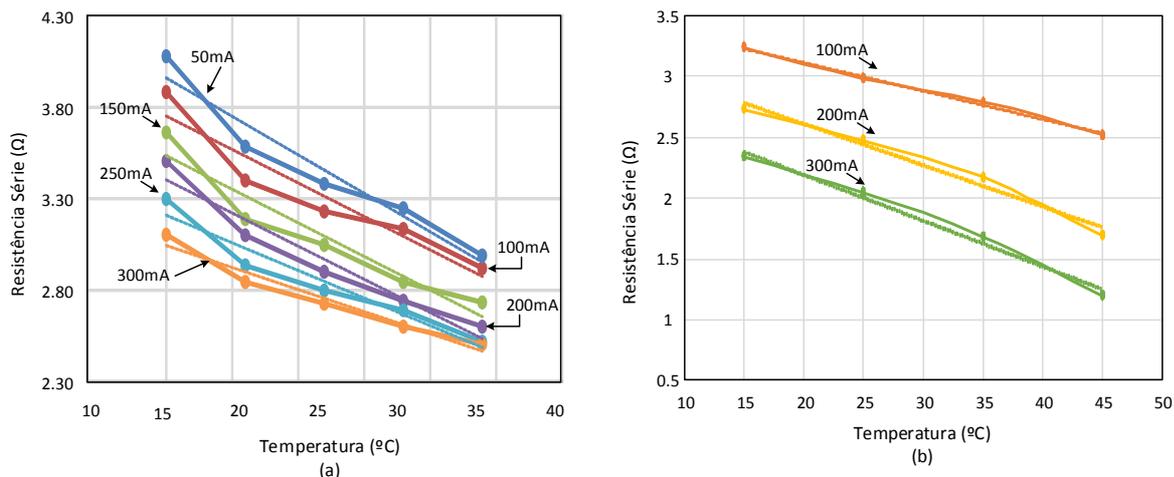


Figura 2.34- Resistência série em função da temperatura para determinação do coeficiente  $k_{R_s}$  (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031.

Tabela 2.13 – Coeficiente da taxa de variação da resistência série com a temperatura.

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Taxa de variação da resistência série com a temperatura ( $m\Omega/^\circ C$ )	$k_{R_s}$	-41,13	-19,76

#### 2.3.4. Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico

Até aqui as características de escala, elétrica e térmica do OLED foram descritas através de um modelo matemático. No entanto, em sistemas de iluminação em estado sólido, as grandezas fotométricas são indicativos da qualidade e aplicabilidade dos OLEDs.

O fator de escala está diretamente relacionado com o aumento de temperatura nos OLEDs, e existe uma interação entre os domínios elétrico e térmico que resultará no desempenho fotométrico do sistema de iluminação.

O fluxo luminoso ( $\phi$ ) é um parâmetro fortemente dependente de duas variáveis: a corrente direta e a temperatura de junção. Essa dependência apresenta um comportamento quase linear, que é dado graficamente pelos fabricantes no catálogo dos OLEDs, usualmente considerando uma corrente de referência ( $I_{f_0}$ ) e uma temperatura de referência ( $T_0$ ). Essa dependência pode ser obtida experimentalmente realizando testes com o OLED sob diferentes correntes e temperaturas.

A descrição matemática do comportamento do fluxo luminoso em função da temperatura da junção é realizada, com boa precisão empregando regressão de primeira ordem, como mostra (2.32). Onde  $k_T$  representa a taxa de variação do fluxo luminoso em função da temperatura. O coeficiente  $k_T$  é normalmente negativo, porque representa um decréscimo de fluxo em relação ao aumento de temperatura.

$$\phi_{T\_p.u.}(T_j) = 1 + k_T (T_j - T_o) \tag{2.32}$$

O fluxo luminoso dos OLEDs aumenta linearmente com o acréscimo da corrente direta. Esse comportamento é representado matematicamente por (2.33).

$$\phi_{i\_p.u.}(I_f) = 1 + k_i (I_f - I_{fo}) \tag{2.33}$$

Observando (2.32) e (2.33) é perceptível que quando  $T_j=T_o$  e  $I_f=I_{fo}$  o fluxo luminoso é unitário (p.u.). Portanto, para obter o fluxo luminoso total ( $\phi$ ) do OLED é necessário multiplicar a dependência elétrica e térmica pelo fluxo luminoso nominal ( $\phi_o$ ), como expresso em (2.34).

$$\phi(I_f, T_j) = \phi_o(\phi_{i\_p.u.}\phi_{T\_p.u.}) = \phi_o \left\{ \left[ 1 + k_i (I_f - I_{fo}) \right] \left[ 1 + k_T (T_j - T_o) \right] \right\} \tag{2.34}$$

A integração das características de escala, elétrica, térmica e fotométrica é que irá definir o desempenho global do sistema de iluminação. Logo, combinando (2.34), (2.27) e (2.2), tem-se (2.35).

$$\phi(I_f) = \phi_o \left\{ \left( 1 + k_i (I_f - I_{fo}) \right) \left( 1 + k_T \left( T_a - T_o + I_f R_{\theta ja} k_h \frac{V_o + k_v (T_a - T_o) + I_f [R_e + R_s + k_{R_s} (T_a - T_o)]}{1 - I_f [(k_v k_h R_{\theta ja}) - (I_f k_{R_s} k_h R_{\theta ja})]} \right) \right) \right\} \tag{2.35}$$

A partir de (2.35) pode-se definir a eficácia luminosa do OLED empregando (2.36).

$$\eta_L(I_f) = \frac{\phi}{V_f I_f} \tag{2.36}$$

A dependência do fluxo em função da corrente e temperatura é mostrada na representação gráfica do modelo escalar-foto-eleto-térmico (EFET) para um OLED é apresentado na Figura 2.35.

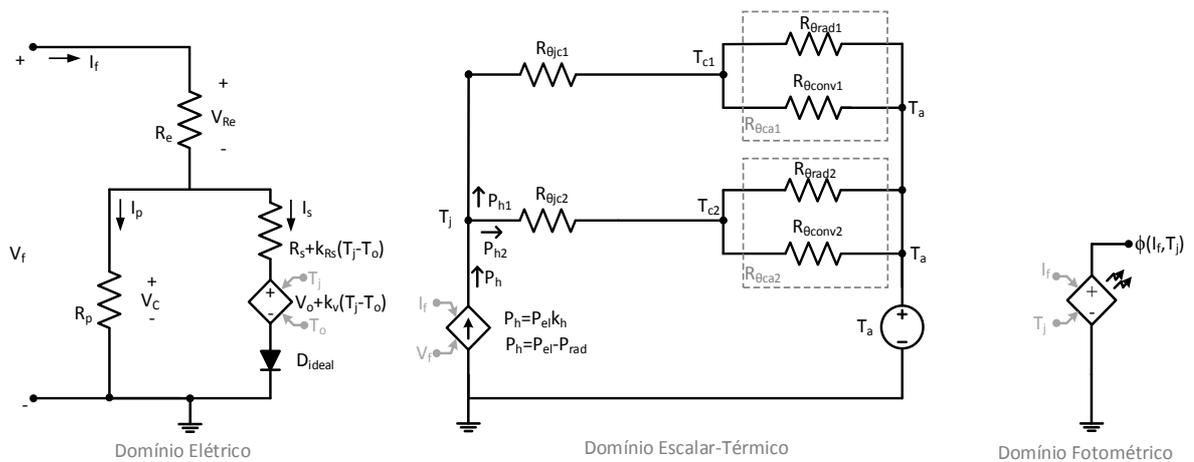


Figura 2.35- Modelo escalar-foto-eleto-térmico estático para OLEDs.

Outro aspecto importante da modelagem de OLEDs está relacionada com a distribuição espectral da potência (DEP). Os conceitos do modelo EFET podem ser estendidos para

promover a predição da DEP. A DEP é fornecida pelo fabricante na folha de dados do OLED considerando sua medição sob condições de temperatura e corrente controladas. Usando os pontos fornecidos graficamente pelo fabricante é possível modelar a resposta espectral utilizando funções gaussianas.

De acordo com Chhajed *et al.* a DEP de um sistema tricromático pode ser representado utilizando uma função gaussiana para cada um dos emissores (S.CHHAJED, 2005). Em Song *et al.* um procedimento para determinar o número de funções gaussianas necessárias para representar a DEP é proposto (SONG; HAN, 2013). Esses conceitos foram utilizados por Chen *et al.* em 2014 para prever a DEP de LEDs brancos recobertos com fósforo e mais recentemente em 2015 por Chen *et al.* para OLEDs que possuem emissores fluorescentes e fosforescentes (CHEN, HUANTING; HUI, 2014) (CHEN, H. T.; CHOY *et al.*, 2015).

A função gaussiana que representa a DEP de cada emissor é expressa por:

$$P_{\lambda_m}(\lambda) = \frac{P_{opt_m}}{\sigma_m \sqrt{2\pi}} e^{-\left[\frac{1}{2} \frac{(\lambda - \lambda_{pk_m})^2}{\sigma_m^2}\right]} \quad (2.37)$$

onde  $P_{opt}$  é a potência óptica do emissor  $m$ ,  $\lambda$  é o comprimento de onda,  $\lambda_{pk_m}$  é o comprimento de onda onde ocorre a máxima potência de cada emissor e  $\sigma_m$  é dado por (2.38).

$$\sigma_m = \frac{\lambda_{pk_m}^2 \Delta E}{2hc\sqrt{2\ln(2)}} = \frac{\lambda_{pk_m}^2 \left(\frac{hc}{\lambda_1} - \frac{hc}{\lambda_2}\right)}{2hc\sqrt{2\ln(2)}} = \frac{\lambda_{pk_m}^2 \left(\frac{hc\Delta\lambda_m}{\lambda_{1m}\lambda_{2m}}\right)}{2hc\sqrt{2\ln(2)}} \quad (2.38)$$

Onde  $h$  é a constante de Planck e  $c$  é a velocidade da luz, a multiplicação de ambas fornece a energia do fóton que vale  $1,99 \times 10^{-25}$  Jm. O símbolo  $\Delta\lambda_m$  representa a largura a meia altura considerando dois comprimentos de onda ( $\lambda_{1m}$  and  $\lambda_{2m}$ ), como ilustra a Figura 2.36.

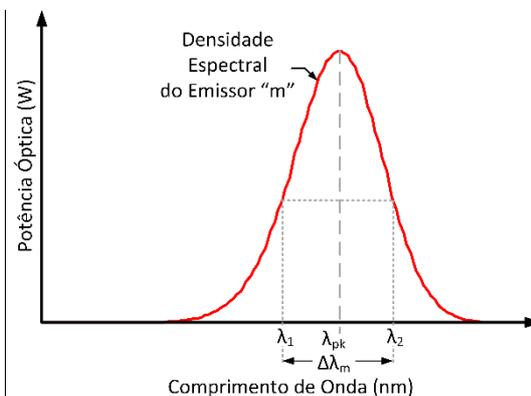


Figura 2.36- Densidade espectral de potência do emissor “m”.

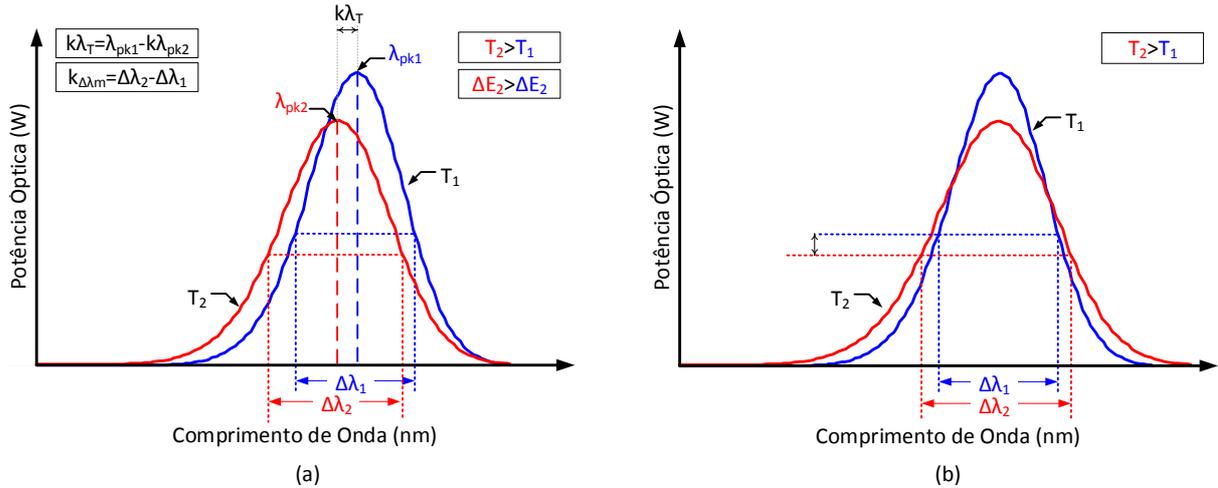


Figura 2.37- Representação gráfica dos coeficientes empregados na modelagem da DEP.

Observando Figura 2.37(a), pode-se perceber o efeito da temperatura causando o deslocamento ( $k_{\lambda T_m}$ ) no comprimento de onda máximo ( $\lambda_{pk_m}$ ), dado por (2.39). Além disso, quando a temperatura aumenta a potência óptica diminui rebaixando a gaussiana e causando um alargamento da máxima largura a média altura ( $\Delta\lambda_m$ ), a taxa de alargamento da gaussiana em função da temperatura é dada pelo coeficiente  $k_{\Delta\lambda_m}$ , como expresso em (2.40) (CHEN, HUANTING *et al.*, 2014) (CHEN, H. T. *et al.*, 2015).

$$\lambda_{pk_m}(T_j) = \lambda_{pk_{om}} + k_{\lambda T_m}(T_j - T_o) \quad (2.39)$$

$$\Delta\lambda_m(T_j) = \Delta\lambda_{om} + k_{\Delta\lambda_m}(T_j - T_o) \quad (2.40)$$

A influência da corrente e da temperatura na potência óptica é incluída usando (2.41) e (2.42). Onde os coeficientes  $\beta_m$ ,  $\alpha_m$ ,  $\gamma_m$  e  $\chi_m$  são coeficientes elétricos e térmicos da potência óptica do emissor “m”. Esses coeficientes são extraídos com medidas realizadas sob condição de corrente e temperatura controlada (CHEN, H. T. *et al.*, 2015).

$$P_{opt_m}(T_j, I_f) = P_{opt_m}(T_j)P_{opt_m}(I_f) \quad (2.41)$$

$$P_{opt_m}(T_j, I_f) = (\beta_m + \alpha_m T_j)(\gamma_m + \chi_m I_f) \quad (2.42)$$

Usando o conceito de multi-DEP apresentado por Song *et al.* em 2013 e por Chen *et al.* em 2014 a DEP de OLEDs de luz branca pode ser predita pelo somatório das DEPs individuais de cada emissor, como ilustra a Figura 2.38 e expressa a equação (2.43), onde n é o número de gaussianas utilizadas para representar o espectro de luz branca do OLED (SONG *et al.*, 2013) (CHEN, HUANTING *et al.*, 2014).

$$P_\lambda(\lambda) = \sum_{m=1}^{m=n} P_{\lambda_m}(\lambda) \quad (2.43)$$

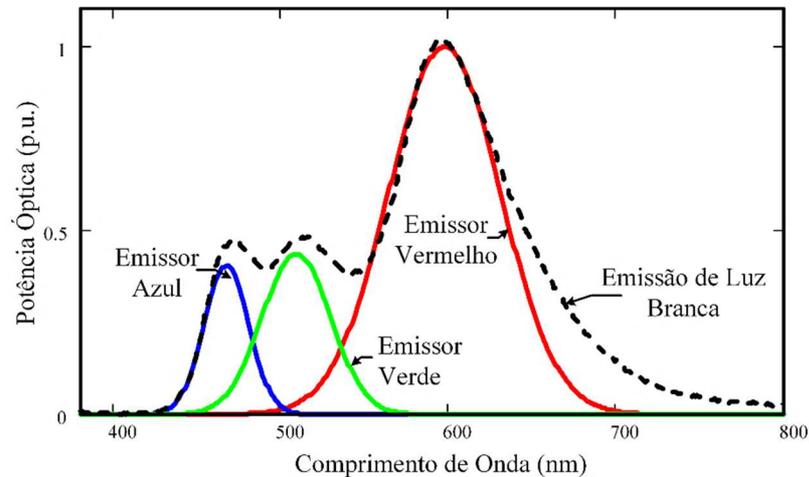


Figura 2.38- DEP típica de um OLED de luz branca (tracejado) com os respectivos emissores vermelho, verde e azul.

Para elucidar os conceitos apresentados, na próxima seção será apresentado o procedimento para identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eleto-térmica.

#### 2.3.4.1. Identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eleto-térmica

A identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eleto-térmica pode ser realizada a partir de informações disponíveis na folha de dados do dispositivo, ou, no caso da não existência dessas, realizando testes experimentais sob corrente e temperatura controlada. Os testes foram realizados em uma esfera integradora equipada com um espectrofotocolorímetro, conforme a plataforma de medição apresentada na Figura 2.39.

Elementos como aquecedor e ventilador foram utilizados para manter a temperatura controlada e dois termômetros são empregados para medição das temperaturas no interior da esfera e no encapsulamento do OLED.

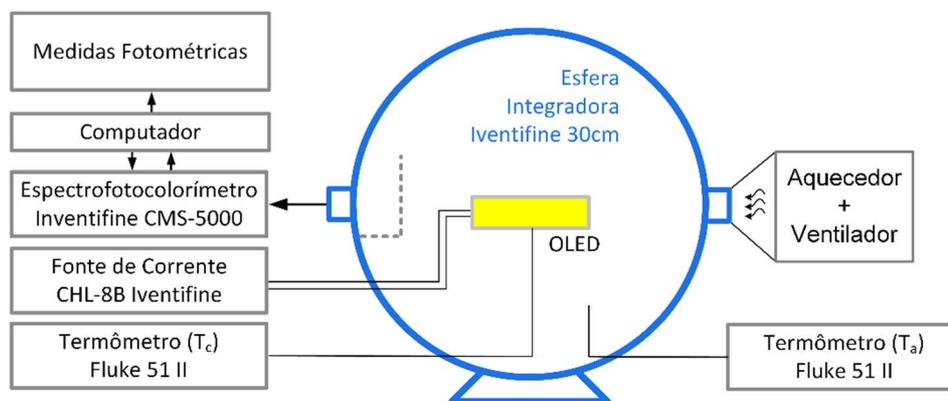


Figura 2.39- Plataforma de testes para identificação dos parâmetros fotométricos.

### 2.3.4.2. Exemplo de identificação dos coeficientes de interação escalar-foto-eletró-termica

A identificação da dependência dos parâmetros fotométricos em relação aos parâmetros escalares-térmicos e elétricos é realizada com dois OLEDs do fabricante Osram, o modelo Osram RMW-046 e o modelo CDW-031, ambos já empregados nos demais procedimentos de identificação de parâmetros.

O primeiro procedimento consiste em determinar a dependência do fluxo luminoso com a corrente do OLED, dado pelo coeficiente  $k_i$ , para isso diferentes níveis de corrente contínua são utilizados no acionamento do OLED para medição do fluxo luminoso. Esse procedimento permitiu a obtenção da relação entre fluxo e corrente direta, apresentada na Figura 2.40. Com o resultado obtido pôde-se definir o valor do parâmetro  $k_i$  igual a 3,6647.

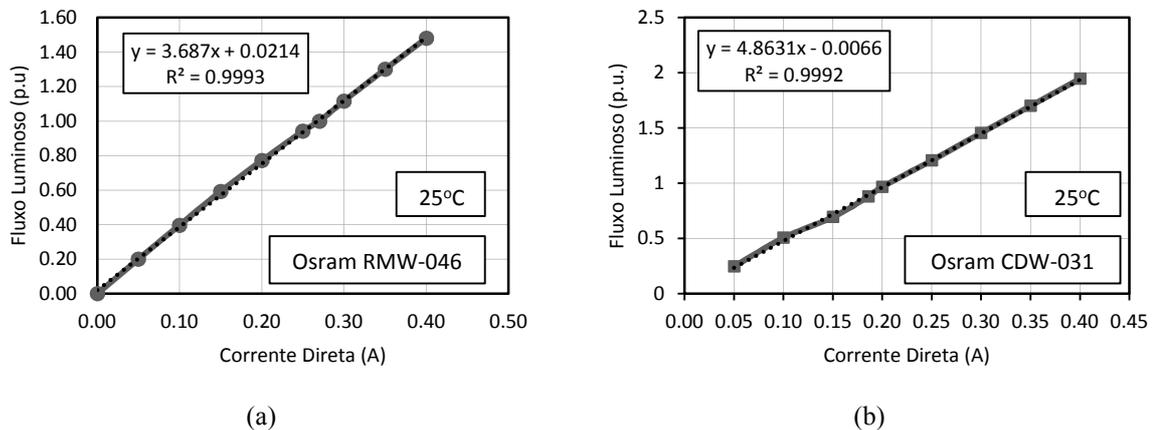


Figura 2.40- Curva do fluxo luminoso normalizado em função da corrente direta para 25°C (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031.

Observando os resultados mostrados na Figura 2.40 percebe-se uma dependência bastante linear do fluxo luminoso com a corrente direta, fato que diferencia os OLEDs dos LEDs, que apresentam não linearidade para níveis elevados de corrente (HUI; QIN, 2009) (BENDER, V. C.; IARONKA et al., 2013) (ALMEIDA; BENDER *et al.*, 2015). Este comportamento linear se deve principalmente ao fato das resistências térmicas de condução dos OLEDs apresentarem valores bem menores que as resistências térmicas de dispositivos inorgânicos (LEDs).

O comportamento do fluxo luminoso em função da temperatura foi obtido com um ensaio no qual a corrente do OLED foi mantida constante e igual à nominal, 270mA e 186mA para o Osram RMW-046 e CDW-031, respectivamente. A temperatura do ensaio foi variada de 15°C até 45°C com passo de 5°C. Com esse ensaio foi determinado o coeficiente  $k_T$  que descreve a dependência do fluxo em função da temperatura empregando a reta mostrada na Figura 2.41.

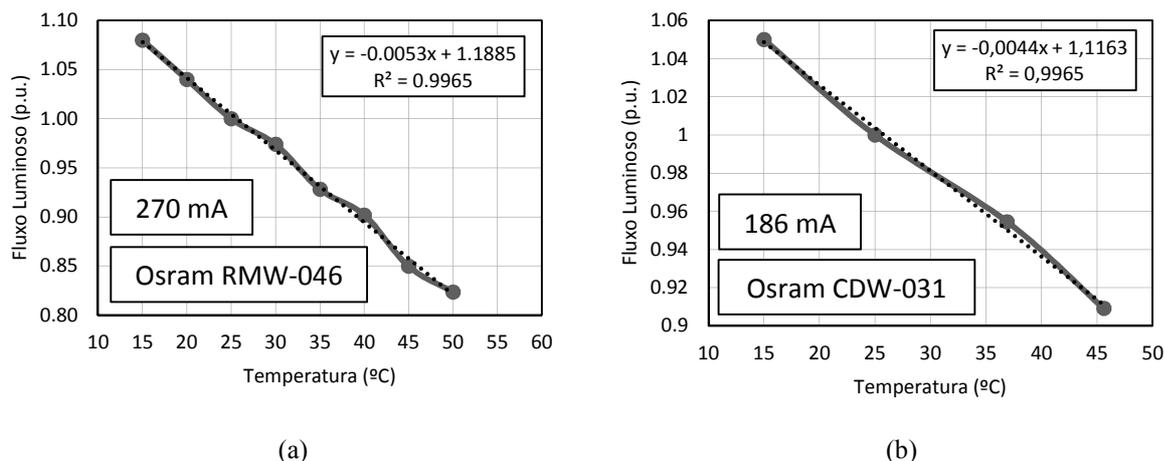


Figura 2.41- Fluxo luminoso normalizado em função da temperatura  
 (a) Osram RMW-046 a 270mA (b) Osram CDW-031 a 186mA.

Sabendo os coeficientes  $k_i$  e  $k_T$  para ambos os OLEDs avaliados, pode-se agrupá-los, como mostra a Tabela 2.14. Nestes resultados foram feitas algumas considerações, por exemplo, a de que o fluxo luminoso é nulo quando a corrente é zero, negligenciando assim a existência de um coeficiente linear na regressão empregada nas retas mostradas na Figura 2.40.

Tabela 2.14 – Coeficiente da taxa de variação do fluxo luminoso em função da corrente e da temperatura.

	Símbolo	Osram RMW-046	Osram CDW-031
Taxa de variação do fluxo com a corrente (p.u.)	$k_i$	3,69	4,86
Taxa de variação do fluxo com a temperatura (p.u.)	$k_T$	-0,0053	-0,0044

A partir dos resultados mostrados na Tabela 2.14 pode-se inferir que o OLED Osram CDW-031 apresenta uma resposta maior do fluxo ao acréscimo de corrente, em comparação com o Osram RMW-046, uma diferença de aproximadamente 25%, isso está diretamente relacionado com a sua menor dependência da elevação de temperatura que o mesmo OLED apresenta, uma diferença de 17% em relação ao Osram RMW-046. Portanto, esse processo de identificação de parâmetros também proporciona a possibilidade de comparação entre os dispositivos auxiliando o projetista na escolha da melhor solução para o seu projeto.

Quanto à identificação dos coeficientes utilizados na análise da distribuição espectral de potência (DEP) devem-se adotar os seguintes procedimentos:

O OLED a ser caracterizado deve ser ensaio em uma esfera integradora, sob temperatura e corrente controladas. Inicialmente deve realizar-se um ensaio com corrente fixa e temperatura variável, posteriormente outro ensaio com corrente variável e temperatura fixa. Com os resultados obtidos e empregando algum programa matemático, pode-se realizar a regressão das

DEPs obtidas experimentalmente e definir a resposta espectral de cada emissor. A partir da regressão gaussiana de cada emissor, tem-se a dependência que esse emissor possui em relação à variação de corrente e de temperatura. Essa variação é traçada em gráficos e os coeficientes são obtidos por regressões lineares desses resultados. Exemplos dos resultados utilizados para a identificação dos coeficientes da análise da DEP são apresentados na Figura 2.42 e na Figura 2.43 para o OLED RMW-046.

A partir dos resultados da Figura 2.44 e Figura 2.43 pode-se perceber uma maior dependência do emissor vermelho com o aumento da temperatura, característica também observada por Gather *et al.* em 2011 (GATHER; KÖHNEN *et al.*, 2011). O mesmo emissor vermelho também é mais suscetível a mudanças no pico de emissão e por consequência da cromaticidade. De forma inversa, o emissor azul é o menos dependente tanto da corrente quanto da temperatura, e o emissor verde apresenta dependência intermediária.

Com os resultados apresentados na Figura 2.42 e na Figura 2.43 e utilizando algum método de regressão de curvas é possível determinar os coeficientes que irão determinar a dependência da DEP em função da temperatura e da corrente. Os coeficientes obtidos para os OLEDs Osram RMW-046 e CDW-031 são mostrados na Tabela 2.15.

Tabela 2.15 – Coeficientes para a análise da densidade espectral de potência (DEP)

Coeficiente	Símbolo	Unidade	Osram RMW-046			Osram CDW-031		
			Azul	Verde	Vermelho	Azul	Verde	Vermelho
Potência Óptica na temperatura de referência	$\beta_m$	W	0,914	0,991	1,098	0,914	0,991	1,098
Potência Óptica na corrente de referência	$\gamma_m$	W	0,0022	0,0046	0,0043	0,0021	0,0067	0,00396
Coeficiente de potência óptica e temperatura	$\alpha_m$	W/°C	-0,0018	-0,007	-0,0037	-0,0019	-0,0069	-0,00369
Coeficiente de potência óptica e corrente	$\chi_m$	W/A	0,0034	0,0064	0,0269	0,0035	0,00248	0,0272
Comprimento de onda máximo de referência	$\lambda_{pkom}$	nm	468,1	510,5	606,5	467,1	508,8	597,4
Largura a meia altura de referência	$\Delta\lambda_{om}$	nm	31,53	49,9	84,1	31,53	48,1	78
Coeficiente do comprimento de onda máximo com a temperatura	$k\lambda T_m$	nm/°C	-0,0123	-0,051	-0,065	-0,0125	-0,0503	-0,068
Coeficiente da Largura a meia altura de referência com a temperatura	$k\Delta\lambda_m$	nm/°C	0,039	0,04	0,11	0,041	0,0413	0,106

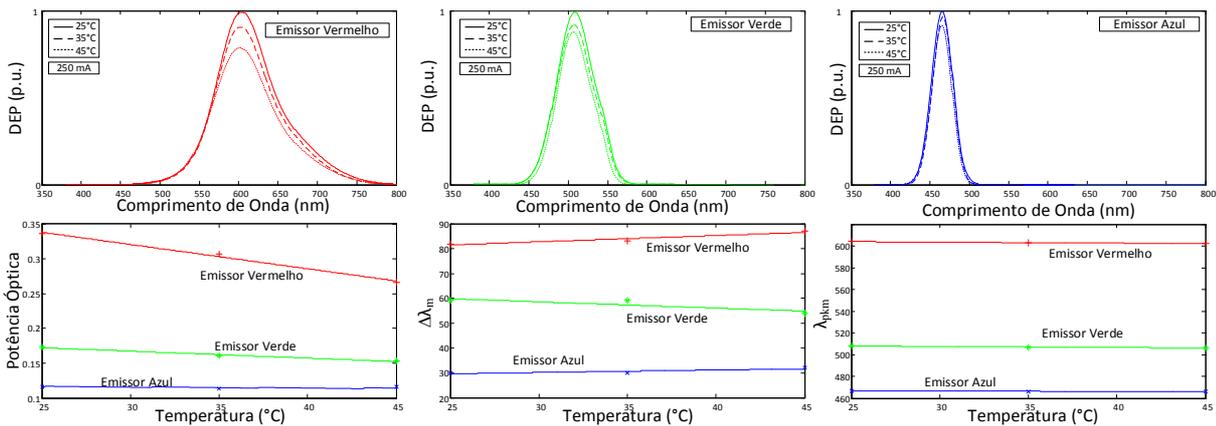


Figura 2.42- Dependência de cada emissor em função da temperatura para o OLED Osram RMW-046

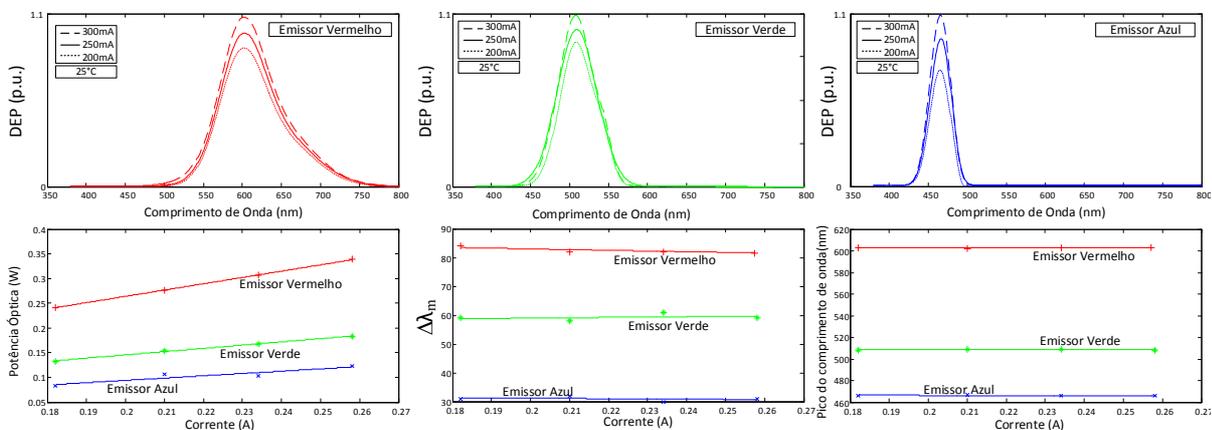


Figura 2.43- Dependência de cada emissor em função da corrente para o OLED Osram RMW-046

### 2.3.5. Validação do Modelo Escalar-Eleto-Térmico Estático

Até então todo o modelo EFET estático foi apresentado juntamente com os procedimentos e exemplos para a identificação de parâmetros do modelo. No entanto, para que o modelo seja usual em aplicações práticas, ele necessita ser validado.

A validação do modelo se dá pelo emprego das equações propostas e dos parâmetros e coeficientes identificados com o intuito de representar adequadamente o comportamento real do dispositivo. Neste sentido, os OLEDs já previamente apresentados, Osram RMW-046 e CDW-031, serão utilizados como mecanismos de validação do modelo.

Inicialmente, empregam-se os domínios elétrico, escalar e térmico para verificação da resposta da curva I-V sob diferentes temperaturas. Para isso os dispositivos foram submetidos a três temperaturas ambiente distintas (25, 35 e 45°C) e a curva I-V foi medida nestas condições. O resultado teórico foi obtido empregando a equação (2.31) e é comparado com o resultado experimental na Figura 2.44.

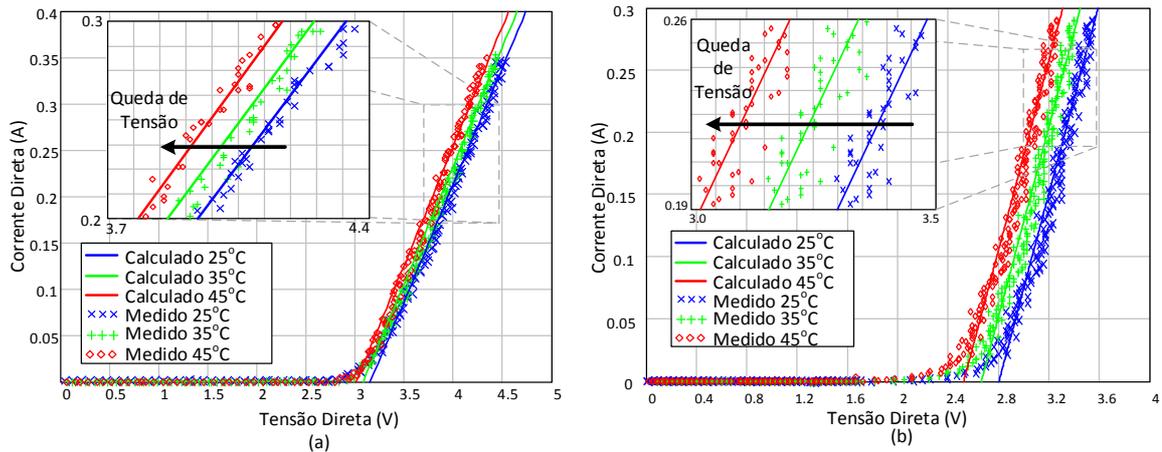


Figura 2.44- Curva I-V calculada e medida para (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 considerando três diferentes temperaturas.

Observa-se pelo detalhe da Figura 2.44 que conforme a temperatura aumenta ocorre um deslocamento para a esquerda da tensão direta do OLED. Esse comportamento ocorre em função da variação da tensão dada pelo coeficiente  $k_v$  e pela variação da resistência, que é menos significativo, dado pelo coeficiente  $k_{R_s}$ . Pelo comparativo obtido tem-se um erro máximo de 3,34% na região linear e um erro de 13,56% na região não linear, ambos para o OLED Osram RMW-046. O erro resultante é atribuído às simplificações realizadas no modelo e aos erros de medição. A grande diferença encontrada na região não-linear já era esperada, em função da característica de imprecisão do modelo nesta região, já explicitada na seção 2.3.1.

O resultado mostrado na Figura 2.44 considera a variação da corrente, no entanto, quando a corrente é mantida constante, o efeito da temperatura torna-se mais visível, como representado no comparativo dos resultados apresentado na Figura 2.45. Percebe-se uma boa aproximação entre o resultado calculado e o resultado medido.

Com respeito ao desempenho térmico do OLED, também pode-se validar o modelo acionando o OLED com diferentes níveis de corrente e medindo a temperatura para cada um destes níveis. Este procedimento foi realizado experimentalmente considerando três temperaturas ambiente ( $T_a$ ) distintas e o OLED operando sob duas orientações, vertical e horizontal, como ilustram os resultados da Figura 2.46.

Como pode ser observado na Figura 2.46, a temperatura na orientação horizontal é superior àquela encontrada para a orientação vertical, aproximadamente 6°C ou 16%. Isso ocorre em função da diferença nas resistências térmicas, que influenciará o fluxo de calor e consequentemente a temperatura do dispositivo.

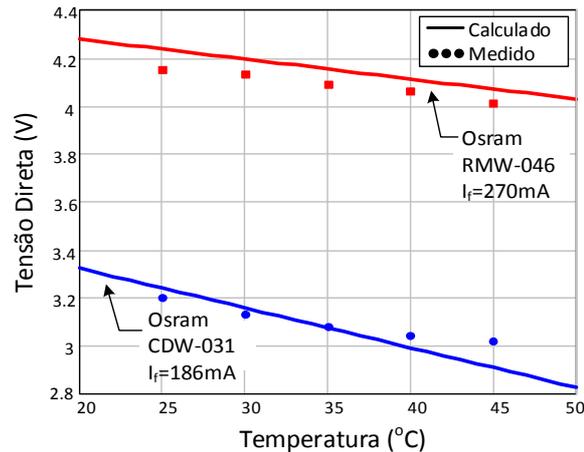


Figura 2.45- Tensão direta em função da temperatura para corrente constante.

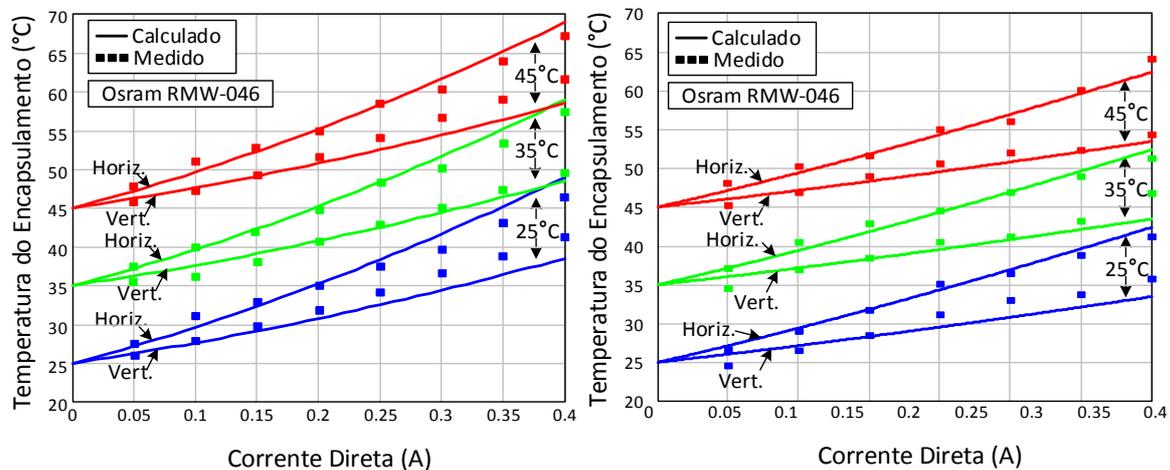


Figura 2.46- Variação da temperatura do encapsulamento sob duas orientações e três temperaturas ambiente (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031.

Com o objetivo de avaliar melhor os fenômenos de transferência de calor, foi empregado o método de elementos finitos (MEF) juntamente com simulações da fluidodinâmica computacional (CFD). O MEF trata-se de um procedimento numérico que pode ser aplicado para obter a solução de uma grande variedade de problemas abordados pela engenharia. Este método consiste na subdivisão de um meio contínuo, tornando-o um meio discreto formado por elementos interligados que mantêm as mesmas propriedades do meio que os originou. Esses elementos são descritos por equações diferenciais e resolvidos por modelos matemáticos para que sejam obtidos os resultados desejados. Sua aplicabilidade contempla a análise de sistemas estáticos, dinâmicos, lineares e não lineares, possibilita o estudo de esforços mecânicos, transferência de calor, fluxo de fluidos, eletromagnetismo, entre outros (LEWIS; NITHIARASU *et al.*, 2004).

A interligação de todos os elementos discretizados é denominada malha, programada para conter o material e as propriedades estruturais que definem a forma como a estrutura irá reagir à diferença de temperatura. A esta malha são atribuídos nós com certa densidade em todo o material. Regiões que irão receber grandes quantidades de calor têm geralmente uma densidade mais elevada de nós do que aquelas que experimentam pouca ou nenhuma aplicação de calor.

Adicionalmente a técnica CFD dá ao programa de simulação a capacidade de emular a dinâmica térmica, a troca de pressão, temperatura e velocidade de ar, elementos presentes na análise teórica apresentada juntamente com a descrição do modelo escalar-térmico.

O OLED Osram RMW-046 foi desenhado e caracterizado de acordo com as suas dimensões e os materiais que o compõe. Uma potência elétrica de 1W foi determinada para a simulação, representando o ponto nominal de operação do dispositivo. A temperatura ambiente foi configurada para 25°C. A Figura 2.47 apresenta a modelagem realizada com o MEF com destaque para a malha gerada no programa computacional ANSYS.

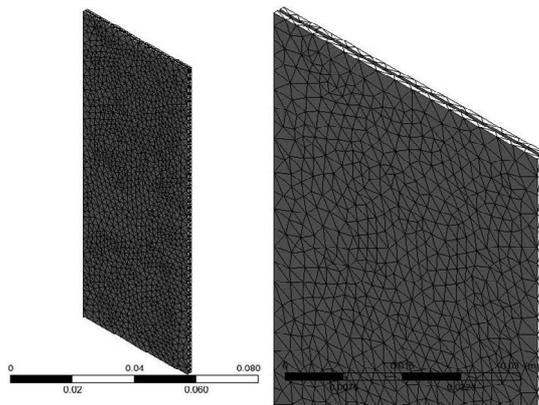


Figura 2.47- Análise empregando o MEF no OLED Osram RMW-046.

O mesmo procedimento foi adotado para o OLED Osram CDW-031, onde uma potência elétrica de 0,7W foi determinada para a simulação, representando o ponto nominal de operação do dispositivo. A temperatura ambiente foi configurada para 25°C.

Alguns pressupostos foram considerados para realizar o processo de simulação, simplificações de geometria foram realizadas para diminuir o tempo computacional e os custos operacionais, foi considerada a união perfeita entre as faces dos materiais, considerou-se que 90% da potência elétrica do OLED é convertida em calor.

Os resultados obtidos com simulação da fluidodinâmica computacional (CFD) são apresentados na Figura 2.48 em comparação com os resultados obtidos com um termovisor Fluke Ti32.

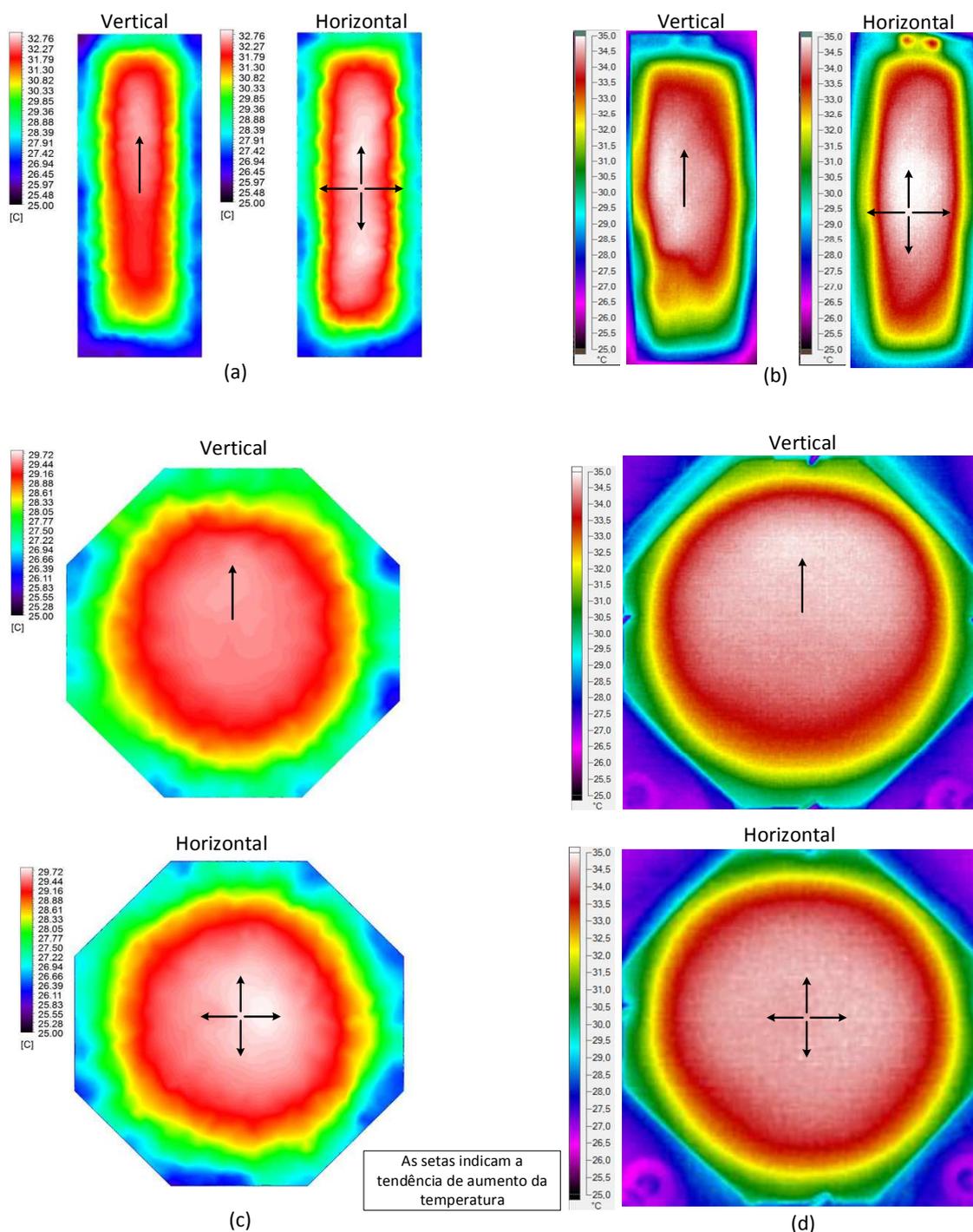


Figura 2.48- Resultados da simulação empregando o MEF e experimentais obtidos com câmera térmica (a) Simulação Osram RMW-046 (b) Experimental Osram RMW-046 (c) Simulação Osram CDW-031 (d) Experimental Osram CDW-031 nas orientações horizontal e orientação vertical.

Observando a Figura 2.48 é perceptível uma temperatura mais elevada, mas também mais uniforme para a orientação horizontal. Na orientação vertical ocorre um leve aumento da temperatura no topo do OLED, como indicam as setas, tornando a uniformidade térmica menor. Este fenômeno ocorre em função da convecção térmica e da movimentação do ar nas

proximidades do OLED, como demonstra o exemplo da velocidade e deslocamento do ar mostrado na Figura 2.49. A variação da temperatura na área de emissão de luz do OLED pode afetar a homogeneidade da luminância, como demonstram os estudos apresentados por Gärditz *et al.* em 2007, Slawinski *et al.* em 2011 e Chen *et al.* em 2015 (GÄRDITZ *et al.*, 2007) (SLAWINSKI *et al.*, 2011) (CHEN, H. T. *et al.*, 2015).

Alguns fabricantes adicionam placas metálicas na superfície posterior do OLED com objetivo de aumentar a transferência de calor por radiação e melhorar a homogeneidade da luminância. Adicionalmente, é sugerido que métodos para tornar a transferência de calor menos dependente da convecção térmica podem ajudar na melhoria da homogeneidade (PHILIPS, 2014).

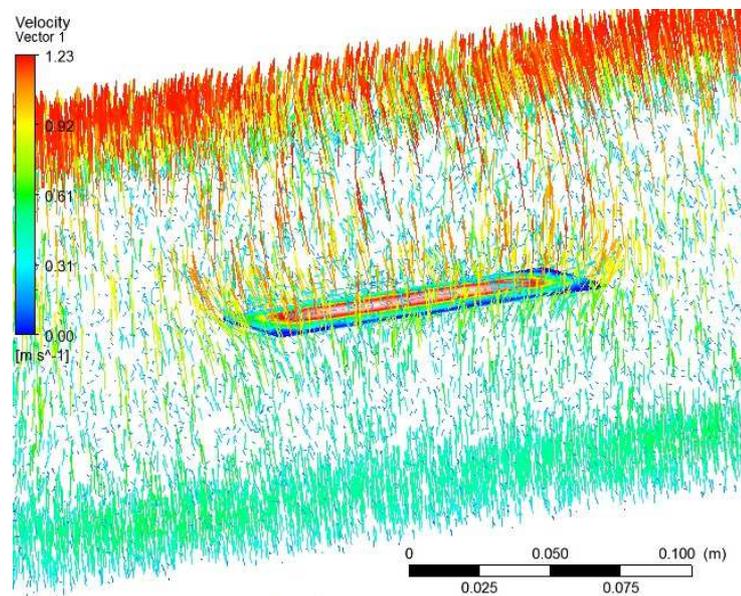


Figura 2.49- Resultado da simulação considerando a velocidade do ar nas proximidades do OLED.

A Tabela 2.16 apresenta as principais informações e resultados obtidos com a análise por simulação empregando o MEF. Através dos resultados de temperatura obtidos percebe-se um erro máximo de 4,9% entre a simulação e o resultado experimental.

Até então o desempenho elétrico e térmico do modelo foi validado, ainda é necessário validar o comportamento fotométrico do mesmo. Para isto os OLEDs avaliados foram inseridos em uma esfera integradora de acordo com a plataforma mostrada na Figura 2.39. Foi verificada a operação dos OLED sob três temperaturas ambientes, controladas com o auxílio de um aquecedor e ventilador, e sob diferentes correntes contínuas de acionamento, controladas com uma fonte de corrente.

Tabela 2.16 – Informações e resultados obtidos com a análise por MEF com OLED na orientação vertical.

	Osram RMW-046		Osram CDW-031	
	Simulação (Ansys)	Experimental (Termovisor)	Simulação (Ansys)	Experimental (Termovisor)
Potência elétrica (W)	1	1	0,7	0,7
Potência térmica (W)	0,9	-	0,63	-
Temperatura Ambiente (°C)	25	25	25	25
Número de Elementos da malha (unidades)	238820	-	312037	-
Temperatura média (°C)	31,65	32,1	30,52	32,1
Temperatura máxima (°C)	34,3	33,9	31,54	30,9
Temperatura mínima (°C)	25	26	25	25

A Figura 2.50 apresenta os resultados teóricos, obtidos com o modelo proposto, e os resultados experimentais, fornecidos pelo sistema de aquisição da esfera integradora.

Observa-se que conforme a corrente aumenta, o fluxo luminoso aumenta, no entanto a eficácia diminui. Isso ocorre em função do aumento da densidade de corrente no dispositivo, o que ocasiona um aumento das perdas por efeito Joule e conseqüentemente um aumento da temperatura, como já mostrado pela Figura 2.46.

Pelos resultados mostrados na Figura 2.50 é possível observar que existem diferentes pontos de operação do OLED que devem ser considerados no instante do projeto de um sistema de iluminação. Por exemplo, para um sistema com alta eficácia luminosa, é preferível operar com correntes de valor reduzido, em contrapartida o fluxo luminoso será baixo. Se um alto fluxo luminoso é desejado em detrimento à eficácia luminosa, pode-se operar com correntes elevadas. Um projeto balanceado, ou seja, com valores médios de fluxo e eficácia pode ser obtido operando, no caso do Osram RMW-046 próximo dos 250mA.

Com o objetivo de validar a análise da DEP proposta, os dois OLEDs fabricados pela Osram foram submetidos a testes sob diferentes correntes e temperaturas. A parte teórica foi realizada considerando as equações (2.37)-(2.43) e os coeficientes mostrados na Tabela 2.15.

A comparação entre os resultados calculados e experimentais é mostrada na Figura 2.51(a), considerando-se a operação sob três diferentes temperaturas em corrente constante para o Osram CDW-031. Como pode ser visto, uma queda na potência óptica com o aumento da temperatura acontece. Adicionalmente, a temperatura provoca uma mudança no comprimento de onda de pico, o que é mais significativo para emissor vermelho, concordando com os resultados reportados por Gather *et al.* em 2011 (GATHER *et al.*, 2011). Com base na mesma

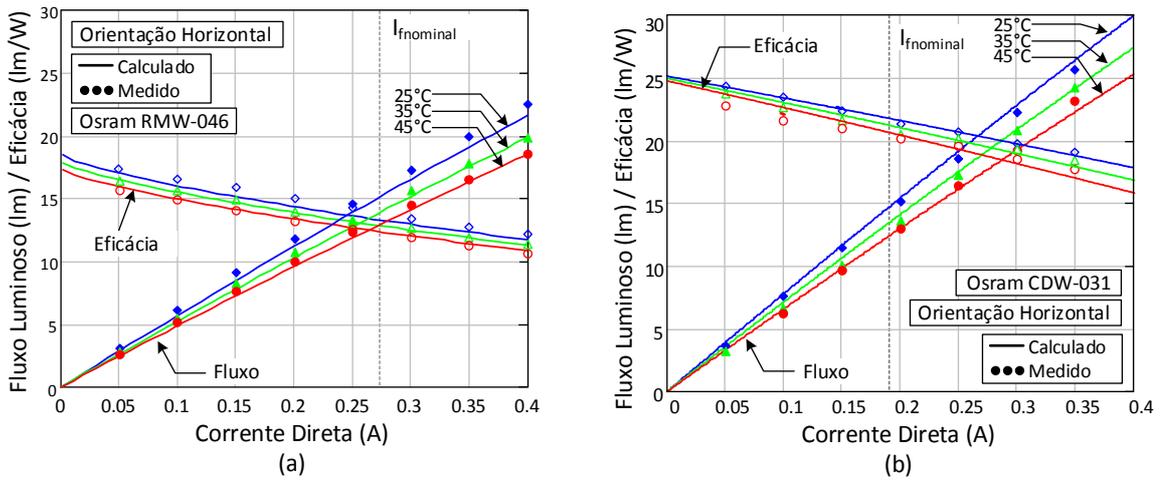


Figura 2.50- Resultados teóricos e experimentais do fluxo luminoso para (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 considerando três diferentes temperaturas.

análise, a Figura 2.51(b) apresenta o efeito da corrente do OLED sobre a sua potência óptica emitida. Como pode ser observado, um aumento na potência óptica ocorre com o incremento da corrente. Em relação à mudança de cromaticidade, o deslocamento das coordenadas cromáticas é menos dependente da corrente, em comparação com o resultado obtido para a temperatura. Resultados semelhantes foram relatados por Chen *et al.* em 2015 (CHEN, H. T. *et al.*, 2015). Melhores resultados poderiam ser conseguidos utilizando regressões gaussianas de ordem mais elevada, no entanto o número de coeficientes utilizados se tornaria excessivo tornando a análise matemática inexecuível.

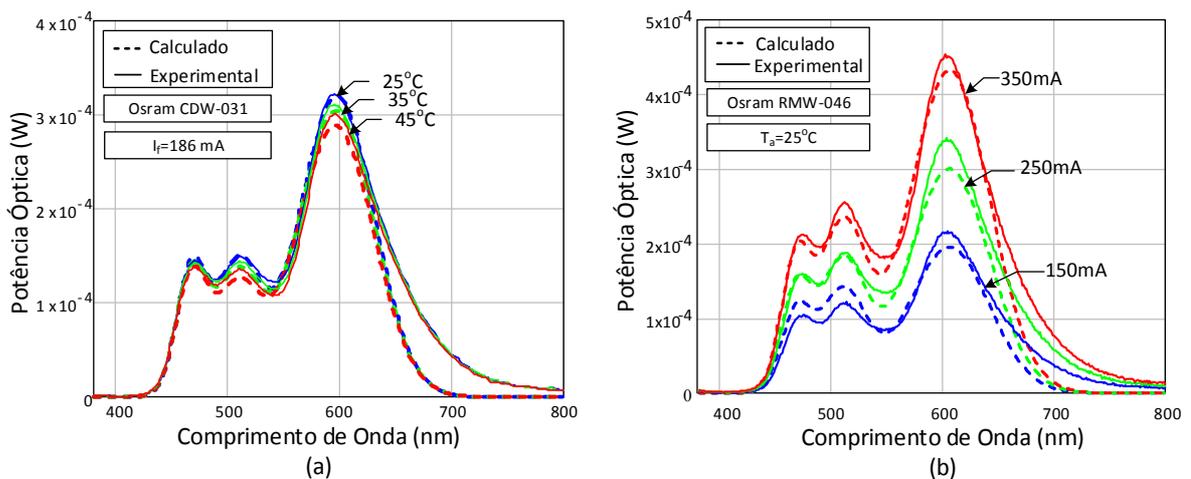


Figura 2.51- Resultados teóricos e experimentais da Densidade Espectral de Potência (a) Osram CDW-031 com corrente fixa e temperatura variável (b) Osram RMW-046 com temperatura e corrente variável.

A boa concordância entre os resultados calculados empregando o modelo EFET e os resultados experimentais demonstram que o modelo EFET é válido e aplicável qualquer dispositivo OLED, com diferentes dimensões, características térmicas e elétricas.

## **2.4. Conclusão**

Esse capítulo apresentou a modelagem estática dos OLEDs. Inicialmente, uma revisão bibliográfica a respeito dos diferentes modelos existentes na literatura foi abordada. A partir de um destes modelos foi apresentado o modelo elétrico proposto. Ao modelo elétrico foram integrados os aspectos térmicos que dependem da escala do dispositivo, denominado de modelo escalar-térmico. A interação dos parâmetros térmicos, de escala e elétricos viabilizou a determinação do desempenho fotométrico do dispositivo. A integração desses quatro domínios denomina o modelo proposto como: modelo escalar-foto-eleto-térmico (EFET).

Um procedimento para identificação de todos os parâmetros do modelo foi apresentado considerando a identificação dos parâmetros de quatro OLEDs de dois fabricantes distintos. Esse procedimento viabiliza a modelagem de qualquer OLED produzido por diferentes fabricantes e com diferentes geometrias. Além disso, o procedimento proporciona a verificação de diferenças paramétricas entre OLEDs com mesmas especificações técnicas.

Para a validação do modelo EFET estático foram utilizados dois dispositivos. Os dispositivos possuem dimensões e características diferentes que auxiliaram na verificação de alguns comportamentos interessantes, por exemplo, o maior aquecimento quando o OLED opera na orientação horizontal e a redução na homogeneidade de temperatura quando o OLED opera na orientação vertical. Além disso, o desempenho fotométrico foi avaliado em função da temperatura e da corrente elétrica, os resultados obtidos validam a proposta do modelo EFET com precisão aceitável considerando o grande número de fatores envolvidos na análise.

O modelo EFET estático é útil para o desenvolvimento de sistemas de iluminação que empregam OLEDs como fonte de luz. Esse modelo é capaz de prever o comportamento elétrico, térmico e fotométrico do sistema antes de ser construído, o que viabiliza o desenvolvimento dos projetos e proporciona maior fidelidade nos resultados obtidos na concepção de luminárias práticas.

## CAPÍTULO 3

### MODELAGEM DINÂMICA DE OLEDs

---

#### 3.1. Introdução

Atualmente, dispositivos aplicados em iluminação possuem outras funcionalidades além da sua função básica de iluminar. Constantemente, formas de inteligência têm sido adicionadas aos sistemas de iluminação, de modo que o mesmo possua a capacidade de se adequar às necessidades do usuário ou do ambiente a que está designado a iluminar. Entre as formas de adicionar inteligência aos sistemas de iluminação, pode-se citar exemplos de sistemas de monitoramento de redes de iluminação à distância (DENARDIN; BARRIQUELLO *et al.*, 2009), luminárias com ajuste da intensidade luminosa com modulação por largura de pulso (GACIO; ALONSO *et al.*, 2010) (GARCIA; DALLA-COSTA *et al.*, 2009) ou modulação por dois níveis (LUN; LOO *et al.*, 2009) (SIEW-CHONG, 2010), além de aplicações mais recentes onde a luz é empregada como meio de comunicação (GHASSEMLOOY, 2012) (HAIGH; GHASSEMLOOY *et al.*, 2014).

Todas as aplicações citadas estão diretamente relacionadas com a resposta dinâmica do elemento empregado como fonte de luz. Portanto, o estudo da resposta dinâmica dos OLEDs torna-se importante, uma vez que possivelmente se tornarão aplicáveis nos campos onde outras fontes de luz são empregadas.

Este capítulo tem por objetivo caracterizar dinamicamente os OLEDs. A dinâmica do dispositivo é dada pela combinação do seu modelo estático, já abordado, com a adição de capacitâncias que serão responsáveis por descrever a resposta do elemento enquanto o mesmo não se encontra em regime permanente.

Será apresentada uma revisão bibliográfica acerca da capacitância intrínseca de OLEDs, a dependência da capacitância com a tensão e os métodos para a sua determinação. Adicionalmente, as capacitâncias térmicas do dispositivo serão descritas e identificadas.

O objetivo é apresentar um modelo escalar-foto-eleto-térmico dinâmico que seja útil aos projetistas quando é necessário avaliar também o desempenho dinâmico do sistema de iluminação.

### 3.2. Modelo Escalar-foto-eleto-térmico Dinâmico de OLEDs

Com base nos modelos apresentados e propostos no Capítulo 2 uma abordagem considerando a resposta dinâmica torna-se importante no que se refere à compreensão do comportamento dos OLEDs quando acionados com formas de onda de corrente ou tensão variantes no tempo.

#### 3.2.1. Modelo Elétrico Dinâmico

Considerando a operação em regime estático, os OLEDs apresentam característica de corrente e tensão similar aos diodos retificadores ou aos LEDs inorgânicos, e podem ser modelados com precisão aceitável, dependendo da aplicação, por uma resistência em série com um diodo ideal e uma fonte independente de tensão, característica já abordada na seção 2.3.1.

No entanto, a característica que difere mais significativamente o modelo de um LED para um OLED é a capacitância intrínseca do dispositivo. Embora a capacitância também exista em LEDs, ela é de magnitude muito reduzida, da ordem de centenas de picoFaraday ou dezenas de nanoFaraday, e normalmente é desprezada em aplicações de grandes sinais (JEON; LEE *et al.*, 2009) (CHEN, H.; ZHOU *et al.*, 2015).

No que se refere aos OLEDs, os aspectos construtivos e a grande área do dispositivo levam a um comportamento capacitivo significativo, com capacitâncias da ordem de centenas de nanoFaraday até dezenas de microFaraday.

Campbell *et al.* em 1995 estudou e descreveu o comportamento capacitivo em OLEDs, concluindo que a capacitância dos OLEDs se difere de um diodo Schottky convencional ou diodos retificadores pois, em polarização reversa, as camadas orgânicas são completamente esvaziadas e a capacitância é independente da tensão de polarização, sob baixas tensões as armadilhas são carregadas próximas dos contatos metálicos e a capacitância aumenta. No caso de altas tensões de polarização, com significante injeção de elétrons e lacunas, as armadilhas são neutralizadas e a capacitância diminui (CAMPBELL; SMITH *et al.*, 1995).

Adicionalmente, Shrotriya *et al.* em 2005 demonstra que, além do comportamento descrito por Campbell *et al.* em 1995, a capacitância é dependente do tipo de material utilizado na construção do catodo (SHROTRIYA; YANG, 2005).

Dreschel *et al.* em 2002 reportam a dependência da capacitância em função da frequência e demonstram uma redução da capacitância sob altas frequências (dezenas de quiloHertz), resultados semelhantes também foram reportados por Ahn *et al.* em 2005 (DRECHSEL *et al.*, 2002) (AHN *et al.*, 2005). Nesta mesma área de estudo, Lee *et al.* em 2003 demonstrou que a condutância do OLED estudado aumentou com a tensão de polarização quando a operação ocorreu sob baixas frequências, mas para altas frequências a condutância torna-se independente da tensão direta e a capacitância diminui (LEE, Y. S.; PARK *et al.*, 2003). O comportamento da capacitância em função do tempo de utilização do OLED também foi alvo de estudo de Nowy *et al.* em 2010, onde foi reportada uma ligeira redução na capacitância quando o dispositivo já possui horas de operação (NOWY; REN *et al.*, 2010).

Realizando uma síntese dos resultados reportados pelos autores previamente citados, pode-se concluir que a capacitância em OLEDs ocorre devido a concentração de portadores próximo aos contatos dos eletrodos e é dependente da tensão, da frequência empregada no acionamento do dispositivo, da espessura das camadas orgânicas, do material empregado na construção do OLED e da vida útil.

Mantendo o objetivo deste capítulo, de propor um modelo dinâmico, por questões de simplificações matemáticas e de aplicabilidade do modelo, neste estudo serão negligenciadas algumas das características de dependência da capacitância dos OLEDs como, por exemplo, a dependência dos materiais empregados em sua construção dos eletrodos, pois são características físicas construtivas às quais o projetista do sistema de iluminação não tem liberdade de alteração. A dependência da capacitância em função frequência e da vida útil será desconsiderada com o intuito de manter a simplicidade do modelo, embora a precisão do mesmo possa ser prejudicada, considerando operações do OLED em extra alta frequência (da ordem de megaHertz) e após certo tempo de utilização.

Portanto, a característica principal a ser abordada será a dependência da capacitância em função da tensão direta, denominada de característica C-V. Um estudo interessante a este respeito foi apresentado por Shrotriya *et al.* em 2005, onde os autores apresentam a característica C-V utilizando a curva mostrada na Figura 3.1.

Observando a Figura 3.1 percebe-se que, com tensão nula, a capacitância do OLED é igual à capacitância geométrica ( $C_g$ ).

Enquanto os valores de tensão são reduzidos não ocorre nenhuma mudança aparente na capacitância e ela permanece igual a  $C_g$ . A capacitância geométrica surge em função das propriedades dielétricas do dispositivo. Essa capacitância permanece constante até um ponto onde os portadores majoritários (lacunas) iniciam a injeção a partir do anodo (ponto  $V_1$ ). Essa

injeção de lacunas marca um forte aumento na capacitância, denominado de capacitância de difusão ( $C_d$ ) (TSAI; CHANG *et al.*, 2006). Continuando o aumento de tensão nos eletrodos do OLED, ocorre a injeção de elétrons a partir do catodo, fato que resulta em recombinações radiativas e emissão de luz (ponto  $V_2$ ). Neste instante a quantidade de carga presente no material orgânico diminui significativamente. Isso explica o decréscimo abrupto da capacitância não apenas pela neutralização das cargas como sugerido por Campbell, mas principalmente porque a recombinação entre elétrons e lacunas resulta em um decréscimo na quantidade de cargas presentes no composto orgânico (CAMPBELL *et al.*, 1995; SHROTRIYA *et al.*, 2005).

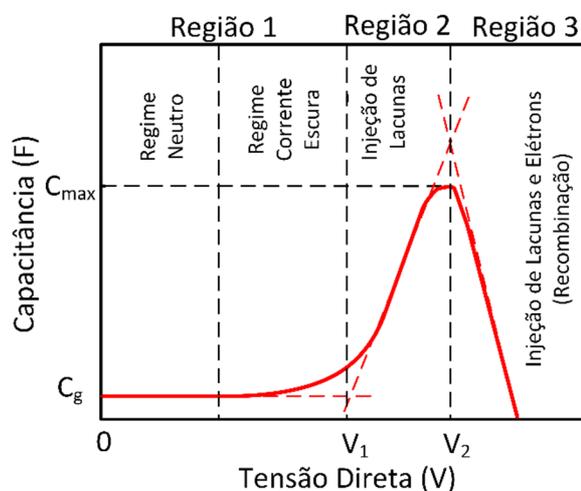


Figura 3.1- Curva típica da capacitância em função da tensão direta (SHROTRIYA *et al.*, 2005).

Esse comportamento faz com que o início da circulação de corrente no OLED não coincida com o início da emissão de luz, em função de primeiro serem injetadas as lacunas e depois os elétrons devido à natureza orgânica do dispositivo (SHROTRIYA *et al.*, 2005).

Como visto Figura 3.1 a capacitância geométrica é considerada a capacitância intrínseca do OLED enquanto níveis baixos de tensão são aplicados no dispositivo, não ocorre variação da capacitância e ela é dependente apenas das características construtivas e escalares do OLED, como representa matematicamente (3.1), onde  $\epsilon_r$  é permissividade relativa do material orgânico,  $\epsilon_0$  a permissividade do vácuo,  $t_{org}$  é a espessura das camadas orgânicas e  $A_{ativa}$  é a área da superfície ativa de emissão do OLED (NOWY *et al.*, 2010).

$$C_g = \frac{\epsilon_0 \epsilon_r A_{ativa}}{t_{org}} \quad (3.1)$$

Sabendo-se o valor da capacitância geométrica é possível a construção de um modelo elétrico dinâmico, como os previamente propostos por Jacobs *et al.* em 2007, Pinot em 2010 e Buso *et al.* em 2014 apresentados na revisão bibliográfica da seção 2.2 (JACOBS *et al.*, 2007) (PINOT, 2010) (BUSO *et al.*, 2014).

No entanto, devido à característica C-V do OLED, o seu comportamento dinâmico não pode ser representado precisamente apenas com (3.1) ou por uma capacitância de valor constante, como proposto por Jacobs, Pinot e Buso.

Com o objetivo de melhorar a precisão do modelo, Ray Lee Lin *et al.* em 2014 propõe a utilização de uma ferramenta de simulação que emula a característica C-V através de um programa computacional (LIN *et al.*, 2014). Os resultados foram satisfatórios e as debilidades dos modelos antigos foram reduzidas, no entanto o modelo é viável apenas em simulação.

Com o intuito de tornar mais precisa a resposta dinâmica do modelo, o modelo estático apresentado na Figura 2.13 pode ser adaptado para descrever a resposta dinâmica adicionando-se duas capacitâncias, uma que representa a capacitância geométrica ( $C_g$ ) e outra representando a capacitância de difusão ( $C_d$ ), como mostra o modelo elétrico dinâmico proposto da Figura 3.2.

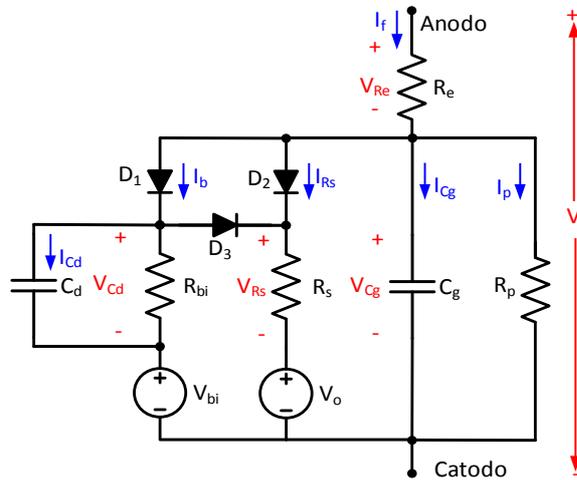


Figura 3.2- Modelo elétrico dinâmico proposto.

O modelo da Figura 3.2 é composto pelas resistências,  $R_e$ ,  $R_p$ ,  $R_{bi}$  e  $R_s$ , que representam a resistência do eletrodo, a resistência de dispersão, a resistência para baixos níveis de corrente e a resistência série sob altos níveis de corrente, respectivamente. Os diodos ideais  $D_1$  e  $D_2$  dão a característica unidirecional de corrente para o modelo. O diodo  $D_3$  é responsável por proporcionar um caminho de descarga para a descarga de  $C_d$ . As capacitâncias  $C_d$  e  $C_g$  representam as capacitâncias de difusão e geométrica, respectivamente.

As fontes de tensão  $V_{bi}$  e  $V_o$  além de representarem as tensões de built-in e de limiar, respectivamente, apresentam outra função, elas são responsáveis por proporcionar ao modelo uma aproximação da característica C-V, mostrada através da curva típica da Figura 3.1, e caracterizada por tensões  $V_1$  e  $V_2$ .

Observando a Figura 3.1 juntamente com a Figura 3.2 pode-se realizar a seguinte analogia:

- a) Para níveis de tensões menores que  $V_{bi}$ , nenhum dos braços que contém diodos conduz e, portanto, a única capacitância que afeta a resposta dinâmica é a capacitância geométrica ( $C_g$ ).
- b) A partir do instante que a tensão  $V_f$  torna-se superior a  $V_{bi}$  a capacitância  $C_d$  é adicionada em paralelo com a capacitância geométrica e ocorre um incremento na capacitância intrínseca do modelo, assim como ocorre um incremento na capacitância real do OLED como mostrado graficamente na curva típica da Figura 3.1.

Portanto, o modelo proposto utiliza uma aproximação do valor da capacitância intrínseca, como mostra a Figura 3.3. Essa aproximação é ajustada através da definição do valor de  $C_d$ , podendo este ser igual a  $C_{d1}$ ,  $C_{d2}$ ,  $C_{d3}$  ou  $C_{dn}$ . O valor de  $C_d$  deve ser definido de acordo com a tensão direta no ponto de operação. Como se trata de uma situação dinâmica o ponto de operação não será fixo, portanto o modelo apresentará erros, no entanto os erros serão menores do que aqueles apresentados na proposta com apenas uma capacitância. Uma solução para a redução do erro seria a adição de mais braços ao modelo para sintetizar a curva C-V típica com maior precisão. No entanto, a complexidade aumentaria e o ganho obtido com este procedimento não seria tão significativo.

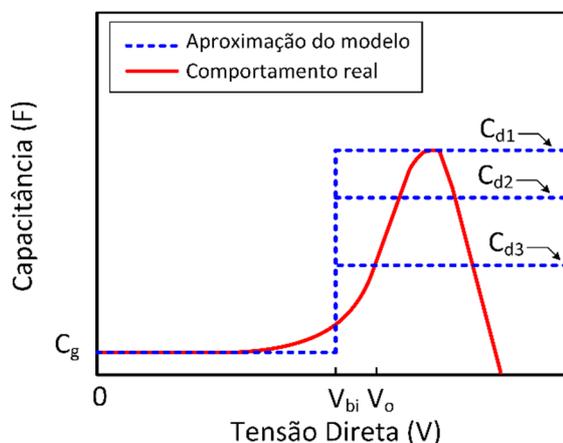


Figura 3.3- Curva típica da capacitância em função da tensão direta.

### 3.2.1.1. Identificação dos parâmetros do modelo elétrico dinâmico

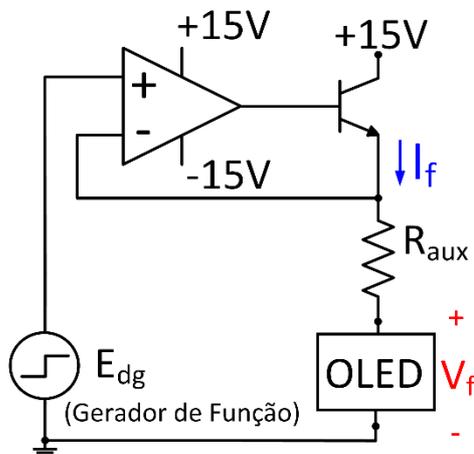
A identificação da capacitância intrínseca dos OLEDs pode ser realizada por diferentes métodos. Alguns autores empregam o método da medição da impedância complexa que baseia-se na aplicação de um nível CC e um nível CA na tensão do OLED medindo-se então a impedância e a fase variando-se a frequência do sinal CA (BUSO *et al.*, 2014; PINOT, 2010). Outro método utiliza um medidor LCR que fornece o valor da capacitância diretamente

dependendo do valor da tensão e frequência utilizado para a medição (SHROTRIYA *et al.*, 2005). Outros métodos têm sido empregados como a admitância por espectroscopia (BISQUERT *et al.*, 2006; TSAI *et al.*, 2006), descarga estática (BRÜTTING, W.; RIEL *et al.*, 2001) e medição de grandes sinais na descarga da capacitância (PINOTTI *et al.*, 2003). Todos esses métodos são válidos e apresentam resultados precisos, no entanto requerem equipamentos de alto custo e muitas vezes indisponíveis para pesquisadores e projetistas.

Logo, um método de identificação de capacitâncias simples, que proporcione precisão aceitável e que utilize equipamentos acessíveis é altamente desejável.

A identificação da capacitância geométrica requer um procedimento simples para a sua identificação. A mesma pode ser calculada empregando (3.1), também pode ser medida diretamente com um medidor tipo LCR, pois não necessita de alta tensão e corrente para ser determinada ou pelo mesmo método empregado na identificação da capacitância de difusão, o qual será proposto a seguir.

Um método combinando a característica I-V estática juntamente com o transitório de tensão na carga ( $V_f-t$ ) será proposto. O procedimento baseia-se em obter  $C_d$  usando a plataforma de testes da Figura 3.4.



(a)



(b)

Figura 3.4- Plataforma de testes para a identificação de  $C_g$  e  $C_d$  (a) Esquemático (b) Implementação.

A plataforma mostrada na Figura 3.4(a) é formada por um gerador de função, um amplificador operacional juntamente com um transistor para amplificação do sinal do gerador de função e um resistor auxiliar para limitação da corrente no OLED. Esse circuito se comporta como uma fonte de tensão constante, controlada pela realimentação negativa do amplificador operacional.

A implementação do circuito foi realizada conforme o circuito da Figura 3.4(b), que foi construído de forma espelhada, possibilitando um ensaio comparativo utilizando dois OLEDs ou um OLED e o modelo.

Utilizando a plataforma de testes proposta, um degrau de tensão ( $E_{dg}$ ) é aplicado no OLED empregando o gerador de função e o circuito amplificador. A amplitude do degrau ( $V_{dg}$ ) deve estar dentro da faixa de tensão operacional do OLED para evitar picos de corrente significativos que podem danificar o dispositivo. Para atenuar os picos de corrente uma resistência  $R_{aux}$  é adicionada em série com o OLED.

Quando  $V_{dg}$  é aplicado, o processo de carga do OLED inicia até alcançar a tensão de regime estacionário ( $V_{ss}$ ), como mostra a Figura 3.5.

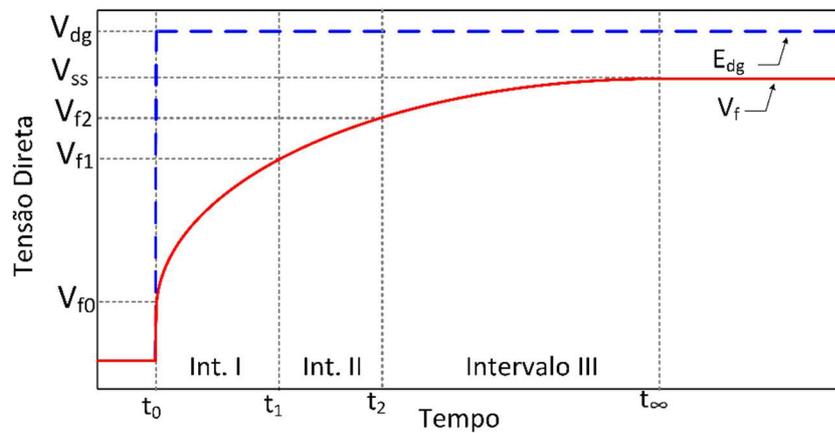


Figura 3.5- Formas de onda típicas para identificação de  $C_g$  e  $C_d$ : Degrau de tensão (linha tracejada) e tensão do OLED (linha contínua).

Para determinar o valor de  $C_d$  e  $C_g$  a partir da resposta ao degrau de tensão é necessário analisar em detalhe a resposta do modelo proposto. Esta análise será baseada em equações que posteriormente serão empregadas na identificação da capacitância.

Durante o transitório resultante do degrau de tensão, o modelo proposto exhibe três intervalos de tempo com seus respectivos circuitos equivalentes, como mostra a Figura 3.6 e que serão descritos matematicamente a seguir. Por questão de simplicidade na abordagem matemática a resistência  $R_p$  será considerada como um circuito aberto, pois tipicamente é três vezes maior que  $R_s$  e  $R_{bi}$ , então esta aproximação é válida.

Intervalo I ( $t_0 < t \leq t_1$ ): quando a tensão  $V_{dg}$  é aplicada no OLED, no instante de tempo  $t_0$ , a tensão  $V_f$  apresenta um aumento instantâneo devido à tensão aplicada entre os terminais da resistência do eletrodo ( $R_e$ ), dado por (3.2).

$$V_{R_e}(t) = V_{dg} e^{\frac{-(t-t_0)}{R_A C_g}} \frac{R_e}{R_A} \quad (3.2)$$

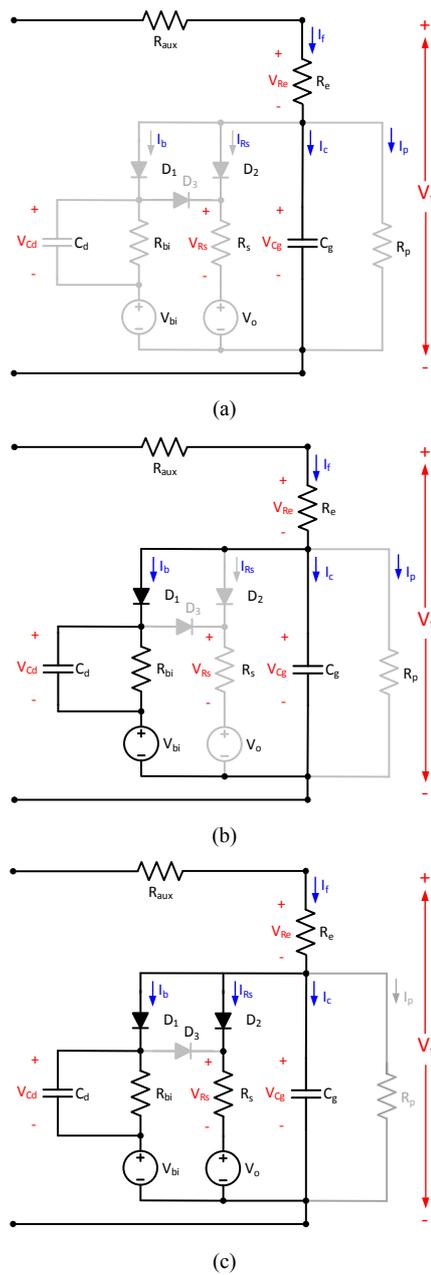


Figura 3.6- Circuitos equivalentes do modelo para a resposta do OLED sob degrau de tensão: (a) Intervalo I (b) Intervalo II (c) Intervalo III.

Enquanto  $V_f$  ainda possui valores baixos, os braços de ambos os diodos estão bloqueados e a corrente flui de forma a carregar  $C_g$ , expresso por (3.3). Neste intervalo a constante de tempo do circuito é dada por  $R_A$  e  $C_g$ .

$$V_{C_g}(t) = V_{dg} \left[ 1 - e^{-\frac{-(t-t_0)}{R_A C_g}} \right] \quad (3.3)$$

Onde:

$$R_A = R_{aux} + R_e \quad (3.4)$$

A tensão do circuito no intervalo I é expressa por (3.5).

$$V_f(t) = V_{R_e}(t) + V_{C_g}(t) \quad (3.5)$$

Intervalo II ( $t_1 < t \leq t_2$ ): quando a tensão  $V_{C_g}$  alcança tensão suficientemente igual a  $V_{bi}$ , dada por (3.6) e (3.7), o braço de  $D_1$  é ativado e  $C_d$  começa a carregar-se. Neste intervalo a constante de tempo do circuito diminui porque ocorre uma soma de capacitâncias ( $C_d + C_g$ ) e uma mudança na resistência equivalente ( $R_B$ ), como mostrado em (3.8).

$$V_{R_e}(t) = \left[ V_{dg} - \left[ \left( \frac{V_{dg}}{R_A} + \frac{V_{bi}}{R_{bi}} \right) R_B - V_{bi} \right] \left[ 1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{R_B(C_g+C_d)}} \right] + V_{bi} \right] \frac{R_e}{R_A} \quad (3.6)$$

$$V_{C_g}(t) = \left[ \left( \frac{V_{dg}}{R_A} + \frac{V_{bi}}{R_{bi}} \right) R_B - V_{bi} \right] \left[ 1 - e^{-\frac{(t-t_1)}{R_B(C_d+C_g)}} \right] + V_{bi} \quad (3.7)$$

Onde:

$$R_B = \frac{R_A R_{bi}}{R_A + R_{bi}} \quad (3.8)$$

O intervalo II é descrito matematicamente por (3.9), combinando (3.6), (3.7) e (3.8).

$$V_f(t) = V_{R_e}(t) + V_{C_g}(t) \quad (3.9)$$

Intervalo III ( $t_2 < t \leq t_o$ ): quando a tensão  $V_{C_g}$  torna-se maior que  $V_o$ , o diodo  $D_2$  começa a conduzir e a corrente flui por  $R_s$ . Neste intervalo,  $C_d$  e  $C_g$  continuam afetando a resposta do OLED até alcançar o regime estacionário, quando a tensão torna-se igual a  $V_{ss}$ . Neste intervalo a resistência equivalente será  $R_C$ , dada por (3.10), alterando a resposta do circuito, dada por (3.11) e (3.12). Isso ocorre porque uma nova resistência é adicionada no circuito, neste caso  $R_s$ . O intervalo III é descrito matematicamente por (3.13).

$$R_C = \left( \frac{1}{R_A} + \frac{1}{R_{bi}} + \frac{1}{R_s} \right)^{-1} \quad (3.10)$$

$$V_{R_e}(t) = \left[ V_{dg} - \left[ \left( \frac{V_{dg}}{R_A} + \frac{V_{bi}}{R_{bi}} + \frac{V_o}{R_s} \right) R_C - V_o \right] \left[ 1 - e^{-\frac{-(t-t_2)}{R_C(C_d+C_g)}} \right] + V_o \right] \frac{R_e}{R_A} \quad (3.11)$$

$$V_{C_g}(t) = \left[ \left( \frac{V_{dg}}{R_A} + \frac{V_{bi}}{R_{bi}} + \frac{V_o}{R_s} \right) R_C - V_o \right] \left[ 1 - e^{-\frac{-(t-t_2)}{R_C(C_d+C_g)}} \right] + V_o \quad (3.12)$$

$$V_f(t) = V_{R_e}(t) + V_{C_g}(t) \quad (3.13)$$

Conhecendo todas as equações matemáticas para descrever o modelo durante o processo de carga do OLED, é possível identificar o valor da capacitância usando um método matemático que aproxima a resposta teórica da resposta experimental. Para isso, foi empregado o método dos mínimos quadrados (MMQ) juntamente com um algoritmo de minimização do erro

(MinErr) disponível no programa computacional Mathcad. O MMQ é um método matemático para determinar o melhor ajuste de uma regressão em relação ao resultado experimental, enquanto o MinErr identifica os parâmetros do modelo que convergem as equações para aproximar a resposta experimental com o mínimo erro possível, neste caso os parâmetros a serem identificados são  $C_d$  e  $C_g$ . (J. NOCEDAL; S. J. WRIGHT, 1999).

### 3.2.1.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo elétrico estático

Para demonstrar o procedimento de identificação da capacitância intrínseca de OLED, nessa seção serão utilizados quatro OLEDs comerciais, os mesmos dispositivos apresentados na seção 2.3.1.2. Para isso a plataforma de testes da Figura 3.4 foi utilizada empregando um gerador de função Rigol DG1022, um amplificador operacional TL082 com alimentação de (+15V/-15V), um transistor BD139 e uma resistência auxiliar ( $R_{aux}$ ) ajustada para 15  $\Omega$ .

O degrau de tensão foi configurado considerando diferentes amplitudes, para assim descrever a característica C-V do OLED.

Para os OLEDs do fabricante Osram,  $V_f$  foi ajustada de 0,1 V até 4,5 V e, para os OLEDs Philips essa variação foi de 1V até 7,5V. O transitório de tensão durante o processo de carga do OLED foi medido com um osciloscópio Tektronix DPO2014 com taxa de amostragem de 1GS/s e precisão de 100k points.

Os dados medidos via osciloscópio foram adicionados no programa matemático computacional. O MMQ e o algoritmo MinErr foram aplicados nos resultados obtidos considerando  $C_d$  e  $C_g$  como grandezas desconhecidas na rotina de identificação. O MMQ e o MinErr são responsáveis por encontrar o valor de  $C_d$  e  $C_g$  que ajusta a resposta do modelo a resposta experimental e a partir dos valores fornecidos pela rotina identifica-se  $C_d$  e  $C_g$ .

A Figura 3.7 apresenta amostras de resultados experimentais deste procedimento, considerando os quatro OLEDs avaliados. Percebe-se pela Figura 3.7(a) e Figura 3.7(c) que quando a tensão  $V_f$  é maior que  $V_o$  o OLED entra em condução e a corrente começa a circular pelo dispositivo, causando uma diferença entre a tensão  $V_{dg}$  e  $V_f$ . Nos casos da Figura 3.7(b) e Figura 3.7(d) a tensão  $V_f$  é inferior à tensão de limiar do OLED, portanto ocorre um pico de corrente inicial em função da carga de  $C_g$ , mas a corrente retorna ao valor nulo novamente.

A Figura 3.8 apresenta um exemplo das formas de onda típicas obtidas na rotina de identificação das capacitâncias juntamente com o cálculo do erro relativo, que neste caso apresentou um valor máximo de 6,1%, validando a metodologia de identificação proposta.

Aplicando o procedimento proposto para diferentes níveis de tensões em cada OLED é possível identificar a dependência da capacitância com a tensão. Os resultados obtidos são mostrados na Figura 3.9.

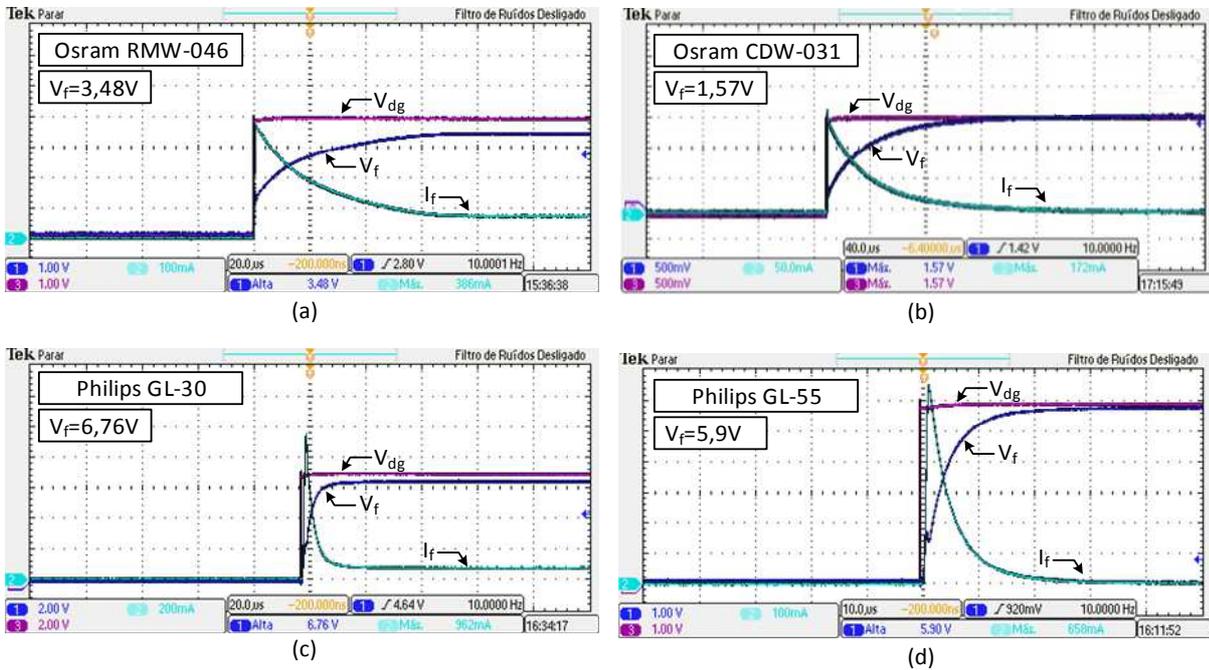


Figura 3.7- Formas de onda experimentais utilizadas na rotina de identificação de  $C_g$  e  $C_d$ .

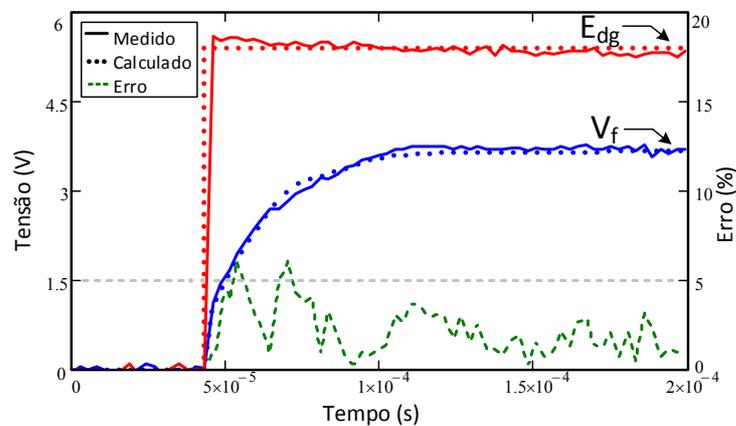


Figura 3.8- Formas de onda típicas utilizadas na rotina de identificação de  $C_g$  e  $C_d$ .

Os resultados apresentados na Figura 3.9 são similares aos resultados já reportados por outros estudos empregando outros métodos de identificação (BUSO *et al.*, 2014; NOWY *et al.*, 2010; SHROTRIYA *et al.*, 2005). Adicionalmente, na Figura 3.9 aparece a resposta da luminância em função da tensão, essa resposta foi obtida com o auxílio de um fotosensor conversor de luz em tensão TSL257 considerando a operação do OLED dentro de uma caixa escura. A luminância foi normalizada por um fator igual a 5.

A partir dos resultados da Figura 3.9 algumas observações podem ser realizadas:

(a) Enquanto a tensão direta é menor que  $V_{bi}$  a capacitância não depende da tensão de polarização e é praticamente constante e igual a  $C_g$ ;

(b) Quando  $V_f$  alcança um valor igual ao de  $V_{bi}$  um rápido aumento de capacitância ocorre devido ao efeito de  $C_d$ ;

(c) Quando uma considerável quantidade de cargas é injetada nas camadas orgânicas, ou seja, quando a tensão  $V_f$  é maior que  $V_o$ , a capacitância alcança o seu valor máximo e diminui devido às recombinações radiativas e a produção de luz, como pode se observar pela resposta da luminância.

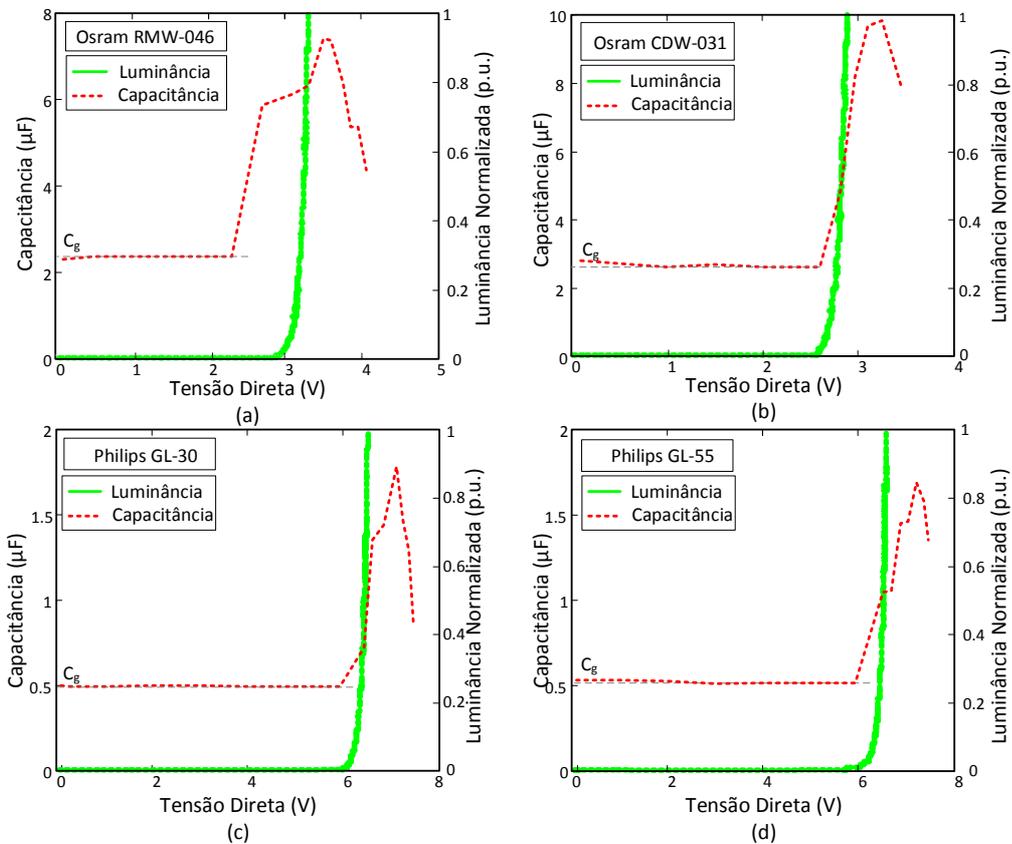


Figura 3.9- Característica experimental C-V em OLEDs juntamente com a resposta de luminância (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 (c) Philips GL-30 (d) Philips GL-55.

Esse comportamento demonstra a característica C-V dos OLEDs e justifica o método proposto para a identificação da capacitância intrínseca empregando o transitório de tensão do OLED no instante da carga.

### 3.2.1.3. Acionamento Elétrico Dinâmico de OLEDs

Na seção 2.3.1.3 reportou-se o acionamento de OLEDs com corrente constante como o método mais desejável para garantir a vida útil do dispositivo e evitar variações significativas

no fluxo luminoso. No entanto, estudos para LEDs apresentam a variação da amplitude da corrente, ou modulação por amplitude (AM), como uma técnica indesejável quando alta fidelidade de cores é requerida (DYBLE; NARENDRAN *et al.*, 2005) (HUAN-TING; DE-YAN *et al.*, 2014).

Neste sentido, técnicas de ajuste da intensidade luminosa (AIL) empregando métodos dinâmicos, como modulação por largura de pulso (PWM) e a modulação de dois níveis (BLM), têm sido propostos com o intuito de reduzir as mudanças cromáticas (SIEW-CHONG, Apr. 2010)(LUN *et al.*, 2009).

No que diz respeito a utilização de métodos de AIL, os fabricantes sugerem que o nível de corrente empregado no acionamento do OLED por PWM não exceda o valor máximo especificado na folha de dados do dispositivo, mesmo que o nível médio seja mantido, como ilustra a Figura 3.10(a), fato que quando negligenciado poderá reduzir drasticamente a vida útil do OLED. Para otimizar o tempo de vida do dispositivo e ainda manter a fidelidade cromática, o fabricante aconselha que se empregue PWM com nível máximo coincidindo com a corrente nominal fornecida na folha de dados do fabricante, como mostra a Figura 3.10(b) (OSRAM, 2014).

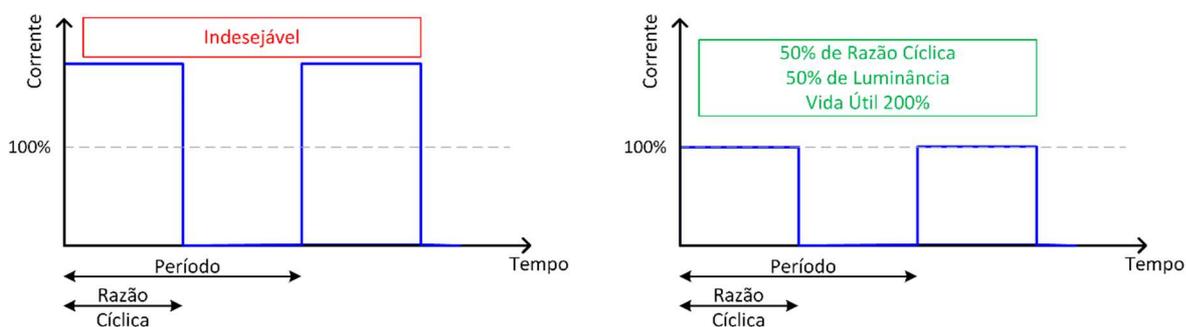


Figura 3.10- Ajuste da intensidade luminosa empregando PWM (a) Método que reduz drasticamente a vida útil (b) Método que maximiza a vida útil (Adaptada de(OSRAM, 2014)).

Para utilizar a técnica de PWM, o comportamento dinâmico do OLED sob pulsos de corrente deve ser completamente entendido. Portanto, torna-se desejável uma análise que descreva o comportamento do dispositivo nessas condições de operação.

Para avaliar a resposta de tensão em função de um pulso de corrente, quatro OLEDs comerciais foram submetidos a um pulso de corrente com amplitude máxima ( $I_H$ ) igual a sua corrente nominal e razão cíclica de 50%. A frequência foi ajustada em 100 mHz para garantir a total descarga da capacitância intrínseca em um período de acionamento. O resultado obtido com este teste é mostrado na Figura 3.11, onde os eixos foram normalizados em função da tensão e período do OLED Philips GL-30.

A partir do resultado da Figura 3.11 é possível perceber que cada OLED apresenta uma resposta de tensão diferente quando o pulso de corrente é aplicado. Inicialmente, na borda de subida, um rápido transitório de carga aparece na tensão. Quando o pulso de corrente cai a zero, ou seja, na borda de descida, uma descarga lenta aparece na tensão do OLED. Isso ocorre em função das resistências e capacitâncias intrínsecas, que são os responsáveis pela determinação da constante de tempo de cada OLED.

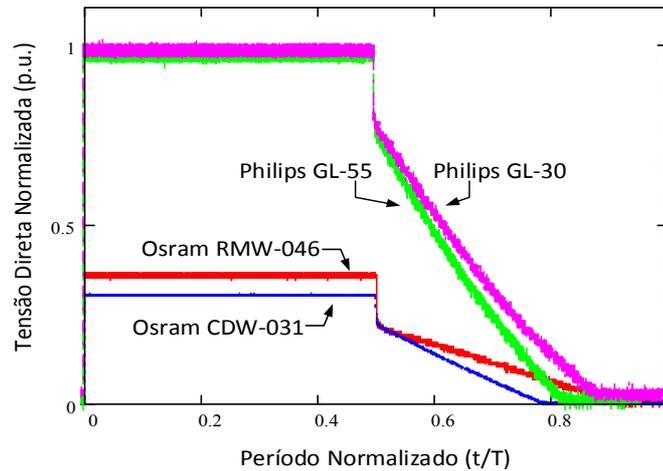


Figura 3.11- Resposta experimental da tensão quando o OLED é acionado com um pulso de corrente.

Baseado na resposta de tensão da Figura 3.11, uma forma de onda típica da tensão pode ser redesenhada, tal qual a mostrada na Figura 3.12. Trata-se de um desenho representativo mostrando o processo de carga e descarga da tensão no OLED, sem qualquer tipo de escala.

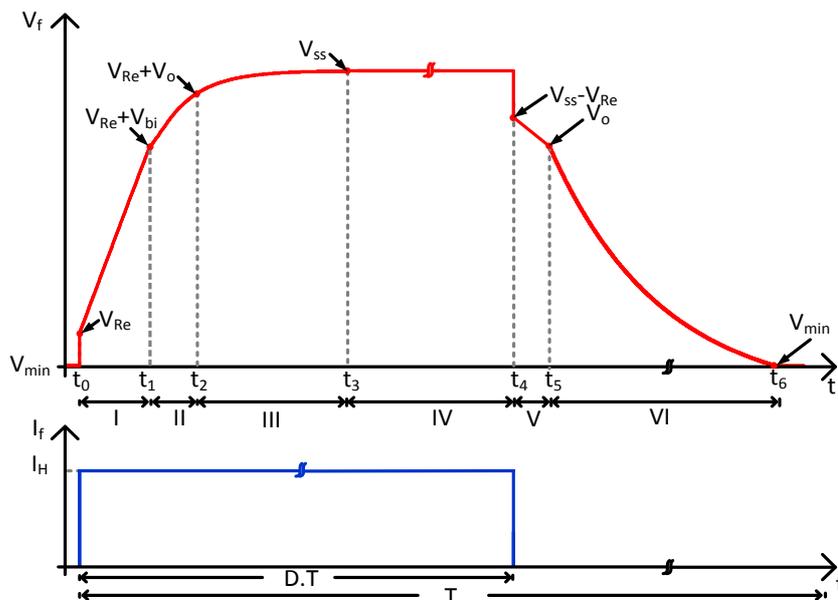


Figura 3.12- Formas de onda típicas no acionamento de OLEDs com pulso de corrente (sem escala).

A forma de onda da tensão mostrada na Figura 3.12 pode ser reconstruída com aceitável precisão empregando o modelo elétrico dinâmico proposto, mostrado na Figura 3.2.

Para representar matematicamente a forma de onda da tensão a resposta é dividida em seis intervalos. Cada intervalo pode ser representado por um circuito equivalente, como mostra a Figura 3.13.

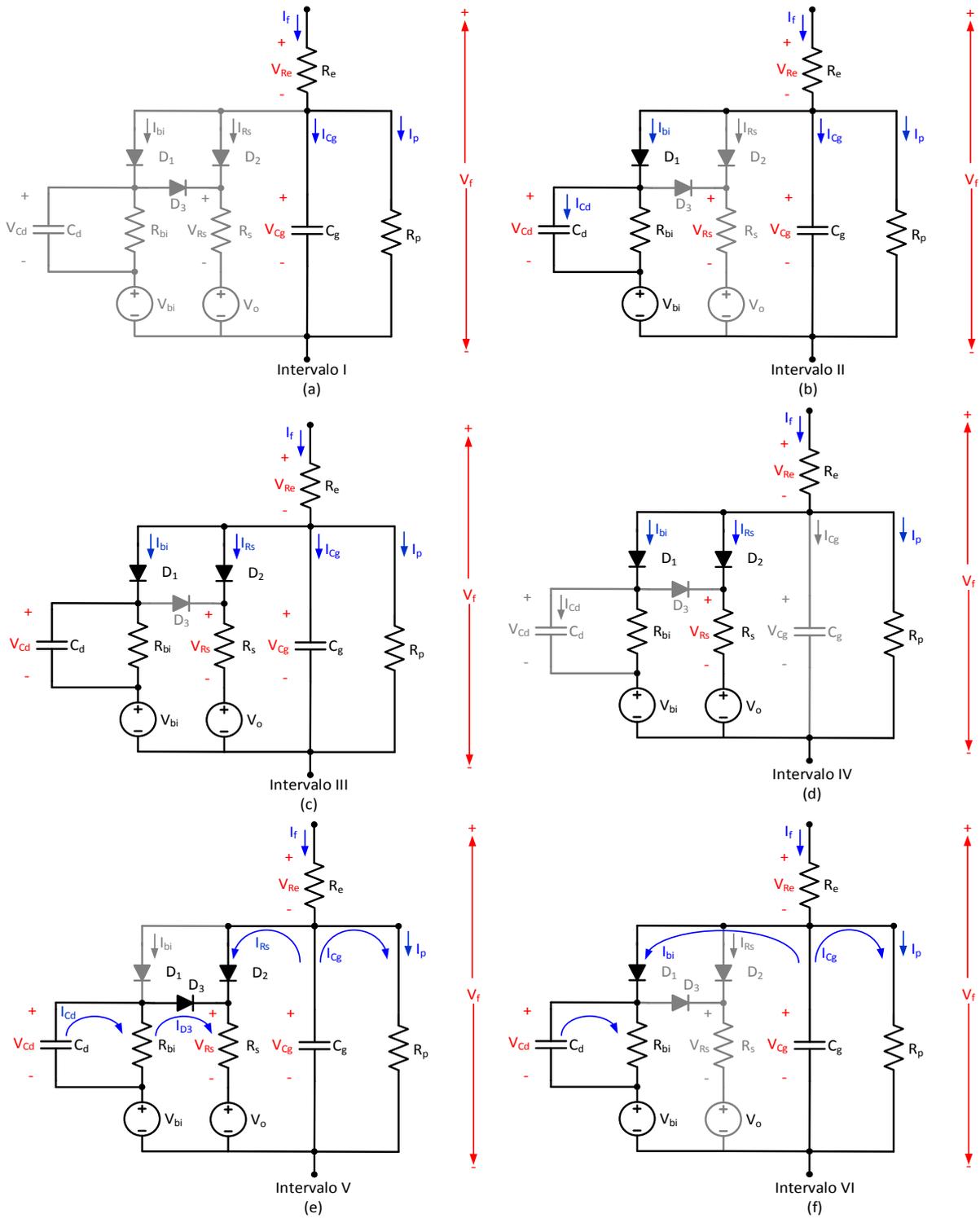


Figura 3.13- Circuitos equivalentes para cada intervalo de tempo.

Intervalo I ( $t_0 < t \leq t_1$ ): quando o pulso de corrente é aplicado no OLED, no instante de tempo  $t_0$ , a tensão do OLED ( $V_f$ ) apresenta um aumento instantâneo devido a tensão sobre o resistor do eletrodo ( $V_{Re}$ ), dada por (3.14). Enquanto o valor de  $V_f$  é reduzido, os diodos  $D_1$  e  $D_2$  estão bloqueados e o fluxo de corrente é todo direcionado para  $C_g$ , considerando que  $R_p$  é um circuito aberto em função do seu valor. Esse intervalo apresenta um comportamento linear dado pela característica de carga de um capacitor a partir de uma fonte de corrente, dado por (3.15).

$$V_{R_e} = I_H R_e \quad (3.14)$$

$$V_f(t) = \left[ V_{\min} + I_H \left( \frac{t - t_0}{C_g} + \frac{R_e R_p}{R_e + R_p} \right) \right] \quad (3.15)$$

Onde  $V_{\min}$  representa a tensão mínima no final do ciclo, por exemplo, a tensão no tempo  $t_6$ . O circuito equivalente para o intervalo I é mostrado na Figura 3.13(a).

Intervalo II ( $t_1 < t \leq t_2$ ): quando  $V_{C_g}$  atinge uma tensão igual a  $V_{bi}$ , o braço de  $D_1$  é ativado e  $C_d$  começa a carregar-se. Neste intervalo  $C_d$  é conectado em paralelo com  $C_g$ , aumentando a capacitância intrínseca do OLED, o que emula a característica C-V. Assim, neste intervalo a constante de tempo é determinada por  $C_g$ ,  $C_d$  e  $R_{bi}$ . A resposta de tensão neste intervalo é dada por (3.16) e o circuito equivalente correspondente é mostrado na Figura 3.13(b).

$$V_f(t) = \left[ x_1 + x_2 e^{-\frac{(t-t_1)(R_{bi}+R_p)}{R_{bi}R_p(C_d+C_g)}} \right] \quad (3.16)$$

Onde:

$$x_1 = \frac{R_p V_{bi} + I_H (R_{bi} R_p + R_{bi} R_e + R_p R_e)}{R_{bi} + R_p} \quad (3.17)$$

$$x_2 = \frac{(R_{bi} V_{C_g} + R_p V_{C_g} - R_p V_{bi} - I_H R_{bi} R_p)}{R_{bi} + R_p} \quad (3.18)$$

Intervalo III ( $t_2 < t \leq t_3$ ): quando  $V_{C_g}$  é maior que  $V_o$  o braço de  $D_2$  torna-se ativo e a corrente  $I_s$  flui por  $R_s$ . Nesse intervalo,  $C_d$  e  $C_g$  permanecem afetando a resposta de tensão do OLED até alcançar o regime permanente ( $V_{ss}$ ) no tempo  $t_3$ . A constante de tempo é dada por  $C_g$ ,  $C_d$ ,  $R_{bi}$  e  $R_s$ . A tensão é descrita matematicamente por (3.19) e representada pelo circuito equivalente da Figura 3.13(c).

$$V_f(t) = V_{ss} + \frac{e^{-\frac{(t-t_2)(x_3)}{R_{bi}R_pR_s(C_d+C_g)}} x_4}{x_3} \quad (3.19)$$

Onde:

$$x_3 = R_{bi} R_p + R_{bi} R_s + R_p R_s \quad (3.20)$$

$$x_4 = \left[ V_{Cg} x_3 - R_{bi} R_p V_o - R_p R_s V_{bi} - I_H R_{bi} R_p R_s \right] \quad (3.21)$$

$$V_{ss} = \frac{R_p (R_{bi} V_o + R_s V_{bi}) + I_H x_5}{x_3} \quad (3.22)$$

$$x_5 = R_{bi} R_e R_p + R_{bi} R_e R_s + R_{bi} R_p R_s + R_e R_p R_s \quad (3.23)$$

Intervalo IV ( $t_3 < t \leq t_4$ ): neste intervalo ambas as capacitâncias estão carregadas e a tensão do OLED não apresenta variações no tempo, ou seja, a tensão  $V_f$  é igual a tensão  $V_{ss}$ , dada por (3.22). O circuito equivalente para o intervalo IV é mostrado na Figura 3.13(d).

Intervalo V ( $t_4 < t \leq t_5$ ): no intervalo V acontece o fim do pulso de corrente. Consequentemente, no instante de tempo  $t_4$ , ocorre uma queda instantânea na tensão em função da tensão sobre  $R_e$ . Adicionalmente, as capacitâncias iniciam o seu processo de descarga, como mostra a Figura 3.13(e). Enquanto  $V_{Cg}$  e  $V_{Cd}$  são maiores que  $V_o$  a descarga ocorre através do caminho fornecido por  $R_s$ , ou seja, por meio de  $I_{R_s}$ . Ao mesmo tempo  $C_g$  descarrega-se por  $R_p$  e  $C_d$  descarrega-se por  $R_{bi}$ . Dependendo dos valores de  $C_g$ ,  $C_d$ ,  $R_s$  e  $R_{bi}$ , em algumas situações pode acontecer da tensão  $V_{Cg}$  tornar-se menor que  $V_{Cd} + V_{bi}$  antes de  $C_d$  descarregar-se totalmente, para isso o diodo  $D_3$  proporciona um caminho adicional para que essa descarga eventualmente ocorra. Este intervalo é descrito matematicamente por (3.24). Quando  $V_{Cg}$  torna-se menor que  $V_o$ , a descarga via  $R_s$  chega ao fim.

$$V_f(t) = \frac{R_{bi} V_o + R_s V_{bi} + (x_5) e^{-\frac{(t-t_4)(R_{bi}+R_s)}{R_{bi}R_s(C_d+C_g)}}}{R_{bi} + R_s} \quad (3.24)$$

Onde:

$$x_5 = R_{bi} (V_{Cg} - V_o) - R_s (V_{Cg} - V_{bi}) \quad (3.25)$$

$$V_{Cg} = V_{ss} - I_H R_e \quad (3.26)$$

Intervalo VI ( $t_5 < t \leq t_6$ ): neste intervalo apenas uma descarga residual de  $C_d$  ocorre através de  $R_{bi}$  e uma descarga lenta de  $C_g$  por  $R_p$ . Este intervalo representa a constante de tempo mais lenta do circuito, por que o valor de  $R_p$  é muito maior que o valor das demais resistências envolvidas no circuito. Consequentemente, dinâmicas de tempo lentas caracterizam este intervalo, podendo ser da ordem de milissegundos ou até segundos. O circuito equivalente para o intervalo VI é mostrado na Figura 3.13(f) e representado matematicamente por (3.27).

$$V_f(t) = (V_{Cg} - V_{bi}) e^{-\frac{(t-t_5)}{R_{bi}(C_d+C_g)}} + V_{bi} e^{-\frac{(t-t_5)}{C_g R_p}} \quad (3.27)$$

Algumas observações podem ser feitas a partir da análise matemática realizada:

- (a) Os intervalos I, II e III representam o processo de carga. Quando um pulso de corrente é aplicado no OLED, a tensão não responde instantaneamente em função

da natureza capacitiva do dispositivo. Assim, existe um atraso no tempo de subida da tensão. Este tempo depende das capacitâncias e resistências do modelo.

- (b) O intervalo IV representa o regime estacionário onde a tensão  $V_{ss}$  é uma função de  $V_o$  e das quedas de tensão nas resistências  $R_s$  e  $R_e$ . A magnitude destes valores irá influenciar a eficácia luminosa do OLED, dada em  $\text{lm/W}$  devido à dependência da potência elétrica com a tensão direta. Baixos valores de  $R_s$ ,  $R_e$  e  $V_o$  são desejáveis para aumentar a eficácia luminosa do dispositivo.
- (c) A dinâmica de descarga do OLED é da ordem de milissegundos e até segundos. Em contrapartida, a dinâmica de carga possui magnitude de nano ou microssegundos. Isto é visível na resposta normalizada mostra na Figura 3.11.
- (d) A descarga lenta é composta por três diferentes descargas. A primeira a partir de  $C_g$  através de  $R_s$ , que acontece enquanto  $V_{Cg}$  é maior que  $V_o$ . A segunda descarga ocorre a partir de  $C_d$  através de  $R_{bi}$ , enquanto  $V_{bi} \leq V_{Cg} < V_o$ . Finalmente, quando  $V_{Cg} < V_{bi}$  a terceira descarga ocorre apenas a partir de  $C_g$  através de  $R_p$ . As duas últimas descargas foram unificadas em um único intervalo (Intervalo VI) por questões de simplificação matemática.

O modelo elétrico dinâmico foi totalmente descrito, incluindo um método de identificação de capacitâncias e uma análise matemática do acionamento do OLED a partir de pulsos de corrente, emulando o ajuste da intensidade luminosa empregando PWM. A validação deste modelo será apresentada na seção 3.2.5.

### 3.2.2. Modelo Escalar-Térmico Dinâmico

Assim como as capacitâncias do modelo elétrico afetam a resposta de tensão do OLED, as capacitâncias térmicas irão influenciar na dinâmica da temperatura do OLED.

Para considerar o comportamento térmico dinâmico, as capacitâncias térmicas devem ser incluídas no modelo escalar-térmico, tal como mostrado na Figura 3.14.

A capacitância térmica ( $C_{\theta c}$ ) representa a capacidade do OLED de armazenar calor, e pode ser calculada por (3.28), onde  $c_{\text{vidro}}$  é o calor específico do vidro,  $\rho_{\text{vidro}}$  é a densidade do vidro, e  $V_{\text{OLED}}$  é o volume do OLED. Nesta análise foram desconsideradas as capacitâncias térmicas das camadas orgânicas. Logo, por simplificação, o OLED é considerado como duas placas de vidro conectadas entre si, onde a capacitância térmica de cada uma das placas é dada pelo subíndice “i” na expressão (3.28).

$$C_{\theta c\_i} = c_{\text{vidro}} \rho_{\text{vidro}} V_{\text{OLED}} \quad (3.28)$$

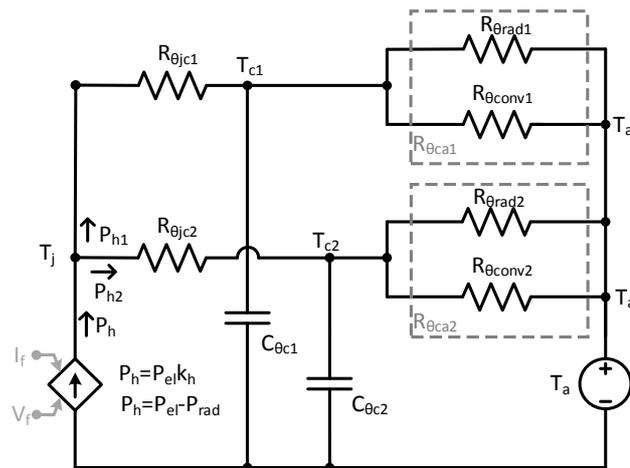


Figura 3.14- Modelo escalar-térmico dinâmico.

### 3.2.2.1. Identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico dinâmico

A identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico, ou seja, as próprias capacitâncias térmicas, se dá pela avaliação dos materiais envolvidos na construção do OLED juntamente com as suas características de escala para definição do volume de cada uma das superfícies. Sabendo as características dos materiais e do volume do OLED é possível identificar as capacitâncias térmicas de cada superfície utilizando diretamente a expressão (3.28).

### 3.2.2.2. Exemplo de identificação dos parâmetros do modelo escalar-térmico dinâmico

Para exemplificar a identificação das capacitâncias térmicas serão utilizados os dois OLEDs do fabricante Osram, o dispositivo Osram RMW-046 e o dispositivo Osram CDW-031.

As informações relativas às propriedades do vidro empregado na construção de OLEDs já foram previamente apresentadas na Tabela 2.7, enquanto as informações dimensionais dos dispositivos estão na Tabela 2.8. Aplicando essas informações na expressão (3.28) é possível obter uma capacitância térmica de 22,78 J/°C para o Osram RMW-046 e 24,42 J/°C para o Osram CDW-031.

### 3.2.3. Modelo Escalar-Eleto-Térmico Dinâmico

Sabendo-se os valores das capacitâncias térmicas pode-se definir o transitório térmico quando uma potência elétrica é utilizada no acionamento do OLED, para isso emprega-se a integração dos domínios escalar-eleto-térmico, como mostra o modelo da Figura 3.15.

O transitório térmico é um parâmetro importante, uma vez que a tensão apresenta variações nos primeiros instantes de funcionamento. O fabricante Philips indica que a tensão pode variar em torno de 1,3V nos primeiros 10 minutos de operação de um dos seus dispositivos (PHILIPS, 2014).

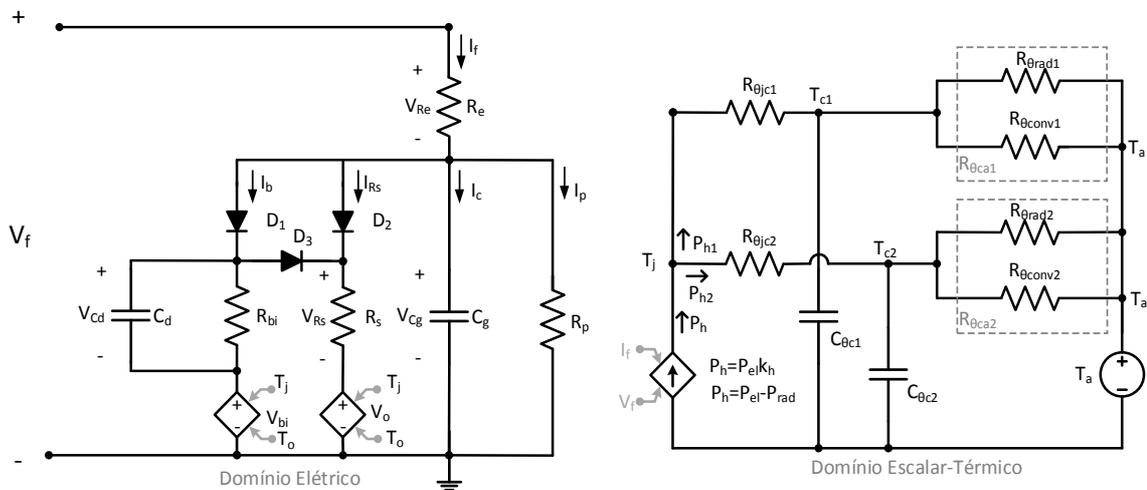


Figura 3.15- Modelo escalar-eleto-térmico dinâmico proposto.

O modelo térmico apresenta um comportamento de primeira ordem dado pela constante de tempo formada por  $R_{\theta c}$  e  $C_{\theta c}$ , logo a variação da temperatura do encapsulamento do OLED no tempo pode ser expressa por (3.29).

$$T_c(t) = T_a + V_f I_f k_h R_{\theta ca\_i} \left( 1 - e^{-\frac{t}{R_{\theta ca\_i} C_{\theta c\_i}}} \right) \quad (3.29)$$

Em se tratando de sistemas com ajuste da intensidade luminosa empregando PWM, normalmente o controle da corrente é realizado com frequência superior aos 100Hz para evitar o cintilamento e o efeito estroboscópico (LEHMAN; WILKINS, 2014a).

Considerando a operação do sistema sob frequências superiores a 100Hz, do ponto de vista térmico, idealmente as variações elétricas no tempo serão desprezíveis, portanto os valores de  $V_f$  e  $I_f$  na equação (3.29) podem ser considerados iguais ao seu valor eficaz com aceitável precisão.

Do ponto de vista elétrico, as variações de temperatura no tempo são lentas o suficiente para serem desprezadas e considerar-se apenas a temperatura média de operação. Considerando

estes pressupostos, o modelo elétrico dinâmico pode ser estendido para considerar também o efeito da temperatura na resposta dinâmica da tensão direta. A temperatura irá influenciar de tal forma que a resposta de tensão ao pulso de corrente sofrerá um decréscimo do seu valor quando a temperatura de operação aumenta, como demonstra a Figura 3.16.

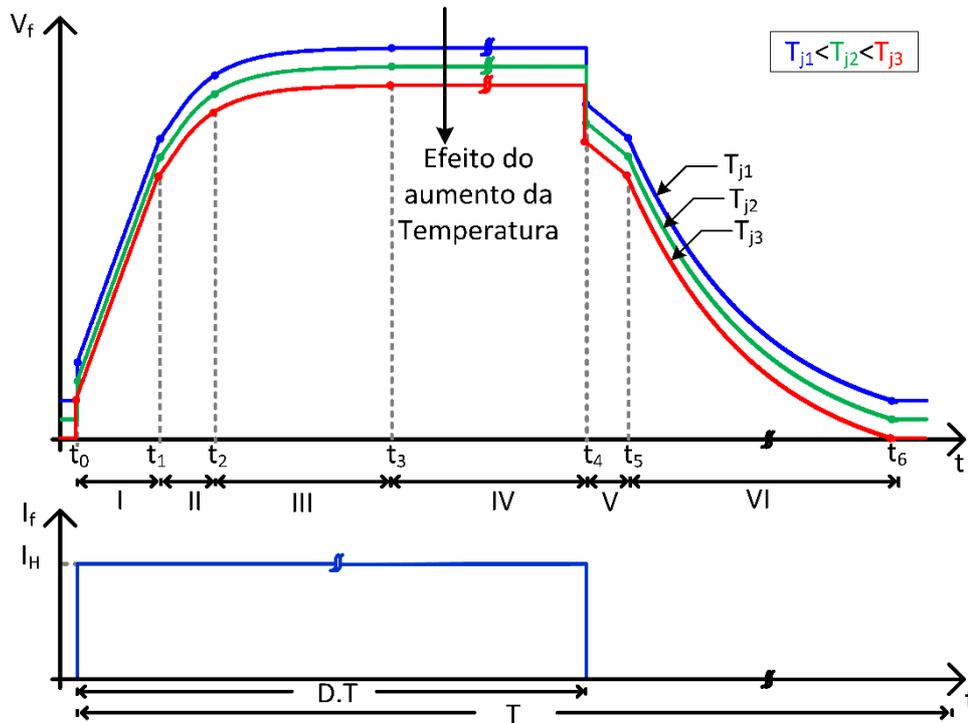


Figura 3.16- Formas de onda típicas no acionamento de OLEDs com pulso de corrente considerando o efeito da temperatura.

As equações empregadas para o modelo elétrico dinâmico ((3.15) até (3.27)) podem ser atualizadas para considerar o efeito da temperatura na tensão direta do OLED considerado o coeficiente de interação eletro-térmica  $k_v$ , como segue:

Intervalo I:

$$V_f(t) = \left[ \left( V_{\min} + k_v (T_j - T_o) \right) + I_H \left( \frac{t - t_0}{C_g} + \frac{R_e R_p}{R_e + R_p} \right) \right] \quad (3.30)$$

Intervalo II:

$$V_f(t) = \left[ x_1 + x_2 e^{-\frac{(t-t_1)(R_{bi}+R_p)}{R_{bi}R_p(C_d+C_g)}} \right] \quad (3.31)$$

Onde:

$$x_1 = \frac{R_p (V_{bi} + k_v (T_j - T_o)) + I_H R_{bi} R_p + (R_{bi} R_e + R_p R_e)}{R_{bi} + R_p} \quad (3.32)$$

$$x_2 = \frac{(R_{bi}V_{Cg} + R_pV_{Cg} - R_p(V_{bi} + k_v(T_j - T_o)) - I_H R_{bi}R_p)}{R_{bi} + R_p} \quad (3.33)$$

Intervalo III:

$$V_f(t) = V_{ss} + \frac{e^{\left[ \frac{-(t-t_2)(x_3)}{R_{bi}R_pR_s(C_d+C_g)} \right]} x_4}{x_3} \quad (3.34)$$

Onde:

$$x_3 = R_{bi}R_p + R_{bi}R_s + R_pR_s \quad (3.35)$$

$$x_4 = \left[ V_{Cg}x_3 - R_{bi}R_p(V_o + k_v(T_j - T_o)) - R_pR_s(V_{bi} + k_v(T_j - T_o)) - I_H R_{bi}R_pR_s \right] \quad (3.36)$$

$$V_{ss} = \frac{R_p(R_{bi}(V_o + k_v(T_j - T_o)) + R_s(V_{bi} + k_v(T_j - T_o))) + I_H x_5}{x_3} \quad (3.37)$$

$$x_5 = R_{bi}R_eR_p + R_{bi}R_eR_s + R_{bi}R_pR_s + R_eR_pR_s \quad (3.38)$$

Intervalo IV:

$$V_{ss} = \frac{R_p(R_{bi}(V_o + k_v(T_j - T_o)) + R_s(V_{bi} + k_v(T_j - T_o))) + I_H x_5}{x_3} \quad (3.39)$$

Intervalo V:

$$V_f(t) = \frac{R_{bi}(V_o + k_v(T_j - T_o))_o + R_s(V_{bi} + k_v(T_j - T_o)) + (x_5)e^{\frac{-(t-t_4)(R_{bi}R_s)}{R_{bi}R_s(C_d+C_g)}}}{R_{bi} + R_s} \quad (3.40)$$

Onde:

$$x_5 = R_{bi}(V_{Cg} - (V_o + k_v(T_j - T_o))) - R_s(V_{Cg} - (V_{bi} + k_v(T_j - T_o))) \quad (3.41)$$

$$V_{Cg} = V_{ss} - I_H R_e \quad (3.42)$$

Intervalo VI:

$$V_f(t) = (V_{Cg} - (V_{bi} + k_v(T_j - T_o)))e^{\frac{-(t-t_5)}{R_{bi}(C_d+C_g)}} + (V_{bi} + k_v(T_j - T_o))e^{\frac{-(t-t_5)}{C_gR_p}} \quad (3.43)$$

Portanto, a influência da temperatura na resposta dinâmica pode ser totalmente descrita empregando as equações de (3.30) até (3.43). Essa interação eletro-térmica também afetará o desempenho fotométrico do OLED, como tratar-se-á na seção 3.2.4.

### 3.2.4. Modelo Escalar-Foto-Eletro-Térmico Dinâmico

Diversos estudos apresentam a análise dinâmica da resposta luminosa dos OLEDs. Buso *et al.* afirmam que a luz do OLED não pode ser modulada tão facilmente quanto a luz de LEDs. Pelo fato da capacitância interna formar um filtro passa baixas com uma frequência de corte

relativamente baixa (tipicamente de algumas dezenas de kHz comparada com dezenas de MHz em LEDs). Uma consequência deste filtro passa baixas é a característica ruim da dinâmica da luminância, a qual deve limitar o uso de OLEDs em aplicações de comunicação empregando luz, por exemplo.

Em estudo apresentado por Dawson *et al.* em 1998 os autores mostram que sob níveis de tensões de acionamento mais elevados a luminância do OLED também tem uma resposta mais rápida, e para níveis mais baixos de tensão a luminância inicia lentamente (DAWSON; SHEN *et al.*, 1998).

Park em 2010 apresentou a resposta dinâmica de OLEDs em função de diferentes parâmetros como: nível de tensão, área do dispositivo, mobilidade de elétrons, tempo de vida do éxciton, energia do LUMO e de pulsos duplos de tensão. Os resultados obtidos demonstraram que a luminância é maior para níveis de tensão maiores. Quanto maior o nível de tensão aplicado ao OLED o tempo de resposta luminosa é menor. A carga de tensão é mais lenta para OLEDs com área maior, devido ao aumento da capacitância, o mesmo ocorre na descarga. Os autores concluem que o que mais afeta a dinâmica luminosa e de tensão do OLED é o nível de tensão aplicada e a área do dispositivo, os demais parâmetros avaliados apresentam variações menos pronunciadas (PARK, J., 2010).

Em trabalho de Park *et al.* em 2006 apresenta-se um estudo abordando a dependência dos aspectos fotométricos com temperatura, chegando às seguintes conclusões: a luminância sofre retardo e a tensão de limiar aumenta quando a temperatura diminui. Isso ocorre devido a uma redução na velocidade do processo de saltos que é ativado termicamente no interior do dispositivo, fato que retarda o aumento da eletroluminescência quando o OLED liga assim como quando desliga. A eficiência do OLED aumenta quando a temperatura diminui. O atraso que ocorre para o aumento da eletroluminescência quando o OLED liga, é principalmente determinado pelo transporte de elétrons na camada destinada a este fim. A rápida redução da eletroluminescência quando o OLED desliga é devido à rápida descarga e o acentuado acúmulo de portadores na interface orgânica (PARK, J. *et al.*, 2006).

As dinâmicas de carga e descarga do OLED são uma característica particular destes dispositivos, o que os torna uma carga única entre as diferentes fontes de luz. Como se pode perceber pela resposta de tensão dinâmica da Figura 3.12 que em função da natureza capacitiva do OLED a sua tensão não é anulada, mesmo que a corrente fornecida pela fonte de alimentação seja interrompida, como mostra a Figura 3.17. Isso ocorre porque uma pequena descarga acontece no interior do dispositivo e, durante um período de tempo, o OLED continua produzindo luz, mesmo que nenhuma corrente seja injetada em seus eletrodos. Essa

característica foi demonstrada por Buso *et al.* em 2014 onde os autores propõem que a corrente que flui pela resistência  $R_s$  produzirá uma queda de tensão sobre a mesma ( $V_{R_s}(t)$ ), a forma de onda da tensão sobre  $R_s$  pode ser considerada uma representação da dinâmica fotométrica do OLED (BUSO *et al.*, 2014).

Inspirando-se nesta ideia e empregando o modelo proposto é possível, matematicamente, estimar o comportamento da forma de onda da luminância do OLED sob operação dinâmica.

A partir da Figura 3.12 pode-se inferir que a corrente flui por  $R_s$  apenas quando  $V_f > V_o$ . Isso ocorre nos intervalos III, IV e V. Baseando-se nesta informação e utilizando as equações que descrevem estes intervalos (3.19), (3.22) e (3.24), é possível calcular a resposta de tensão sobre  $R_s$  e, conseqüentemente, tem-se a representação da luminância do OLED no tempo, dada por (3.44) e representada graficamente na Figura 3.17.

$$V_{R_s}(t) = \left\{ V_{ss} + \frac{e^{\left[ \frac{-(t-t_3)(x_3)}{R_{bi}R_pR_s(C_d+C_g)} \right]} x_4}{R_{bi}R_p + R_{bi}R_s + R_pR_s} + \frac{R_{bi}V_o + R_sV_{bi} + (x_5)e^{\frac{(t-t_4)(R_{bi}R_s)}{R_{bi}R_s(C_d+C_g)}}}{R_{bi} + R_s} \right\} - V_o \quad (3.44)$$

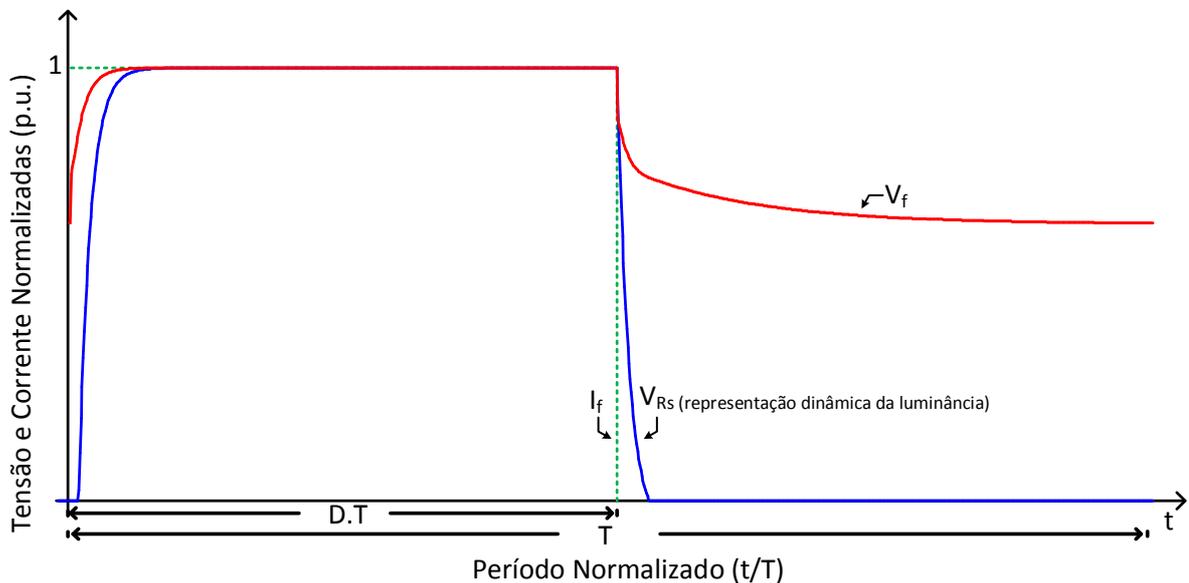


Figura 3.17- Formas de onda típicas da corrente e tensão no OLEDs juntamente com a representação dinâmica da luminância dada pela tensão sobre  $R_s$ .

Portanto, agora é possível construir o modelo escalar-foto-eleto-térmico (EFET) dinâmico, tal qual o mostrado na Figura 3.18. Esse modelo possui a capacidade de representar as interações existentes entre os domínios EFET considerando as suas variações no tempo.

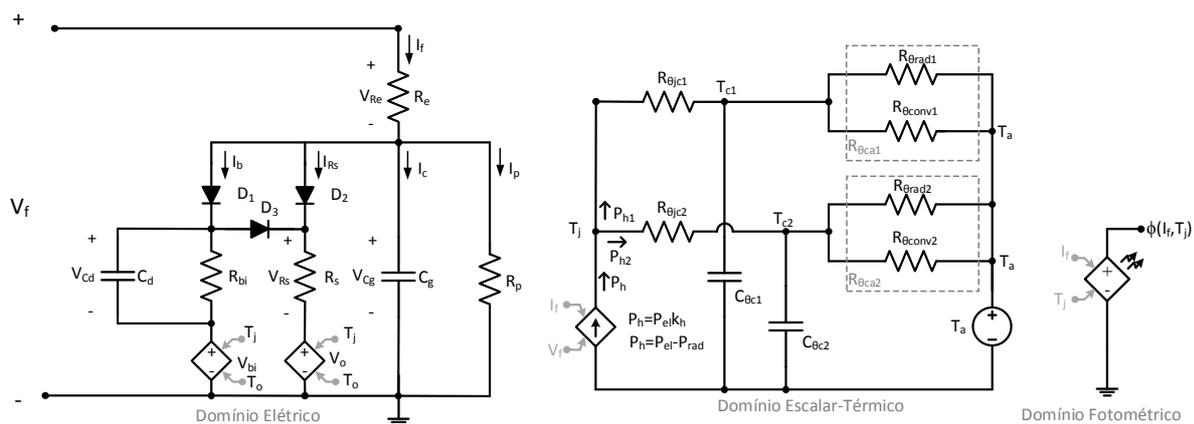


Figura 3.18- Modelo escalar-foto-eleto-térmico dinâmico para OLEDs proposto.

### 3.2.5. Validação do Modelo Escalar-Foto-Eleto-Térmico Dinâmico

Para validação do modelo EFET dinâmico serão adotadas diferentes metodologias. Inicialmente na seção 3.2.5.1 será apresentado um estudo comparativo utilizando simulações entre o modelo proposto e dois modelos existentes na literatura. Após será realizada a validação do modelo elétrico dinâmico comparando resultados experimentais e de simulação com o modelo. Posteriormente, na seção 3.2.5.3, um modelo físico equivalente será proposto com a possibilidade de ser utilizado como ferramenta de testes para circuitos eletrônicos empregados no acionamento de OLEDs.

Na seção 3.2.5.4 a influência das variáveis térmicas será adicionada na análise, e por fim o desempenho fotométrico em função das variáveis térmicas, elétricas e escalares serão avaliadas na seção 3.2.5.5.

#### 3.2.5.1. Comparativo entre modelos

Com o intuito de comparar e demonstrar o ganho obtido com a proposta de um novo modelo elétrico para OLEDs, o modelo proposto é comparado com outros dois modelos disponíveis na literatura, o modelo de Jacobs, proposto em 2007 e o modelo inicialmente proposto por Pinot em 2010 mais recentemente abordado por Buso em 2014 (JACOBS *et al.*, 2007) (PINOT, 2010) (BUSO *et al.*, 2014).

Os dois modelos, juntamente com o modelo proposto, foram construídos em um simulador elétrico computacional, de acordo com suas respectivas estruturas, mostradas na Figura 3.19.

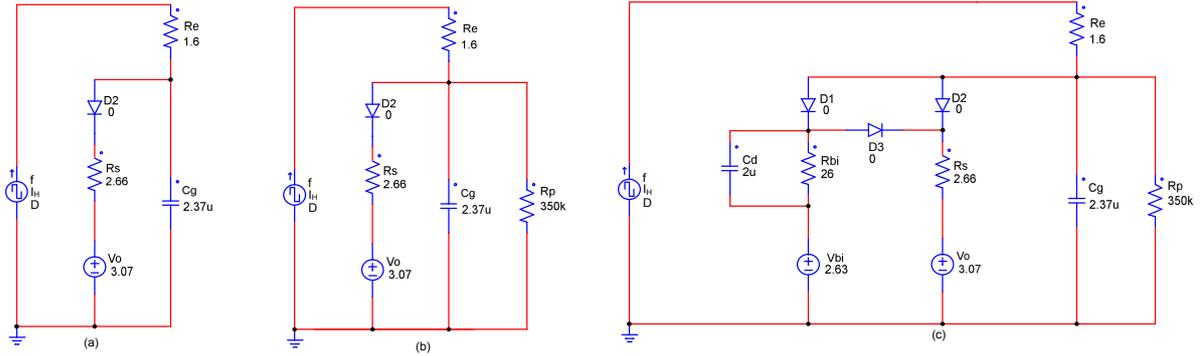


Figura 3.19- Comparativo entre modelos empregando o simulador computacional (a) Modelo proposto por Jacobs (b) Modelo proposto por Pinot e Buso (c) Modelo proposto.

Os parâmetros utilizados nos modelos foram identificados seguindo o procedimento proposto na seção 2.3.1.1. A simulação foi realizada considerando uma forma de onda de corrente com PWM de amplitude máxima de 270 mA, igual a corrente nominal do OLED Osram RMW-046, e razão cíclica de 50%. Foram consideradas quatro frequências de teste, 10 Hz, 100 Hz, 1 kHz e 10 kHz. Os resultados de tensão obtidos em simulação para os três modelos foram comparados com o resultado experimental como mostra a Figura 3.20.

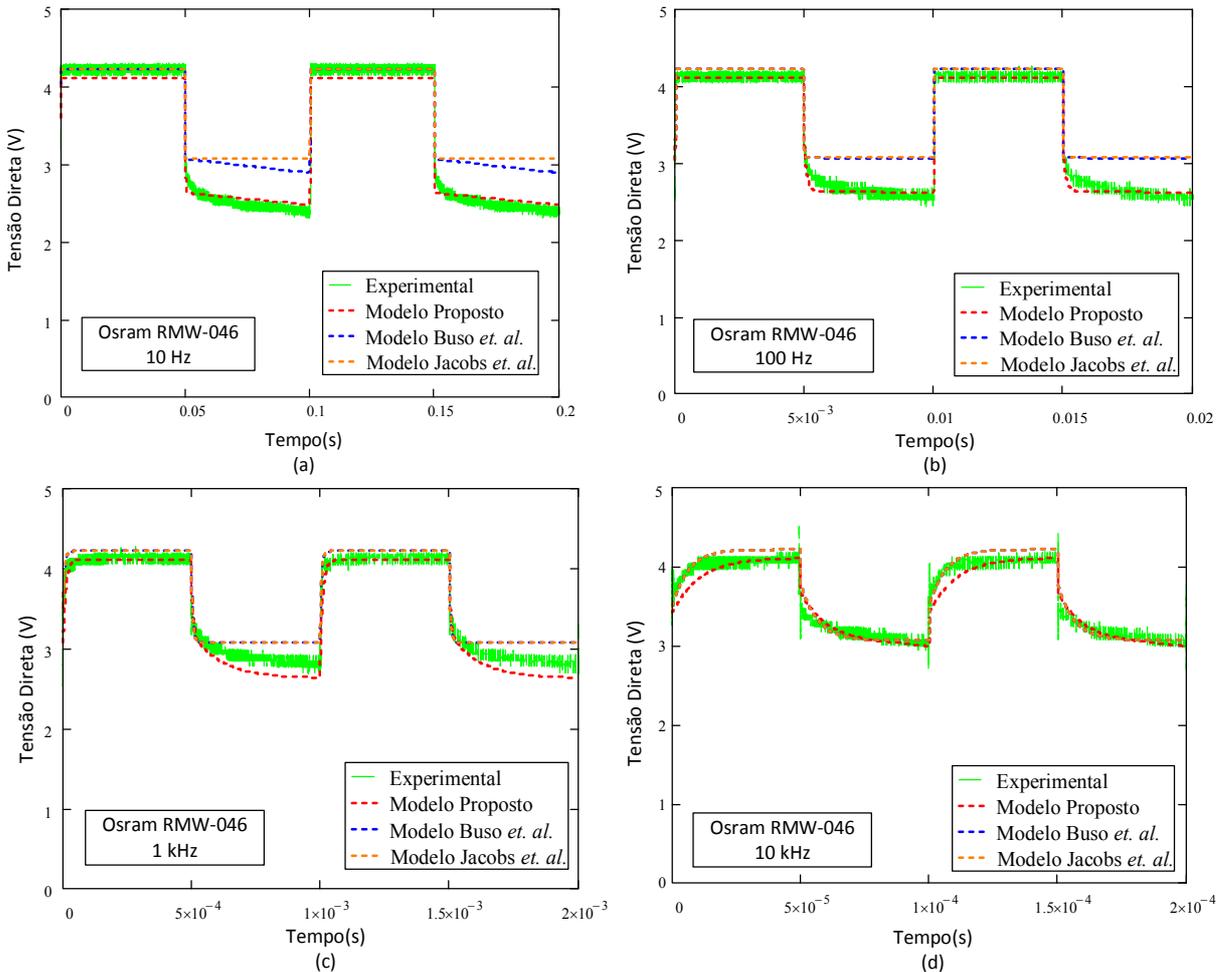


Figura 3.20- Comparativo entre modelos empregando o simulador computacional e os resultados experimentais para frequências de (a) 10 Hz (b) 100 Hz (c) 1 kHz e (d) 10 kHz.

A partir dos resultados da Figura 3.20 pode-se observar a deficiência do modelo proposto por Jacobs *et al.*, o qual não consegue descrever a dinâmica de descarga lenta em função da ausência da resistência de dispersão em paralelo com a capacitância geométrica.

O modelo proposto por Pinot e Buso *et al.* apresenta resultados satisfatórios para altas frequências, mas conforme a frequência diminui os erros tornam-se mais significativos, e são provocados principalmente pela ausência da capacitância de difusão, pois apenas a capacitância geométrica é incapaz de representar satisfatoriamente a resposta dinâmica do dispositivo sob elevada corrente de polarização.

Os resultados obtidos para o modelo proposto foram satisfatórios desde a operação em baixa frequência, neste caso 10 Hz, até frequências mais elevadas como 10 kHz. Portanto, embora o modelo proposto seja mais complexo estruturalmente pois necessita de pelo menos cinco elementos a mais que o modelo de Buso *et al.*, ele é capaz de reproduzir a resposta de um OLED com maior fidelidade em uma ampla faixa de frequência.

#### 3.2.5.2. Validação do modelo elétrico dinâmico

Para validar o modelo elétrico dinâmico foram utilizadas quatro amostras de OLEDs: Osram RMW-046, Osram CDW-031, Philips GL-30 e Philips GL-55. Os OLEDs foram acionados por uma fonte de corrente pulsada, emulando um acionamento com PWM, a amplitude da corrente foi ajustada para ser igual a corrente nominal de cada amostra de OLED. A razão cíclica foi de 50% e foram empregadas três frequências distintas (100 Hz, 1 kHz e 10 kHz).

O mesmo procedimento experimental foi simulado no simulador elétrico computacional, os valores inseridos em cada um dos elementos que compõem o modelo são apresentados na Tabela 3.1. As simulações realizadas consideram o regime estacionário, tanto elétrico, quanto térmico. A capacitância  $C_d$  foi definida de acordo com o ponto de operação de cada OLED.

O modelo foi construído utilizando o procedimento matemático descrito na seção 3.2.1. Para isto foram empregados os valores mostrados na Tabela 3.1 para cada um dos componentes.

O comparativo entre os resultados experimentais, de simulação e obtidos com o modelo são apresentados na Figura 3.21 para os OLEDs do fabricante Osram e na Figura 3.22 para os OLEDs fabricados pela Philips.

Tabela 3.1- Valores utilizados na construção do modelo para validação.

	Osram CDW-031	Osram RMW-046	Philips GL-30	Philips GL-55
$V_o$ (V)	2,84	3,07	6,32	6,43
$V_{bi}$ (V)	2,31	2,63	5,92	5,92
$R_e$ ( $\Omega$ )	1,34	1,6	2,60	3,067
$R_s$ ( $\Omega$ )	1,29	2,66	1,79	1,49
$R_{bi}$ ( $\Omega$ )	30,96	26	10,7	11,9
$R_p$ ( $\Omega$ )	$500 \times 10^3$	$350 \times 10^3$	$70 \times 10^3$	$60 \times 10^3$
$C_g$ (F)	$2,62 \times 10^{-6}$	$2,37 \times 10^{-6}$	$494 \times 10^{-9}$	$519 \times 10^{-9}$
$C_d$ (F)	$4,84 \times 10^{-6}$	$2 \times 10^{-6}$	$697 \times 10^{-9}$	$910 \times 10^{-9}$

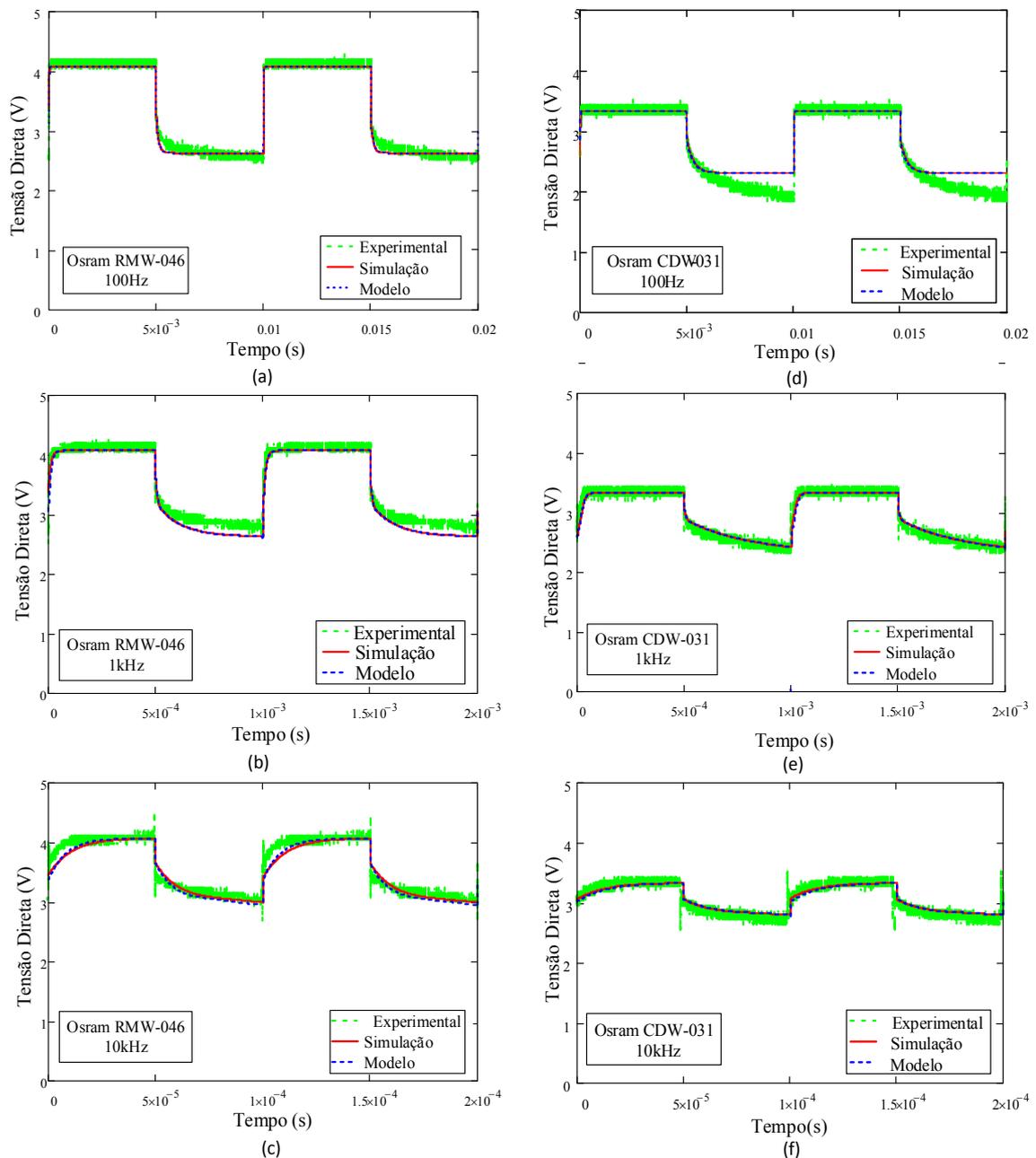


Figura 3.21- Comparativo dos resultados experimental, de simulação e do modelo para o Osram RMW-046 (a) 100Hz (b) 1kHz (c) 10kHz e para o Osram CDW-031 (d) 100Hz (e) 1 kHz e (f) 10kHz.

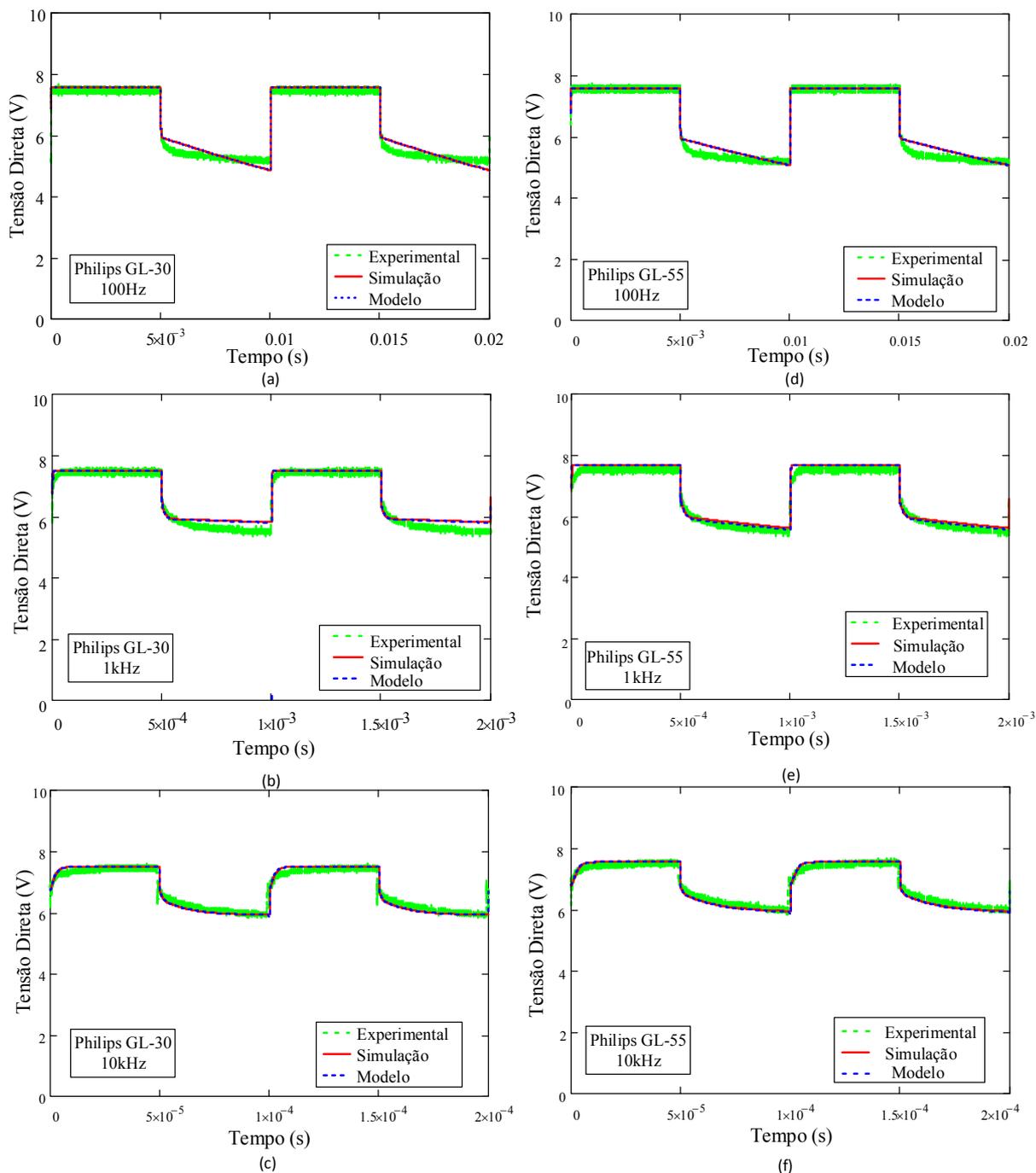


Figura 3.22- Comparativo dos resultados experimental, de simulação e do modelo para o Philips GL-30 (a) 100Hz (b) 1kHz (c) 10kHz e para o Philips GL-55 (d) 100Hz (e) 1 kHz (f) 10kHz.

A partir dos resultados mostrados na Figura 3.21 e na Figura 3.22 pode-se observar uma boa aproximação entre os resultados de simulação e do modelo. Existem pequenas discrepâncias, principalmente sob alta frequência, neste caso 10 kHz. No entanto, estas diferenças podem ser consideradas desprezíveis.

No que diz respeito a precisão do modelo quando comparado aos resultados experimentais. No caso de 10 kHz para o Osram RMW-046, mostrado na Figura 3.21(c), existe uma discrepância de 240 mV ou aproximadamente 7%. Esse foi o maior erro observado para o caso da frequência igual a 10 kHz.

Considerando a frequência de 1 kHz, o maior desvio percebido foi nos resultados da Figura 3.21(b) e Figura 3.21(b), com erros relativos de 7,3% e -8,9%, respectivamente.

O erro relativo máximo para a frequência de 100 Hz foi observado para o OLED CDW-031 na Figura 3.21(d), onde existe uma divergência de 305 mV ou 15%.

Com os resultados obtidos pode-se inferir que o erro diminui com o aumento da frequência. Nos casos avaliados, o modelo se mostrou mais preciso para 10 kHz e 1 kHz em relação à 100 Hz. Portanto, em frequências abaixo de 1 kHz o modelo torna-se menos preciso e deve ser usado com maior cuidado.

Com respeito ao comportamento dos dispositivos, podem ser observadas as duas dinâmicas de tempo, rápida para a carga e lenta para a descarga, como já destacado na seção 3.2.1. Em relação a isto pode-se observar que ocorre uma redução na diferença de tensão ( $\Delta V_f$ ) entre o estado estacionário e a tensão mínima ( $\Delta V_f = V_{ss} - V_{min}$ ) conforme a frequência aumenta, por exemplo, para 100 Hz,  $\Delta V_f = 1,45$  V enquanto para 10 kHz  $\Delta V_f = 1,07$  V. Isso ocorre porque sob operação em alta frequência a capacitância intrínseca não é capaz de descarregar-se totalmente antes de iniciar o próximo ciclo, logo a tensão mínima não alcança níveis tão baixos. Isso demonstra uma característica de filtro passa baixas ao OLED, uma vez que o dispositivo possui a capacidade de permitir a circulação de sinais de baixa frequência e atenuar os sinais de frequência elevada.

#### 3.2.5.3. Construção de um modelo equivalente para validação do modelo elétrico dinâmico

Um modelo teórico e de simulação é uma ferramenta importante para o projeto de sistemas de iluminação empregando OLEDs. No entanto, os OLEDs ainda são dispositivos de difícil aquisição e de custo elevado, logo um modelo equivalente construído fisicamente e com a capacidade de representar o comportamento de um OLED real é desejável.

Com esse objetivo um modelo físico equivalente (MFE) é proposto. Esse modelo é útil no desenvolvimento de circuitos de acionamento para OLEDs, pois durante o período de testes pode emular a carga do circuito de acionamento sem que o projetista corra o risco de danificar

um OLED real, isso economiza tempo e custos no processo de confecção de circuitos eletrônicos dedicados ao acionamento de OLED.

O modelo físico equivalente proposto é mostrado na Figura 3.23. Este modelo foi construído de tal forma que para emular as fontes de tensão dos braços dos diodos empregou-se um arranjo de um transistor PNP com um amplificador operacional. Os valores de  $V_{bi}$  e  $V_o$  são ajustados via potenciômetros para fornecer uma tensão de referência ao amplificador operacional. Os valores das capacitâncias  $C_g$  e  $C_d$  são obtidos pela conexão em série ou paralelo de capacitores com valores comerciais, até alcançar-se o valor desejado. Os resistores são emulados por potenciômetros capazes de prover a regulagem precisa das resistências e os diodos são componentes discretos. Uma fotografia do modelo físico equivalente é mostrada na Figura 3.24.

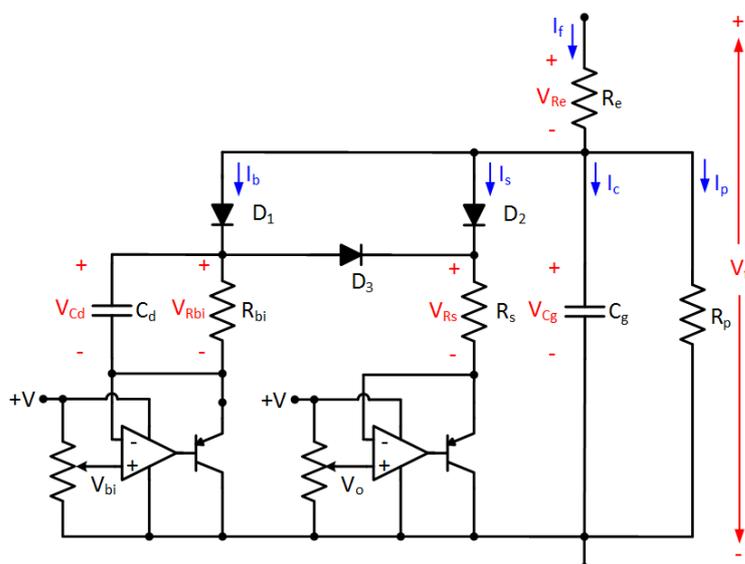


Figura 3.23- Modelo físico equivalente proposto para um OLED.

Um exemplo de implementação, referindo-se ao dispositivo RMW-046 da Osram é mostrado na Figura 3.25, com os respectivos componentes eletrônicos empregados na sua construção. Juntamente, encontra-se o circuito empregado no acionamento do modelo, o qual funciona como uma fonte de corrente controlada pela realimentação negativa do amplificador operacional.

Para validação o modelo foi submetido a diferentes condições de operação e as formas de onda de tensão e corrente foram medidas juntamente com a resposta do dispositivo real. Algumas amostras dos resultados obtidos são mostradas na Figura 3.26.

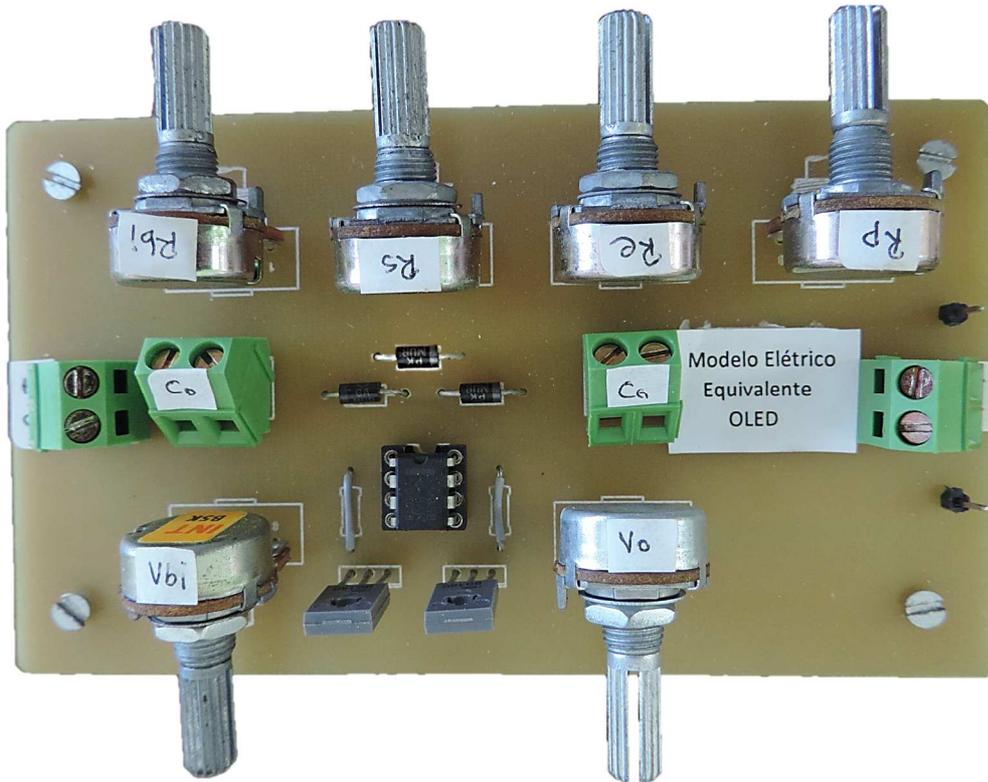


Figura 3.24- Modelo físico equivalente implementado para um OLED.

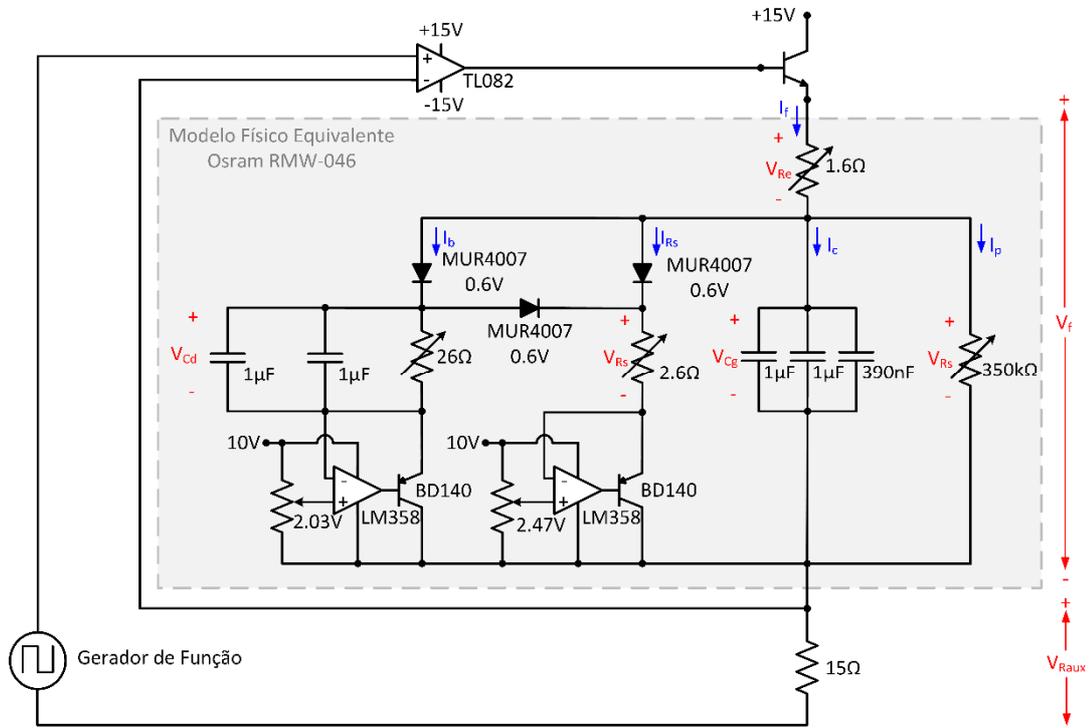


Figura 3.25- Modelo físico equivalente proposto para um OLED Osram RMW-046 juntamente com o circuito de acionamento para validação.

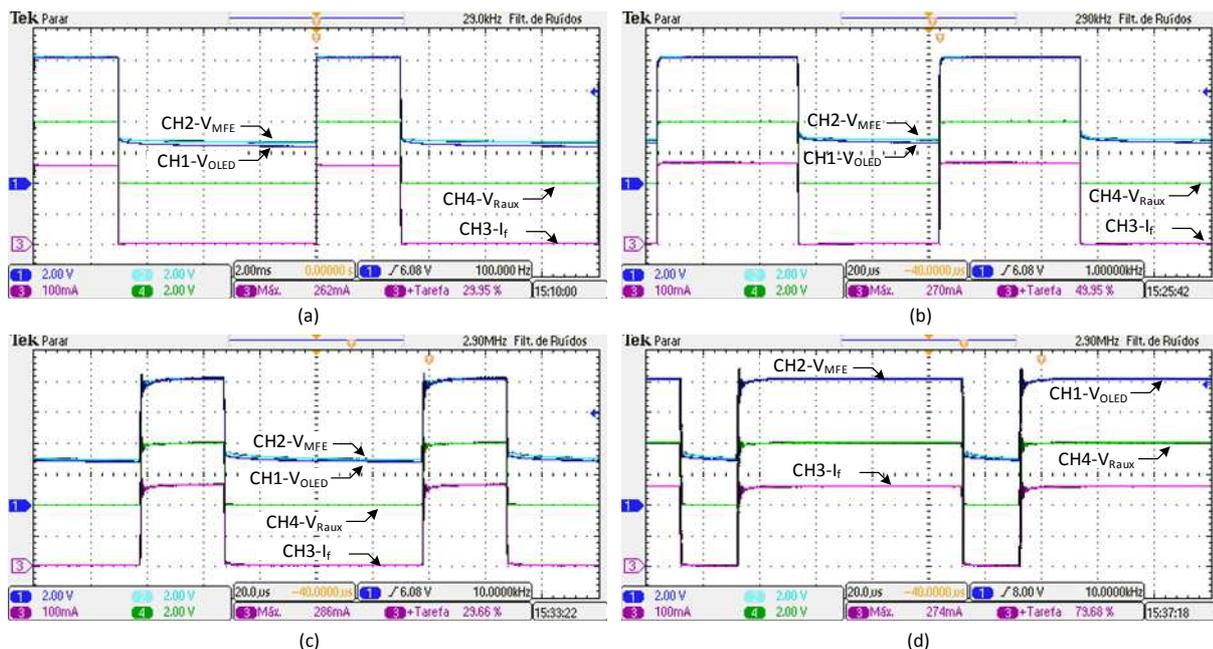


Figura 3.26- Resultados experimentais do OLED e do modelo físico equivalente (MFE) para: (a)  $f=100$  Hz  $D=30\%$  (b)  $f=1$  kHz  $D=50\%$  (c)  $f=10$  kHz  $D=30\%$  (d)  $f=10$ kHz  $D=80\%$ .

Observando os resultados mostrados na Figura 3.26 pode-se perceber grande semelhança entre o resultado obtido com o MFE e a resposta de tensão do OLED. O modelo respondeu satisfatoriamente para diferentes frequências e também diferentes razões cíclicas, o que valida a sua construção e utilização como emulador de um OLED real.

#### 3.2.5.4. Validação do modelo escalar-eletro-térmico dinâmico

Com a validação do modelo elétrico dinâmico é possível verificar a sua influência na dinâmica térmica do circuito. Para isso, empregou-se o modelo escalar-eletrotérmico dinâmico proposto na Figura 3.15 e a equação que descreve matematicamente a dependência da temperatura do encapsulamento em função da potência elétrica, dada por (3.29).

A validação foi realizada acionando os OLEDs Osram RMW-046 e o CDW-031 com corrente constante e igual a corrente nominal de 270 mA e 186 mA, respectivamente. A temperatura ambiente do ensaio de validação foi controlada com um aquecedor e ventilador em aproximadamente 25°C. Um sensor de temperatura LM35 que transforma a variação de temperatura em variação de tensão com resolução de 10 mV/°C e precisão de 0,5°C, foi anexado à superfície do OLED e a dinâmica de temperatura no tempo foi medida com auxílio de um osciloscópio.

O resultado experimental é comparado com o resultado modelado com a equação (3.29) na Figura 3.27. Pode-se observar uma boa aproximação entre os resultados obtidos,

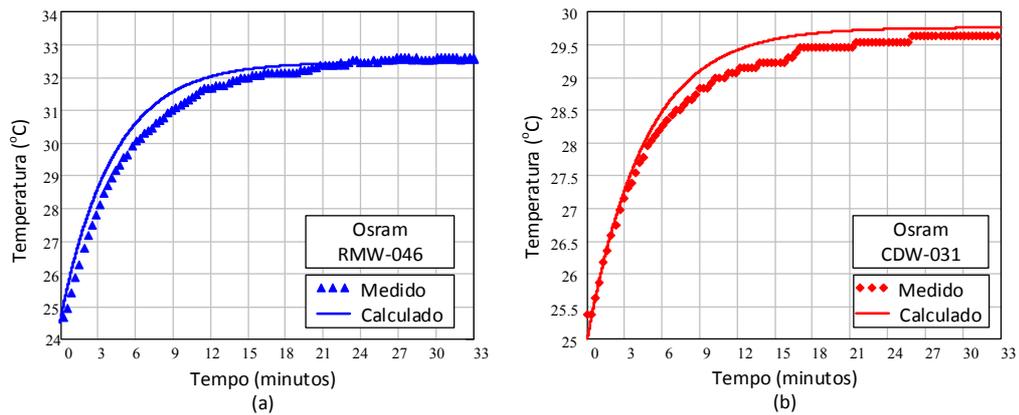


Figura 3.27- Resultados teóricos e experimentais do (a) Osram RMW-046 (b) Osram CDW-031 para a temperatura do encapsulamento.

demonstrando um transitório térmico de aproximadamente 24 minutos para o OLED Osram RMW-046 e de 30 minutos para o Osram CDW-031. Isso se justifica em função das capacitâncias térmicas de ambos os OLEDs, que é de 22,78 J/°C e 24,42 J/°C para o Osram RMW-046 e o CDW-031, respectivamente. Logo, conclui-se que o transitório térmico é fortemente dependente das dimensões do dispositivo, uma vez que a capacitância térmica depende do volume do mesmo.

A influência da temperatura do desempenho dinâmico elétrico foi modelada considerando o acionamento do OLED Osram RMW-046 com pulsos de corrente com valor máximo de 270 mA sob diferentes temperaturas (25°C, 35°C e 45°C). Para isso a mesma plataforma de testes empregada na validação do modelo físico equivalente mostrada na Figura 3.25 foi utilizada para acionar o OLED com frequências de 100 Hz, 1 kHz e 10 kHz e razão cíclica de 50%. Um aquecedor e um ventilador foram empregados para controlar a temperatura dentro da caixa onde o OLED foi inserido.

Os resultados obtidos são mostrados na Figura 3.28, e a partir deles pode-se verificar experimentalmente que ocorre uma redução da tensão direta com o aumento da temperatura, fenômeno que foi reproduzido pelo modelo com boa aproximação, validando o modelo escalar-eletro-térmico proposto.

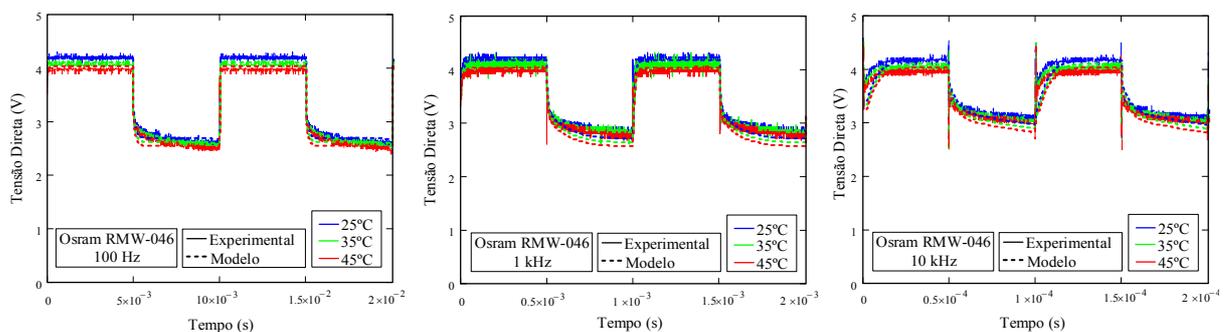


Figura 3.28- Validação do modelo escalar-eletro-térmico através da medição da tensão direta sob três temperaturas distintas para o OLED Osram RMW-046.

### 3.2.5.5. Validação do modelo escalar-foto-eleto-térmico dinâmico

Para validação do modelo EFET o OLED foi inserido dentro de uma caixa escura com temperatura ambiente controlada, como ilustra o esquemático da plataforma de testes da Figura 3.29. O OLED foi acionado com pulsos de corrente de amplitude máxima igual a sua corrente nominal com frequência e razão cíclica variável. Um fotosensor que converte luz em tensão TSL254 da *Texas Instruments* foi empregado para realizar as medições. Esse modelo de fotosensor foi escolhido por apresentar tempo de subida e tempo de descida de  $2\mu\text{s}$ , fator importante principalmente para obtenção de resultados com operação em alta frequência.

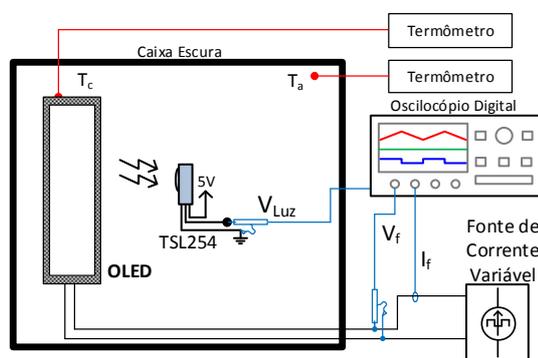


Figura 3.29- Plataforma de testes para validação do modelo EFET através da medição da luminância.

Os dispositivos foram submetidos a pulsos de corrente com razões cíclicas de (30%, 50% e 80%) e frequências (100 Hz, 1 kHz e 10 kHz). Deste modo, foi possível obter uma amostra geral do comportamento do dispositivo. Os resultados experimentais medidos com o fotosensor são comparados com os resultados do modelo e de simulação na Figura 3.30. Os resultados do modelo consideram a tensão sobre o resistor  $R_s$  obtidos com (3.44), como explicado anteriormente. Os resultados de simulação são baseados na medição da tensão sobre  $R_s$  no simulador computacional.

Para melhor visualização, os resultados de luminância da Figura 3.30 foram normalizados. No que diz respeito à precisão do modelo, é visível uma maior precisão a 100Hz, em comparação com 1 kHz e 10 kHz. O erro máximo observado foi de 8,9% para o caso da Figura 3.30(i). Esta discrepância é devido à simplificação no modelo matemático, o comportamento capacitivo dinâmica em função da tensão e frequência, e, finalmente, pelo atraso do fotosensor.

Embora existam pequenas diferenças entre os resultados medidos e modelados, a modelagem pode ser considerada válida porque é possível estimar a imagem da forma de onda da luminância no tempo por meio da resposta da tensão sobre  $R_s$  do modelo proposto.

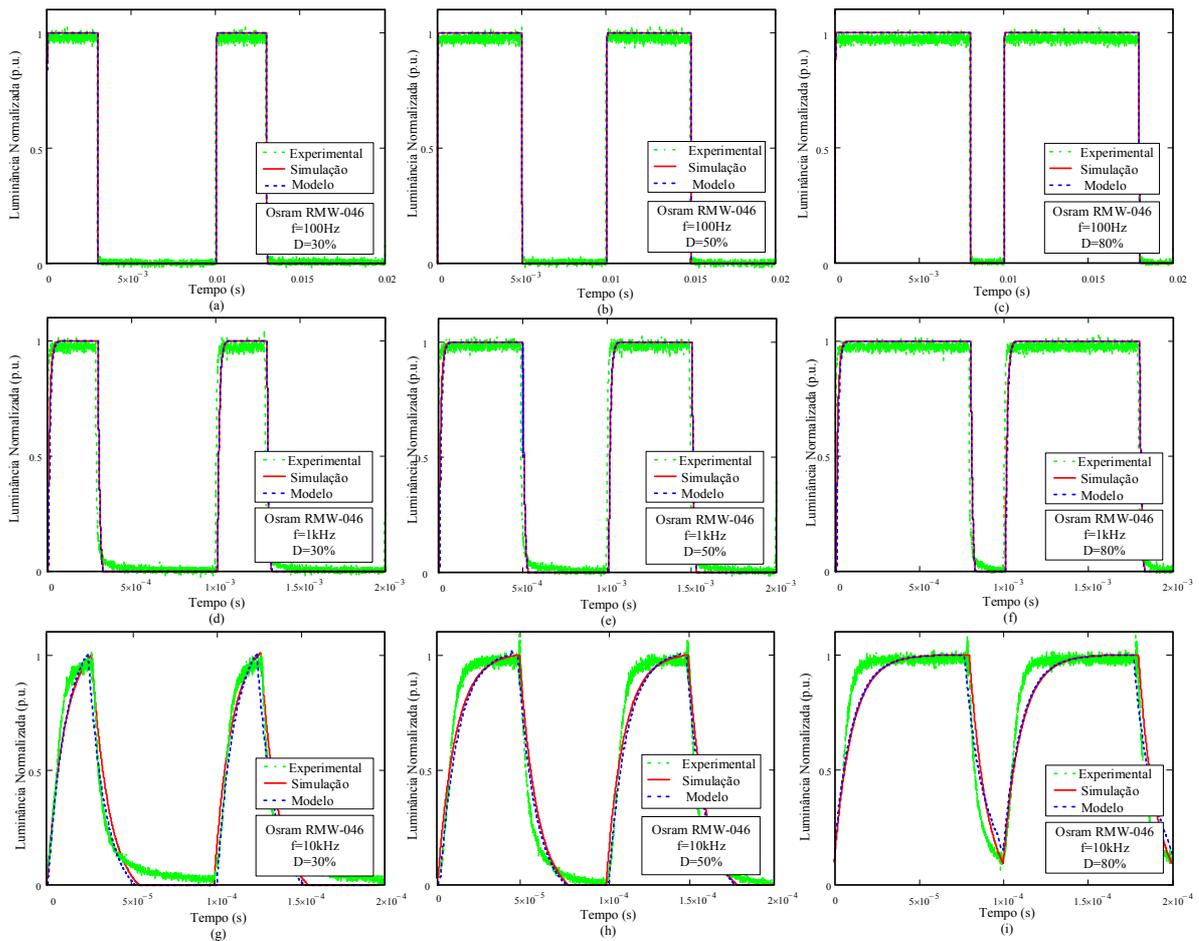


Figura 3.30- Validação do modelo EFET dinâmico através da medição da luminância com fotosensor e a modelagem e simulação da luminância através da tensão sobre o resistor  $R_s$  para o OLED Osram RMW-046.

A temperatura afeta o desempenho dinâmico fotométrico do OLED através da redução da luminância em função do aumento da temperatura de operação, tal como acontece com a tensão exibida na Figura 3.28. O efeito da temperatura sobre a luminância pode ser visto nos resultados da Figura 3.31, onde se percebe um decréscimo de aproximadamente 0,84% na luminância para cada grau Celsius de incremento na temperatura.

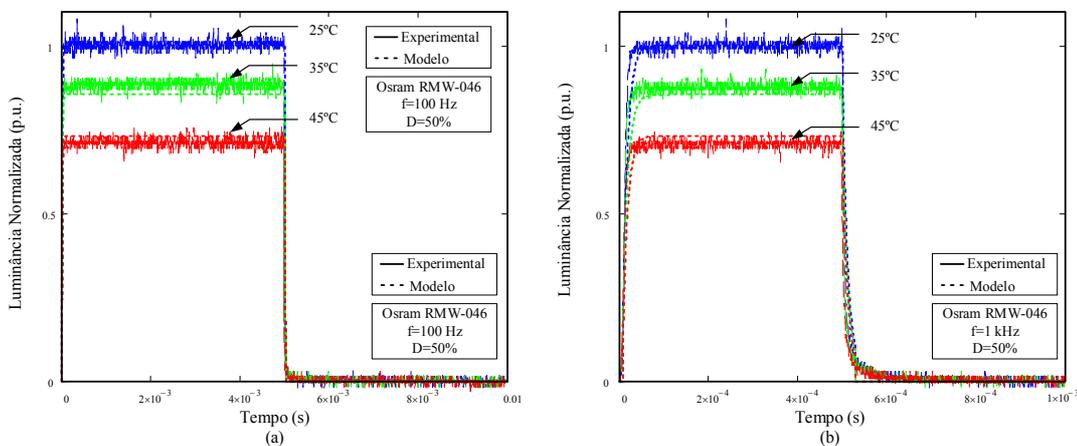


Figura 3.31- Efeito da temperatura na resposta dinâmica da luminância (a) Osram RMW-046 operando a 100 Hz (b) Osram RMW-046 operando a 1 kHz..



### 3.4. Conclusão

Esse capítulo apresentou a modelagem dinâmica de OLEDs. Uma abordagem das possíveis aplicações de OLEDs com necessidade de resposta dinâmica foi apresentada. O principal diferencial entre o modelo de um LED para um OLED é o valor da capacitância intrínseca e a influência da mesma no desempenho do dispositivo. Nesse sentido um estudo bibliográfico abordou o estado da arte da caracterização dinâmica dos OLEDs quanto à capacitância geométrica e de difusão.

Um método de identificação da capacitância intrínseca para OLEDs foi proposto, esse método é capaz de descrever a dependência da capacitância com a tensão do dispositivo. Embora seja um procedimento de aproximação, baseado no método dos mínimos quadrados e no uso de um algoritmo de minimização do erro, os resultados comparativos da modelagem com as medições foram favoráveis para a validação da análise proposta.

Adicionalmente, foi abordada a influência da temperatura no desempenho elétrico dinâmico. As capacitâncias térmicas são as responsáveis por ditar o transitório térmico de aquecimento do OLED e também foram descritas e identificadas. Por fim, as características fotométricas dinâmicas, foram abordadas sob diferentes condições de corrente, temperatura, frequência e razão cíclica. Os resultados encontrados quando o modelo foi confrontado com resultados de simulação e experimentais corroboram para a validade do modelo.



## CAPÍTULO 4

### ANÁLISE FOTOMÉTRICA DE OLEDs

---

#### 4.1. Introdução

Neste capítulo serão apresentados estudos fotométricos de OLEDs. Inicialmente serão abordados alguns conceitos importantes para o desenvolvimento dos estudos. Posteriormente, resultados experimentais serão apresentados descrevendo a caracterização dos OLEDs sob diferentes condições de operação.

Os domínios elétricos, fotométricos e térmicos serão correlacionados de forma a apresentar informações importantes no desenvolvimento de luminárias e circuitos de acionamentos para OLEDs.

#### 4.2. Conceitos Fotométricos

A luz visível para o olho humano é uma onda eletromagnética que possui comprimento de onda definido entre 380 a 780 nanômetros. A fotometria tem a função de descrever e caracterizar a gama dos comprimentos de onda que compreendem o espectro visível. Dentre as grandezas fotométricas pode-se destacar:

O fluxo luminoso, medido em lumens (lm), é a potência de radiação que efetivamente é sensível ao olho. A eficácia luminosa mede a quantidade de lumens produzida por uma determinada potência elétrica, é medida em lumens por Watt (lm/W).

A intensidade luminosa quantifica a intensidade sensível ao olho humano emitida por uma fonte em determinada direção, é medida em candelas (cd).

Por iluminância, entende-se a intensidade da luz incidente em uma superfície, é medida em lux (lx) ou lúmens por metro quadrado (lm/m<sup>2</sup>).

A luminância é a intensidade de luz emitida por uma área, dada em candelas por metro quadrado (cd/m<sup>2</sup>).

A colorimetria é empregada para quantificar e descrever fisicamente a percepção da luz pelo olho humano. Diversos são os métodos para desenvolver estudos colorimétricos, entre eles estão os diagramas de cor e as coordenadas cromáticas.

Considera-se que o olho humano possui três tipos de sensores de cor, divididos em azul, vermelho e verde. Esses sensores respondem de forma diferente para cada comprimento de onda. Baseando-se nesse princípio procurou-se determinar um modelo de cor padrão, denominado de triestímulos e quantificado em grandezas X, Y e Z. Onde a curva que descreve a grandeza Y também representa a intensidade da cor emitida, também chamado de fator de luminância, é utilizado para normalizar os valores XYZ.

Os triestímulos XYZ são parte do processo para determinação de uma cor. As cores são melhores descritas empregando as coordenadas cromáticas x e y derivadas dos triestímulos XYZ.

Como forma de representação das cores empregando as coordenadas cromáticas x e y, em 1931 a Comissão Internacional de Iluminação, do francês, *Commission Internationale de l'Eclairage* (CIE), padronizou a representação de cores através do Sistema Colorimétrico de Referência CIE 1931, mostrado na Figura 4.1(a), e posteriormente o Sistema Colorimétrico de Referência CIE 1964. A diferença entre os dois sistemas está ligada a uma extensão angular de visão do observador entre 1° e 4°. Após estudos em 1960 a CIE adotou uma variante do sistema, conhecida como Escala Uniforme de Cromaticidade, originando o sistema CIE 1976, mostrado na Figura 4.1(b) e que emprega uma conversão de xy para u'v' (COSTA, 2005).

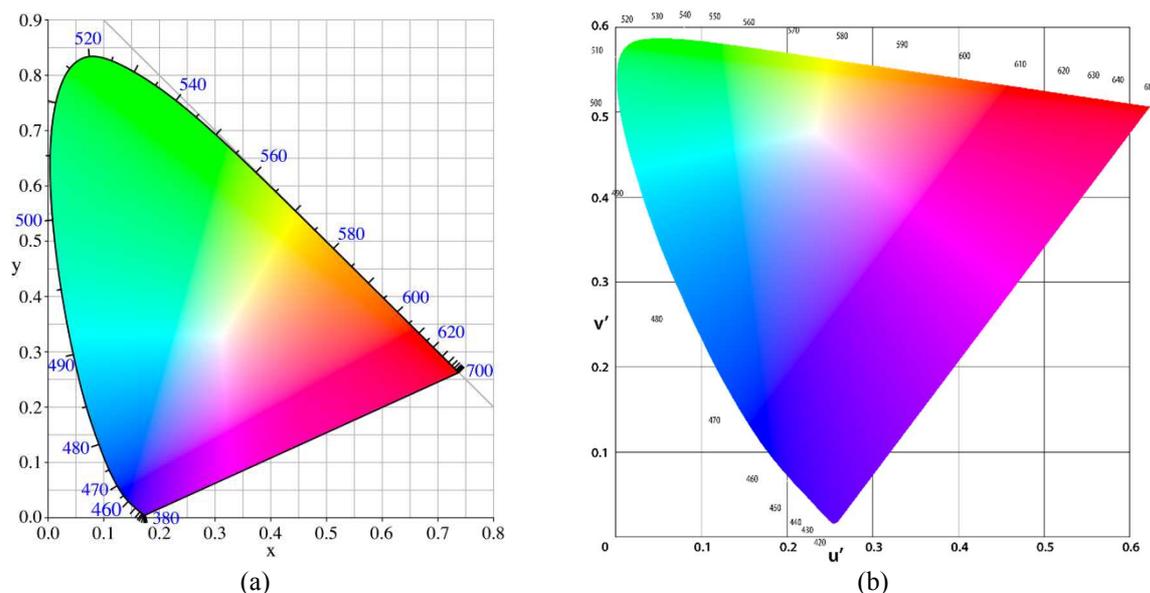


Figura 4.1- Diagramas de representação de cores (a) CIE 1931 (b) CIE 1976.

É importante destacar que ainda existem outros sistemas e diagramas de representações cromáticas, no entanto, os citados previamente podem ser considerados os mais usuais.

Através das coordenadas cromáticas, sejam elas  $xy$  ou  $u'v'$ , é possível representar qualquer cor presente nos diagramas. As coordenadas cromáticas são úteis porque determinam exatamente a cor que é emitida por uma fonte de luz. Isso é particularmente importante em sistemas de iluminação, pois deseja-se que a cor produzida pelo sistema permaneça constante durante o seu período de funcionamento.

Neste sentido, em 1942 foram realizados estudos por David MacAdam que delimitaram regiões no diagrama CIE 1931 onde o olho humano é incapaz de distinguir diferenças de cores. Mais tarde essas regiões ficaram conhecidas com elipses de MacAdam, como ilustra o diagrama da Figura 4.2, onde as elipses possuem um tamanho dez vezes maior que seu tamanho real (MACADAM, 1942).

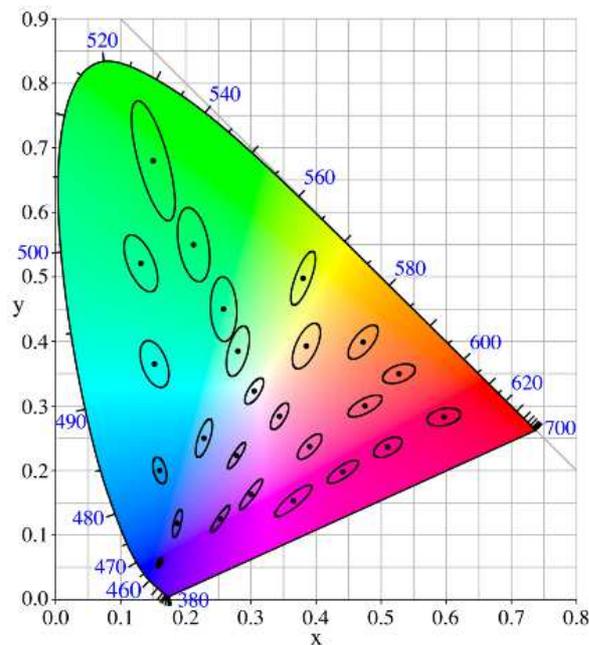


Figura 4.2- Diagrama CIE 1931 com as elipses de MacAdam.

Quando se trata de iluminação empregando luz branca é possível utilizar a norma ANSI-NEMA-ANSLG C78.377 de 2008 que apresenta especificações de cromaticidade para produtos de iluminação em estado sólido. Essa norma é baseada nos sistemas CIE e correlaciona as coordenadas cromáticas com a temperatura de cor correlata (TCC). Enquanto a cromaticidade da luz é expressa em coordenadas tais como  $(x,y)$  ou  $(u',v')$ , a cromaticidade para luz branca pode também ser expressa pela TCC e a sua distância do Locus Planckiano (ANSI-NEMA-ANSLG-C78.377, 2008).

Na norma C78.377 são padronizadas as TCC e são dadas determinadas tolerâncias de variação de acordo com cada TCC. Sendo menores as tolerâncias para baixas TCC e maiores tolerâncias para altas TCC. As tolerâncias são representadas graficamente através de quadrângulos que delimitam uma faixa de TCC, como mostra a Figura 4.3.

O índice de reprodução de cores é a medida de quão similar são as cores de um objeto sob uma determinada iluminação em comparação com o objeto iluminado pelo iluminante padrão da mesma TCC. O cálculo do IRC clássico, padronizado pela norma CIE 13.3 de 1995, em síntese, consiste de um primeiro passo de determinação da TCC para escolha de qual iluminante será empregado nos passos seguintes. Posteriormente, a diferença de cor de quinze cores padronizadas é calculada utilizando a distribuição espectral da luminária à ser avaliada em comparação com o iluminante de referência. Empregando uma rotina matemática e o sistema CIE 1964, chega-se a uma diferença de cor, denominada  $\Delta E_i$  que é usada para calcular os índices de reprodução de cor especiais ( $R_i$ ). Após o cálculo dos quinze índices de reprodução de cor especial é realizada a média aritmética das oito primeiras amostras de cor, resultando no índice de reprodução de cor geral ( $R_a$ ) (HUNT; POINTER, 2011).

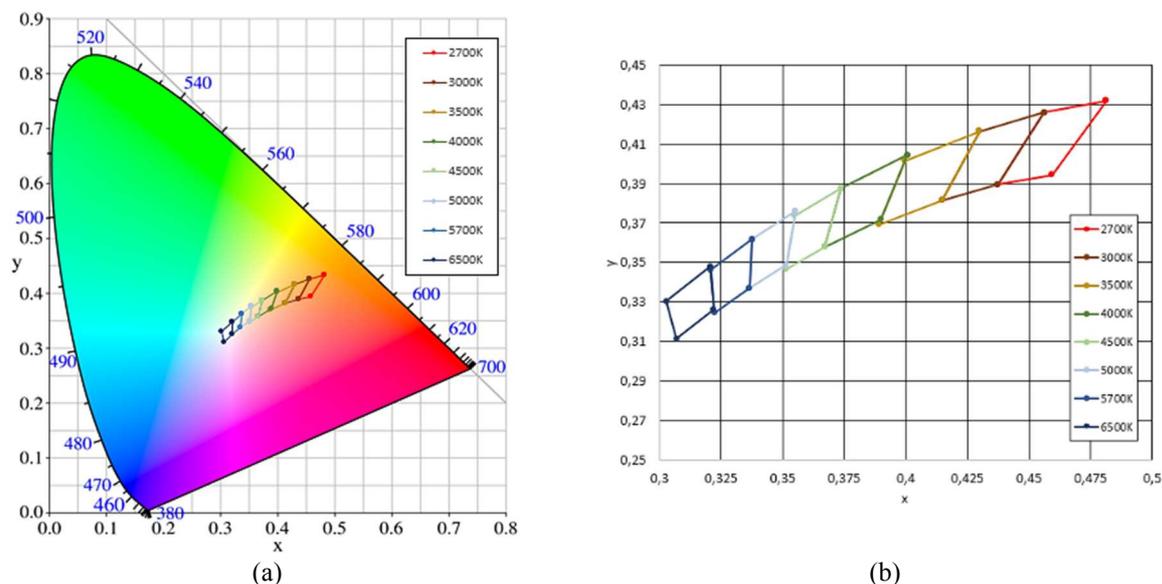


Figura 4.3- Quadrângulos de tolerância da norma C78.377 (a) CIE 1931 (b) Detalhe dos quadrângulos.

### 4.3. Caracterização Fotométrica de OLEDs

A caracterização fotométrica dos OLEDs foi realizada empregando a plataforma de testes mostrada na Figura 2.39. Foram realizados diversos testes, com o objetivo de evidenciar comportamentos diferentes e que auxiliem o projetista no processo de desenvolvimento de sistemas de iluminação que emprega OLEDs.

#### 4.3.1. Efeitos Térmicos nas Características Fotométricas

Para avaliação dos efeitos térmicos nas características fotométricas foram realizados testes empregando o OLED Osram RMW-046 sob diferentes temperaturas de operação. O procedimento de teste consistiu no ajuste da corrente de acionamento do OLED na faixa de 50 a 400 mA, com passo de 50 mA. A temperatura no interior da esfera integradora foi controlada empregando um ventilador e um aquecedor, e as medições foram obtidas após o sistema atingir o regime térmico. Foram consideradas três temperaturas distintas (25°C, 35°C e 45°C). Os resultados experimentais obtidos neste processo de caracterização são apresentados na Figura 4.4.

A Figura 4.4(a) apresenta as coordenadas cromáticas para a corrente de 250 mA nas três temperaturas avaliadas. Pelo resultado obtido pode-se perceber que existe uma tendência de deslocamento nas coordenadas cromáticas que parte de TCCs mais quentes no sentido de TCCs mais frias. Esse comportamento também ocorre na Figura 4.4(d), onde é perceptível um leve deslocamento no sentido de comprimentos de onda menores. Resultados semelhantes foram obtidos por Poppe *et al.* em 2009 (POPPE *et al.*, 2009a).

O deslocamento cromático afeta a TCC, como é visualizado na Figura 4.4(b). Conforme a temperatura aumenta, ocorre também um aumento na TCC do OLED. A variação de temperatura não afeta significativamente o IRC, como mostra a Figura 4.4(c).

Com 25°C a TCC situa-se na faixa de 3000K a 3100K, com o aumento da temperatura ocorre uma elevação da TCC para a faixa de 3300K, como ilustra a Figura 4.4(e) e o detalhe da Figura 4.4(f).

A tendência de deslocamento cromático para comprimentos de onda menores em função do aumento da temperatura está atrelada à redução da energia de recombinação, esse fenômeno já foi reportado para LEDs, e de acordo com a norma CIE 127 de 2007 em LED inorgânicos esse deslocamento é da ordem de 0,1 a 0,3 nm/°C (INTERNATIONAL COMMISSION OF ILLUMINATION, 2007).

Ainda são raras as normas e padronizações específicas para OLEDs aplicados à iluminação. A Comissão Internacional de Eletrotécnica (IEC - *International Electrotechnical Commission*) apresentou em 2013 a IEC 62922 que diz respeito aos requisitos de desempenho para OLEDs. Alguns relatórios técnicos foram propostos, como o TC2-68 sobre métodos de medições ópticas de OLEDs aplicados em iluminação e a TC2-75 que aborda a fotometria de OLEDs curvos e flexíveis (BERGEN *et al.*, 2014).

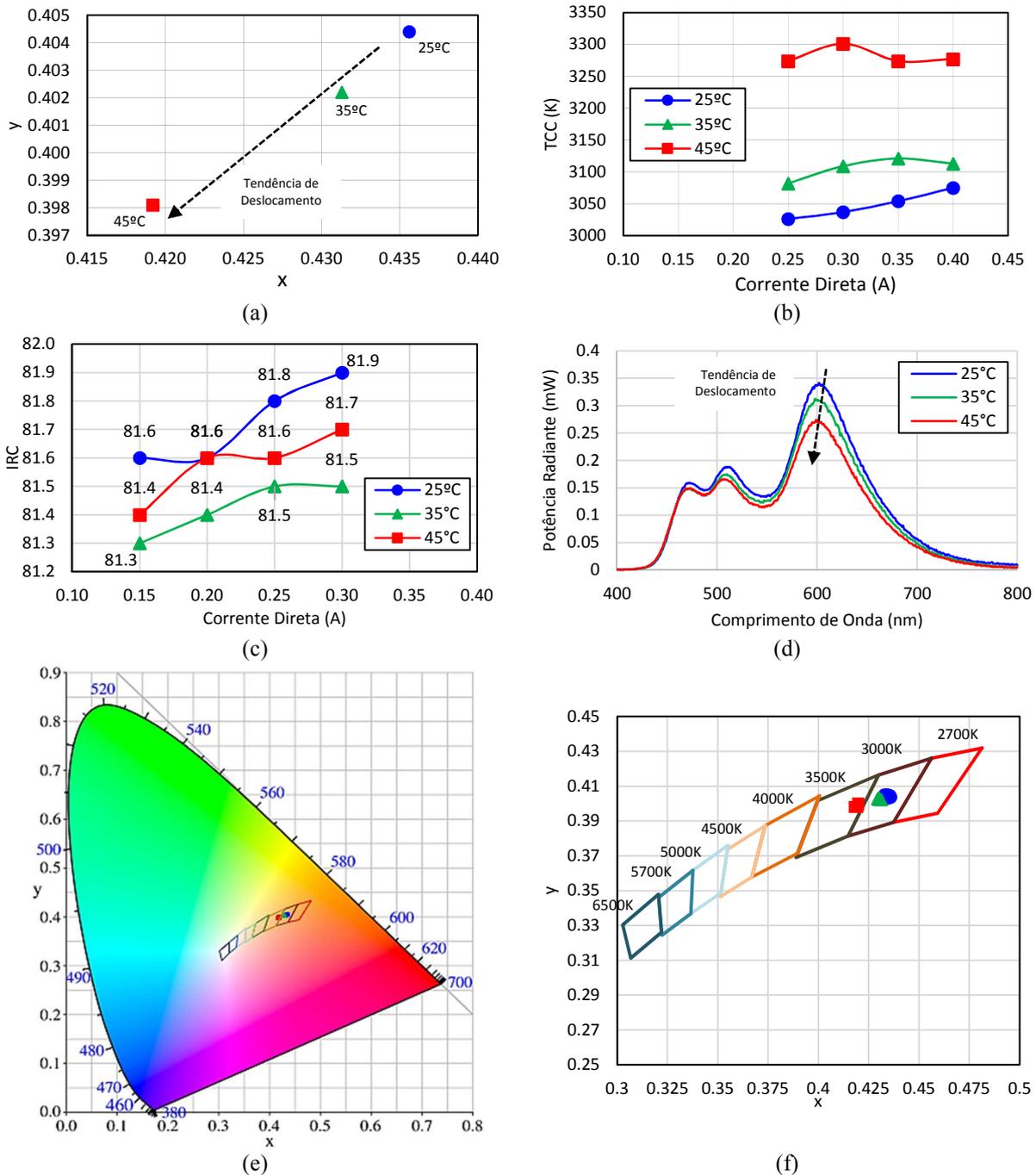


Figura 4.4- Caracterização colorimétrica em função da temperatura OLED Osram RMW-046 (a) Deslocamento cromático (b) Temperatura de cor correlata (c) Índice de Reprodução de Cores (d) Diagrama de Densidade Espectral (e) Diagrama CIE 1931 (f) Detalhe dos quadrângulos da norma C78.377.

### 4.3.2. Efeitos Elétricos nas Características Fotométricas

Não apenas a temperatura pode afetar o desempenho fotométrico dos OLEDs, mas também a corrente de acionamento do dispositivo. Como forma de verificação, foram realizados estudos empregando os métodos de acionamento mais tradicionais, aplicados também para

LEDs inorgânicos, que compreendem a modulação por amplitude (AM), a modulação por largura de pulso (PWM) e a modulação por dois níveis (BLM), como ilustra a Figura 4.5.

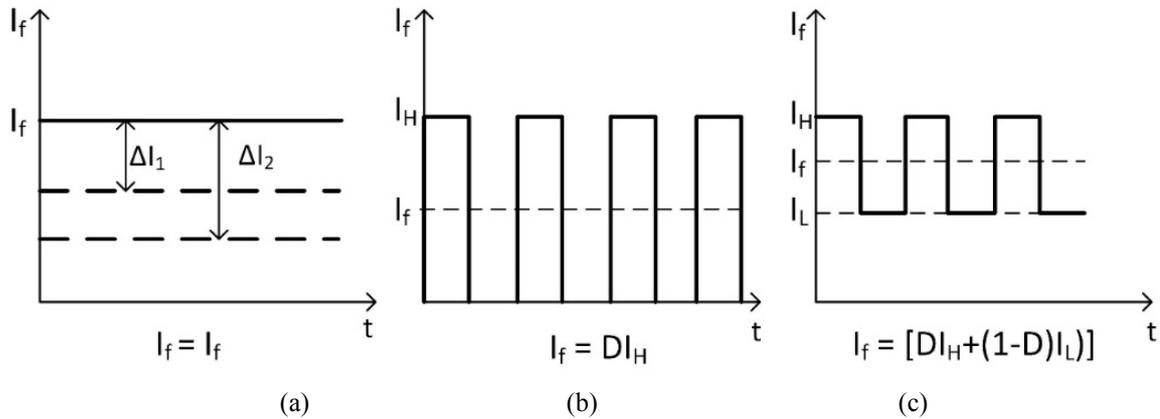


Figura 4.5- Métodos de acionamento por corrente (a) modulação por amplitude (AM) (b) modulação por largura de pulso (PWM) e (c) modulação por dois níveis (BLM).

#### 4.3.2.1. Modulação por Amplitude (AM)

Nesse método a corrente média do OLED é variada linearmente. É o método mais simples de acionamento, não necessitando de interruptores e circuitos adicionais. Para caracterização do OLED acionado com AM foi empregada uma fonte de corrente ajustável Inventfine CHL-8B. A corrente foi ajustada de 200mA até 400mA, com passo de 50mA, e as medições foram realizadas na plataforma de testes mostrada na Figura 2.39. Os resultados para o OLED Osram RMW-046 considerando  $T_a=25^\circ\text{C}$  são apresentados na Figura 4.6.

Observando a Figura 4.6(a) percebe-se o deslocamento cromático quando o OLED é acionado por AM. Existe uma tendência de deslocamento oposta àquela ocorrida em função da elevação de temperatura mostrada na Figura 4.4(a). Conforme o nível de corrente aumenta, há uma tendência do OLED produzir cores com menor TCC, como mostra a Figura 4.6(b), isso considerando a temperatura constante. A variação da TCC máxima e mínima obtida para a AM foi de  $\Delta\text{TCC}=23\text{K}$ .

O IRC sofre pouca variação em função da alteração do nível de corrente, como mostrado na Figura 4.6(c). E conforme mostra a Figura 4.6(d) a densidade do espectro tende a aumentar de amplitude, uma vez que a potência elétrica aumenta proporcionalmente com o nível de corrente. Pela Figura 4.6(e)(f) pode-se perceber a cor produzida pelo OLED e a pequena variação cromática, permanecendo dentro dos quadrângulos estipulados pela norma C78.377.

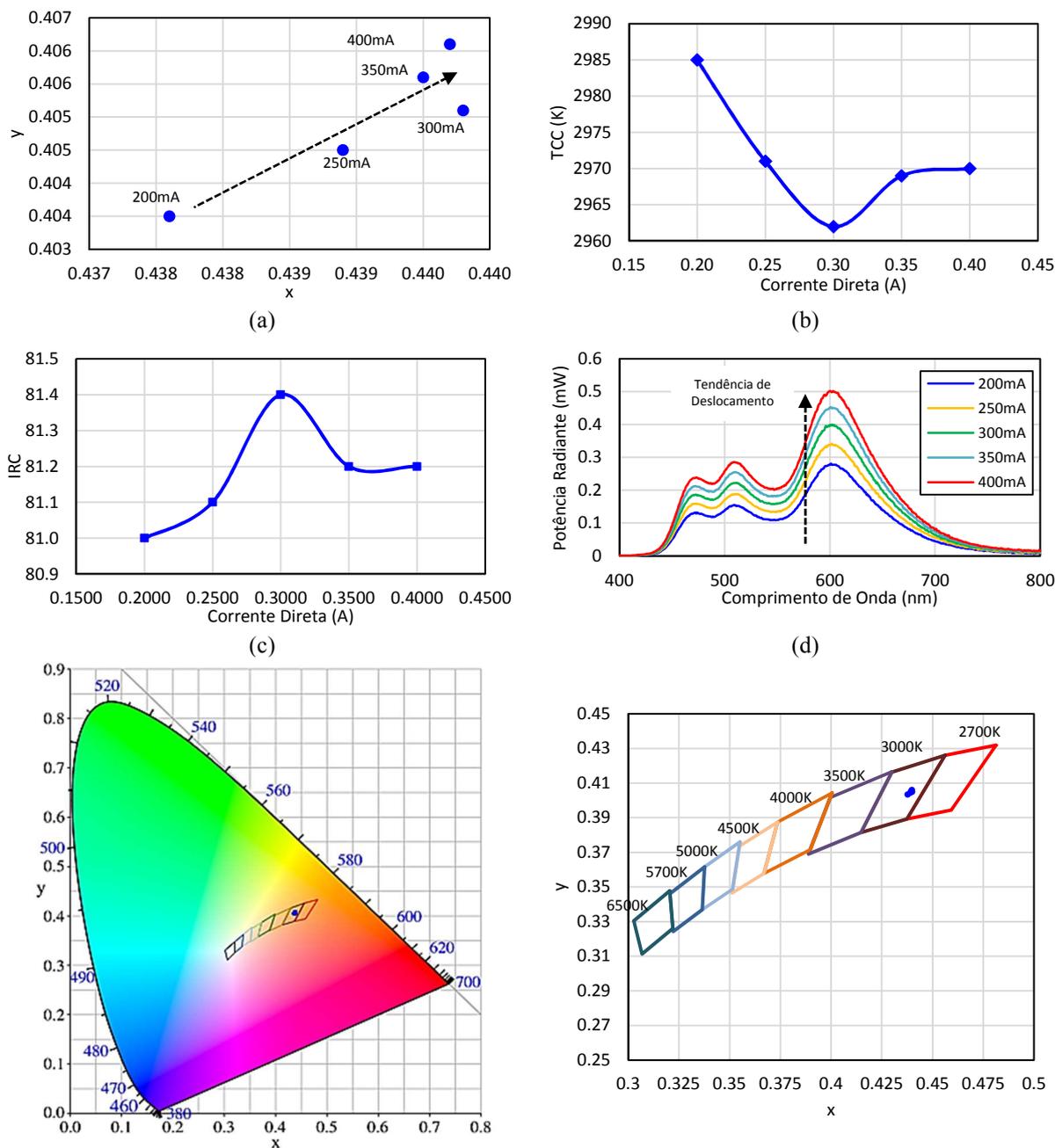


Figura 4.6- Caracterização colorimétrica em função da modulação AM para o OLED Osram RMW-046 (a) Deslocamento cromático (b) Temperatura de cor correlata (c) Índice de Reprodução de Cores (d) Diagrama de Densidade Espectral (e) Diagrama CIE 1931 (f) Detalhe dos quadrângulos da norma C78.377.

#### 4.3.2.2. Modulação por Largura de Pulso (PWM)

A PWM consiste na aplicação de pulsos de corrente para acionar o OLED em uma frequência suficientemente alta a fim de evitar o cintilamento. Assim, o OLED é ligado e desligado ciclicamente e a corrente média é ajustada em função do nível alto de corrente ( $I_H$ ) e da razão cíclica ( $D$ ). Para caracterização do OLED Osram RMW-046 foi empregada uma PWM

com  $I_H=270\text{mA}$  e a razão cíclica foi variada de 10% até 100%, com passo de 10%, no entanto o equipamento de medição só foi capaz de realizar a medida dos valores de cromaticidade com  $D>70\%$ . A Figura 4.7 apresenta duas amostras experimentais da corrente utilizada no acionamento do OLED.

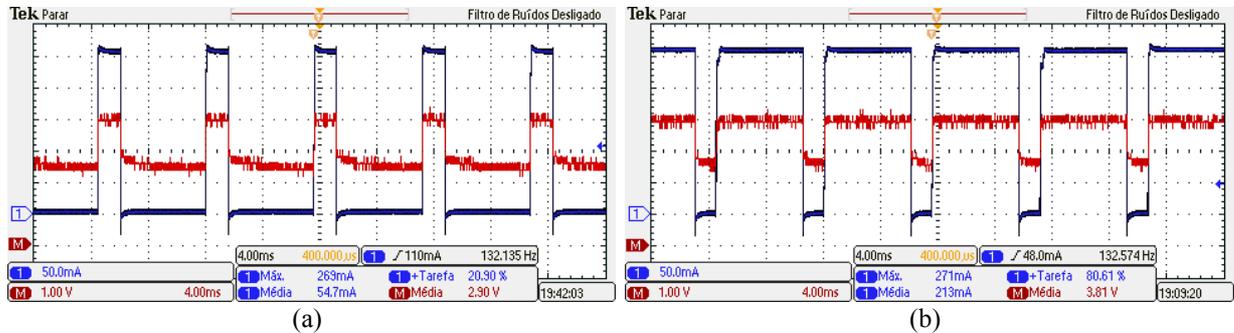


Figura 4.7- Exemplos de resultados experimentais para acionamento do OLED com PWM (a) Razão Cíclica 20% (b) Razão Cíclica 80% (CH1-Corrente do OLED 50mA/div 4ms/div)(CHM-Tensão no OLED 1V/div 4ms/div) ambos na frequência de 133Hz.

Na Figura 4.8 são mostrados os resultados obtidos com o acionamento por PWM. Pode-se observar na Figura 4.8(a) que a tendência de deslocamento cromático é oposta àquela obtida com AM e igual àquela obtida em função da variação da temperatura. Isso justifica um aumento na TCC, como mostra a Figura 4.8(b), quanto maior a razão cíclica e consequentemente o nível médio de corrente, maior também será a TCC. Detectou-se um  $\Delta TCC=48\text{K}$ . O IRC varia ligeiramente, ficando sempre próximo ao valor de 81, como mostra a Figura 4.8(c). Na Figura 4.8(d) percebe-se um aumento da potência radiante proporcionalmente ao aumento de razão cíclica, o que se torna óbvio uma vez que a potência elétrica também aumenta. Na Figura 4.8-(e)(f) é mostrado o diagrama CIE 1931 com a localização das coordenadas cromáticas.

#### 4.3.2.3. Modulação de Dois Níveis (BLM)

Esse tipo de modulação foi inicialmente proposto por Lun *et al.* em 2009 e consiste na modulação por largura de pulso sobreposta a um nível contínuo, ou seja, é uma combinação da modulação AM e da PWM (LUN *et al.*, 2009). A modulação de dois níveis possui um nível alto ( $I_H$ ) e um nível baixo ( $I_L$ ), como mostrado na Figura 4.5(c). A definição da corrente média a ser utilizada no acionamento do OLED é realizada através do ajuste de  $I_L$  e da razão cíclica.

Para a caracterização do OLED Osram RMW-046 foi empregada uma BLM com  $I_H=270\text{mA}$  e  $I_L=100\text{mA}$ , variando a razão cíclica de 60% até 100%, com passo de 10%. Para valores inferiores a 60% o nível de fluxo luminoso é muito baixo e o espectrofotocolorímetro empregado no teste não é capaz de medir com níveis tão baixos.

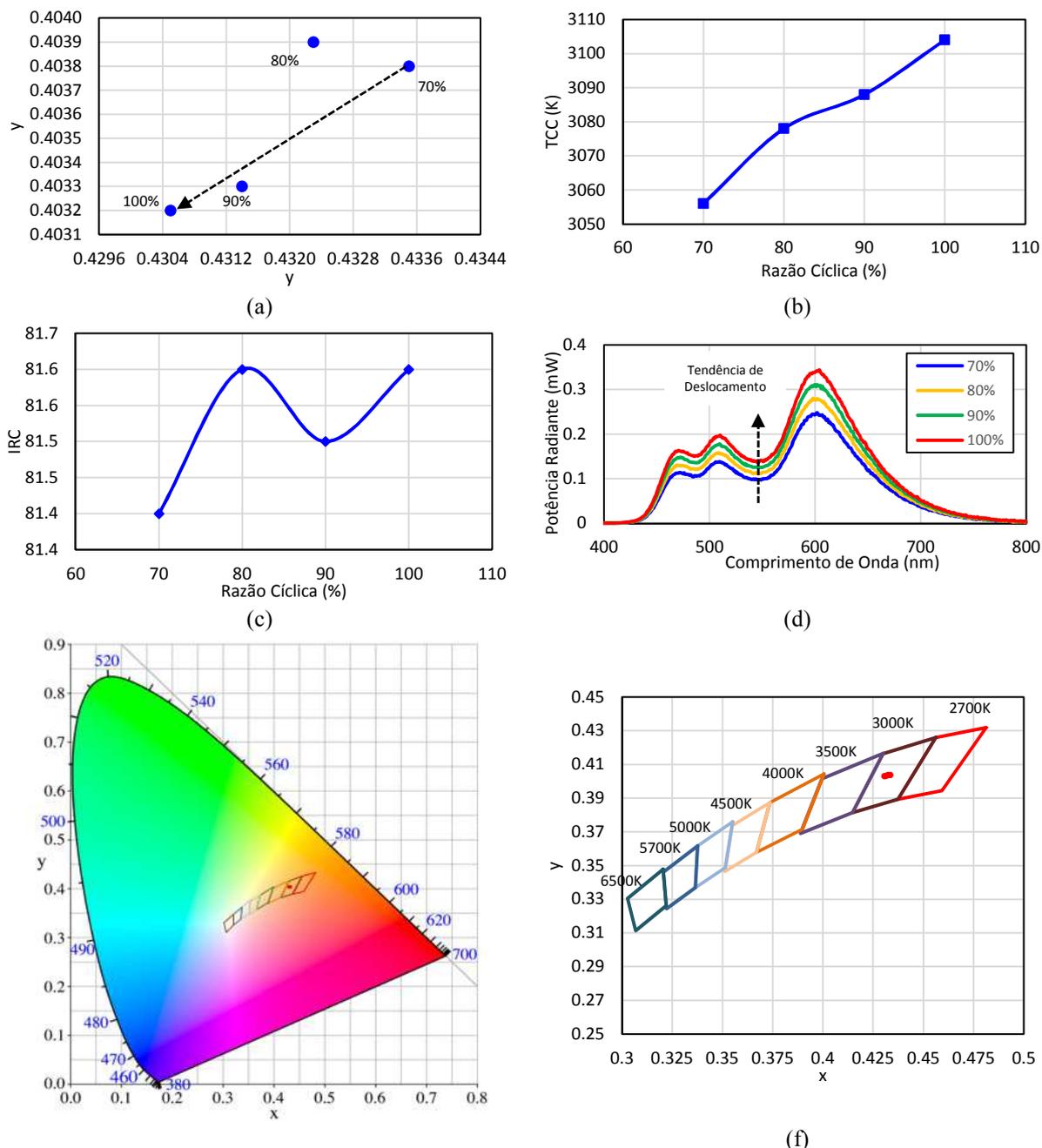


Figura 4.8- Caracterização colorimétrica em função da modulação PWM para o OLED Osram RMW-046 (a) Deslocamento cromático (b) Temperatura de cor correlata (c) Índice de Reprodução de Cores (d) Diagrama de Densidade Espectral (e) Diagrama CIE 1931 (f) Detalhe dos quadrângulos da norma C78.377.

A Figura 4.9 apresenta dois exemplos da BLM empregada no acionamento do OLED.

Na Figura 4.10 são apresentados os resultados obtidos com as medições empregando a BLM. Percebe-se observando a Figura 4.10(a) que a tendência para o deslocamento cromático para a BLM é intermediário àquela encontrada para AM e PWM. Já a variação da TCC foi menor, como mostra a Figura 4.10(b),  $\Delta TCC=21K$ , com uma tendência de aumentar a TCC conforme se eleva a corrente média.

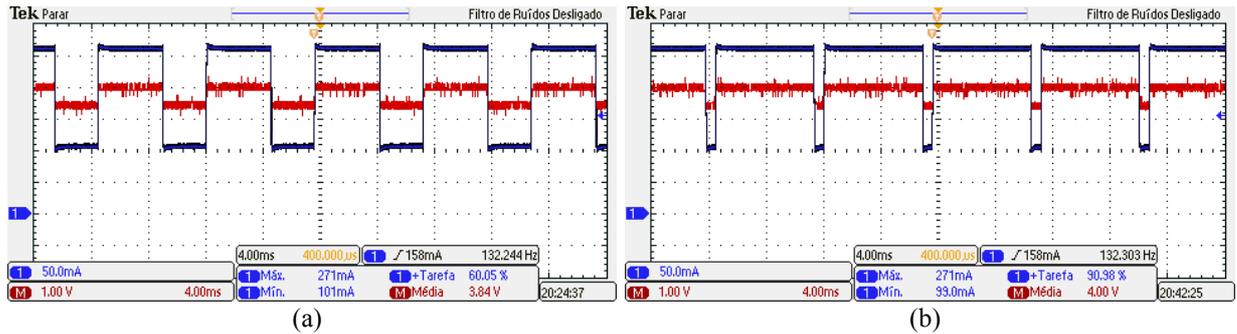


Figura 4.9- Exemplos de resultados experimentais para acionamento do OLED com BLM (a) Razão Cíclica 60% (b) Razão Cíclica 90% (CH1-Corrente do OLED 50mA/div 4ms/div)(CHM-Tensão no OLED 1V/div 4ms/div) ambos na frequência de 133Hz.

A variação do IRC foi desprezível, como mostra a Figura 4.10(c) e o diagrama de densidade de espectro mostra um aumento da potência radiante em função da elevação da potência elétrica que ocorre em função do incremento da razão cíclica.

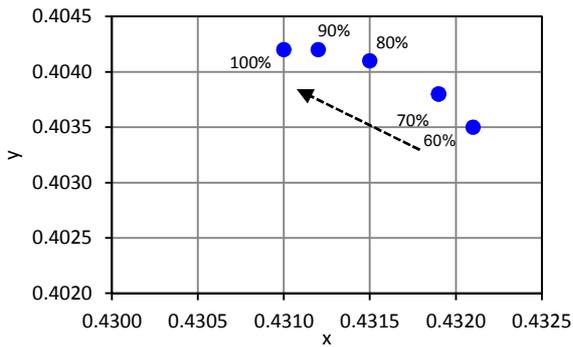
Por fim, a Figura 4.10(e) e a Figura 4.10(f) apresentam o diagrama CIE 1931 com a posição das coordenadas cromáticas e os quadrângulos da norma C78.377, respectivamente. Pode-se verificar que a mudança cromática foi menos pronunciada que nos casos anteriores.

Para verificação da influência do nível baixo de corrente ( $I_L$ ), foram realizados testes com o OLED Osram CDW-031 considerando  $I_L=100\text{mA}$  e  $I_L=150\text{mA}$  e  $I_H=300\text{mA}$  para ambos os casos com uma frequência de 150Hz, como mostram os exemplos de formas de onda da Figura 4.11.

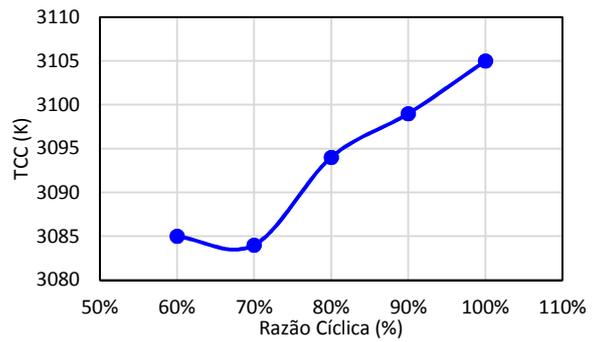
É possível notar pela Figura 4.12(a) a tendência de deslocamento cromático. Um comportamento particular acontece nessa situação. Percebe-se que quanto maior a parcela de nível contínuo (caso de  $I_L=150\text{mA}$ ) mais as coordenadas se deslocam no sentido de comprimentos de onda menores. Conforme se diminui o nível contínuo (caso de  $I_L=100\text{mA}$ ) as coordenadas deslocam-se menos no sentido de comprimentos de onda menores.

Existe uma interação de dois fenômenos, um relacionado com a temperatura e outro com a corrente. Embora o nível de corrente contínua seja maior para o caso de  $I_L=150\text{mA}$ , o qual deveria apresentar uma tendência de emissão com TCC mais alta, pelo fato de operar com um nível contínuo a temperatura eleva-se e a tendência de emissão com TCC mais baixa torna-se mais significativo.

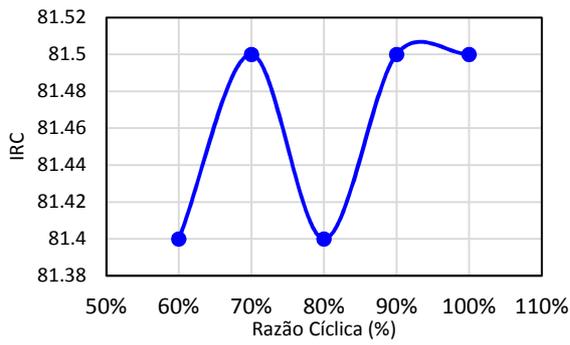
Portanto, pode-se concluir que quanto maior for o nível contínuo, ou seja, o nível  $I_L$ , maior a tendência de deslocamento para comprimentos de onda menores, não devido à corrente, mas sim em função da elevação da temperatura. Logo, pode-se afirmar que existe um ponto de operação empregando a BLM que irá diminuir o deslocamento cromático, esse ponto deve minimizar o deslocamento em função da corrente e em função da temperatura.



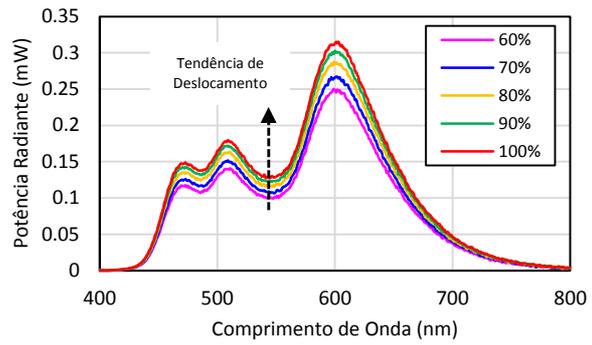
(a)



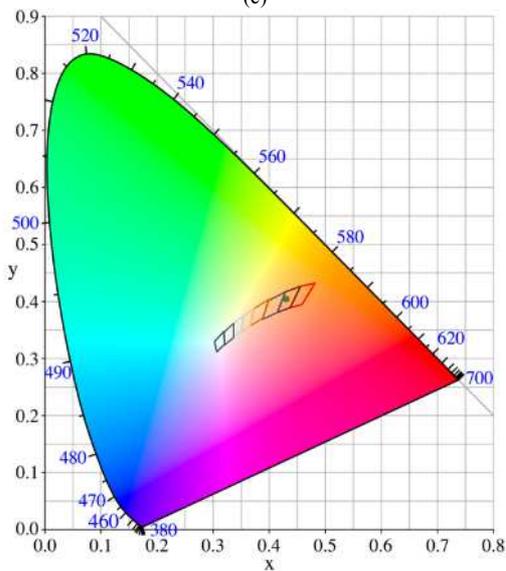
(b)



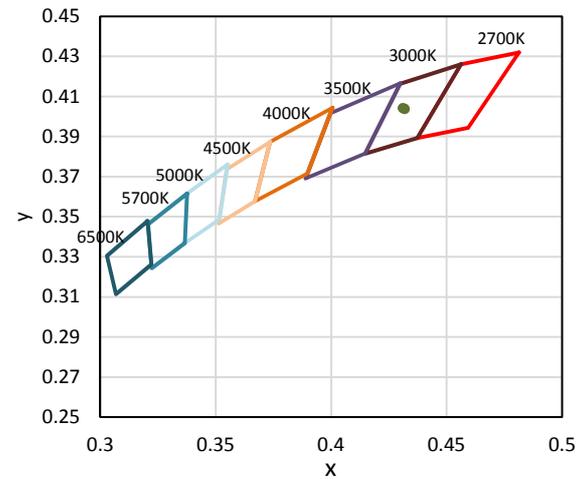
(c)



(d)

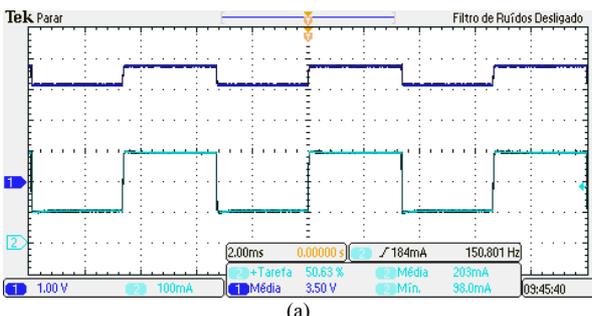


(e)

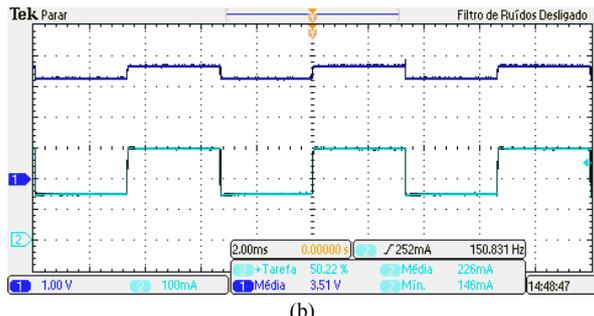


(f)

Figura 4.10- Caracterização colorimétrica em função da BLM para o OLED Osram RMW-046 (a) Deslocamento cromático (b) Temperatura de cor correlata (c) Índice de Reprodução de Cores (d) Diagrama de Densidade Espectral (e) Diagrama CIE 1931 (f) Detalhe dos quadrângulos da norma C78.377.



(a)



(b)

Figura 4.11- Exemplos de resultados experimentais para acionamento BLM (a)  $I_L=100\text{mA}$  (b)  $I_L=150\text{mA}$  (CH1- Tensão OLED 1V/div 2ms/div) (CH2-Corrente OLED 100mA/div 2ms/div). Frequência de 150Hz.

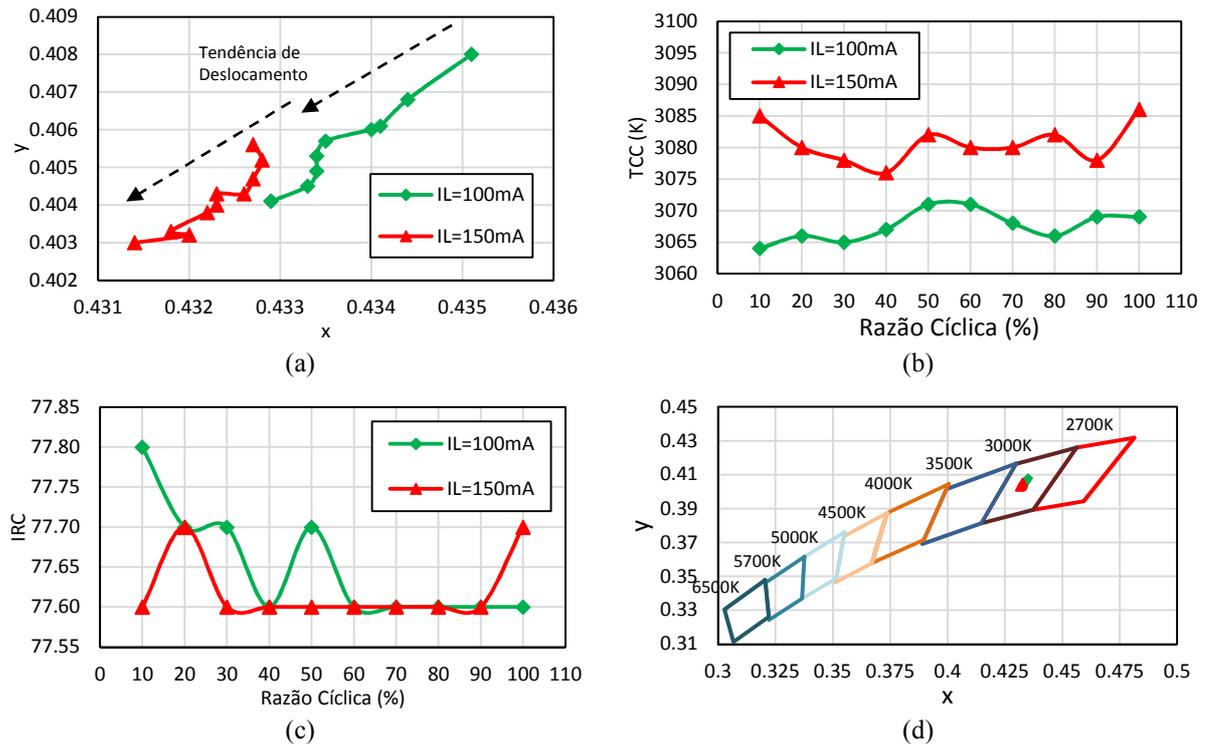


Figura 4.12- Caracterização colorimétrica em função da BLM para o OLED Osram CDW-031 considerando  $I_L$  distintos (a) Deslocamento cromático (b) Temperatura de cor correlata (c) Índice de Reprodução de Cores (d) Detalhe dos quadrângulos da norma C78.377.

#### 4.4. Acionamento com corrente contínua com ondulação

Além dos métodos de ajuste da intensidade luminosa em OLEDs, outro fator importante é a análise do impacto das ondulações de baixa frequência no desempenho fotométrico do OLED. É de interesse especial estudar a ondulação senoidal de corrente de baixa frequência porque esse tipo de forma de onda é resultante do processo de conversão CA-CC presente na maioria dos circuitos eletrônicos conectados à rede elétrica, de forma que essa conversão gera uma ondulação com o dobro da frequência da rede elétrica, por exemplo, 120 Hz.

A caracterização realizada nesta subseção visa analisar os impactos desta ondulação de 120 Hz nos aspectos fotométricos dos OLEDs, com o objetivo de estabelecer limites fotométricos que permitam a redução de capacitâncias em circuitos de acionamento para OLEDs através da possibilidade do aumento da ondulação de corrente.

Os ensaios laboratoriais foram realizados com a mesma plataforma de testes mostrada na Figura 2.39, porém considerando uma fonte de corrente com a possibilidade do ajuste não só da corrente média, como mostra a Figura 4.13(a), mas também da ondulação da corrente, mostrada na Figura 4.13(b).

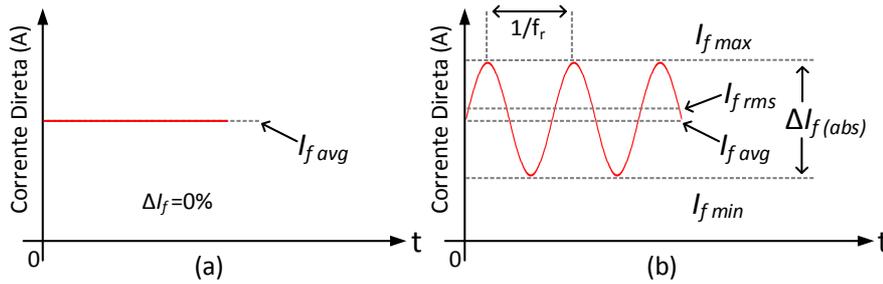


Figura 4.13- Conceitos de corrente e ondulação de corrente empregados no teste de acionamento do OLED com corrente ondulada na frequência de 120Hz.

A forma de onda apresentada na Figura 4.13(b) pode ser representada matematicamente por (4.1)-(4.4):

$$i_f(t) = I_{f\text{ avg}} + \frac{\Delta I_{f(\text{abs})}}{2} \text{sen}(2\pi f_r t) \quad (4.1)$$

$$\Delta I_{f(\text{abs})} = (I_{f\text{ max}} - I_{f\text{ min}}) \quad (4.2)$$

$$\Delta I_{f(\text{pu})} = \frac{\Delta I_{f(\text{abs})}}{I_{f\text{ avg}}} = \frac{(I_{f\text{ max}} - I_{f\text{ min}})}{I_{f\text{ avg}}} \quad (4.3)$$

$$I_{f\text{ rms}} = \sqrt{\left(\frac{\Delta I_{f(\text{abs})}}{2\sqrt{2}}\right)^2 + I_{f\text{ avg}}^2} = \sqrt{\frac{(I_{f\text{ max}} - I_{f\text{ min}})^2}{8I_{f\text{ avg}}^2} + I_{f\text{ avg}}^2} \quad (4.4)$$

Onde  $i_f(t)$  é a corrente no tempo,  $I_{f\text{ avg}}$  é a corrente média,  $\Delta I_{f\text{ abs}}$  é a amplitude absoluta da ondulação,  $I_{f\text{ max}}$  e  $I_{f\text{ min}}$ , são as correntes máxima e mínima, respectivamente, e  $I_{f\text{ rms}}$  é a corrente eficaz.

Para esta caracterização foram empregados dois OLEDs de fabricantes e modelos diferentes. O OLED Osram RMW-046 da Osram e o OLED Lumiblade GL-30 da Philips.

Inicialmente os dispositivos foram caracterizados sob uma corrente de referência, sem ondulação, igual a nominal de 270 mA para o Osram RMW-046 e igual a 200 mA para o Philips GL-30. Sob essas condições foram medidos o fluxo e a eficácia luminosa de referência e as respectivas coordenadas cromáticas.

Após, uma ondulação foi sobreposta à forma de onda da corrente de acionamento do OLED, como ilustram dois exemplos de resultados experimentais mostrados na Figura 4.14. Onde a Figura 4.14(a) mostra a corrente de acionamento do OLED Osram RMW-046 para o caso de 60% de ondulação, enquanto a Figura 4.14(b) mostra a corrente do OLED Philips GL-30 com 100% de ondulação.

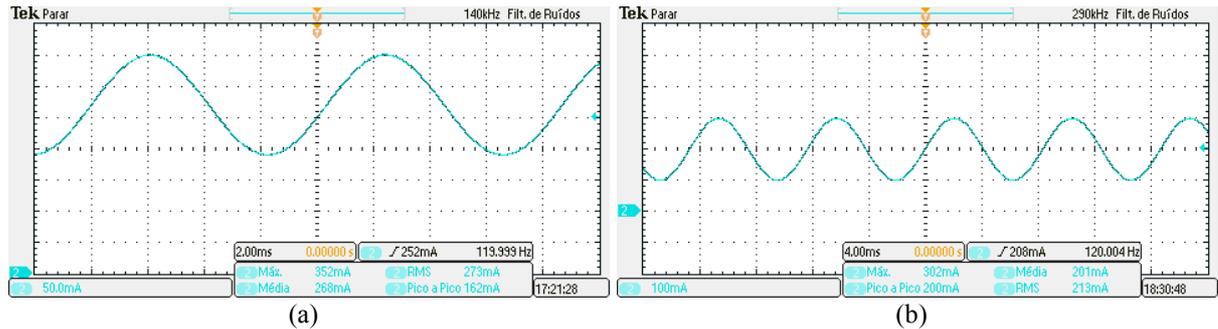


Figura 4.14- Exemplos de formas de onda de corrente com ondulação (a)Osram RMW-046 com 60% de ondulação na corrente (b)Philips GL-30 com 100% de ondulação na corrente.

A caracterização foi realizada considerando a sobreposição de ondulação desde 0% até 100% do valor médio para ambos os OLEDs. Os resultados obtidos para o OLED Osram RMW-046 são apresentados na Figura 4.15. Enquanto a Figura 4.16 apresenta os resultados para o OLED Philips GL-30.

Quanto aos resultados experimentais obtidos, pode-se inferir que o fluxo luminoso não apresenta mudança significativa com o aumento da ondulação da corrente. Entretanto, a eficácia luminosa apresenta uma tendência de redução conforme a ondulação de corrente aumenta. Isso se deve principalmente ao fato do aumento da corrente eficaz, que incrementa a potência aplicada ao dispositivo e por consequência aumenta o denominador do quociente que resulta na eficácia luminosa dada em lúmens por Watt. Resultados similares foram reportados por Almeida *et al.* em 2015 para LEDs inorgânicos (ALMEIDA *et al.*, 2015).

Pelos resultados da Figura 4.15(b) e Figura 4.16(b), pode-se concluir que a queda de eficácia é muito pequena, aproximadamente 1%, enquanto a ondulação é menor que 50%. No entanto, acima de 60% a queda torna-se um pouco mais abrupta e afeta significativamente o desempenho fotométrico dos dispositivos, produzindo redução de até 6% na eficácia luminosa quando ondulações de 100% da corrente média são utilizadas para acionar o dispositivo.

No que se refere ao desvio cromático não foram percebidas mudanças significativas nas coordenadas, como pode-se verificar na Figura 4.15(c) e Figura 4.16(c). Adicionalmente a TCC não sofreu nenhuma mudança pronunciada em função do aumento da ondulação, mesmo para o caso extremo de 100%, como ilustra a Figura 4.15(d) e a Figura 4.16(e).

Quanto ao cintilamento produzido pela ondulação de corrente, não foram observados efeitos significativos. Os resultados obtidos encontram-se dentro dos limites reportados por Bullough *et al.* em 2011, Lehman *et al.* em 2014 e Almeida *et al.* em 2015 para LEDs inorgânicos, uma vez que ainda não existem estudos de cintilamento produzido por OLEDs (BULLOUGH; SWEATER HICKCOX *et al.*, 2011) (LEHMAN; WILKINS, 2014b) (ALMEIDA *et al.*, 2015).

Portanto, considerando o efeito mais significativo visualizado na eficácia luminosa, pode-se atribuir um limite de operação de 50% de ondulação de corrente para que o OLED não sofra degradação significativa nos valores de fluxo e eficácia luminosa. Entretanto, o fabricante Osram recomenda ondulação menor que 15%, enquanto a Philips admite uma ondulação máxima de 30% na corrente dos seus dispositivos. Possivelmente valores recomendados em função do efeito da ondulação de corrente na vida útil do OLED, parâmetro que foge do escopo do presente trabalho (OSRAM, 2014) (PHILIPS, 2014).

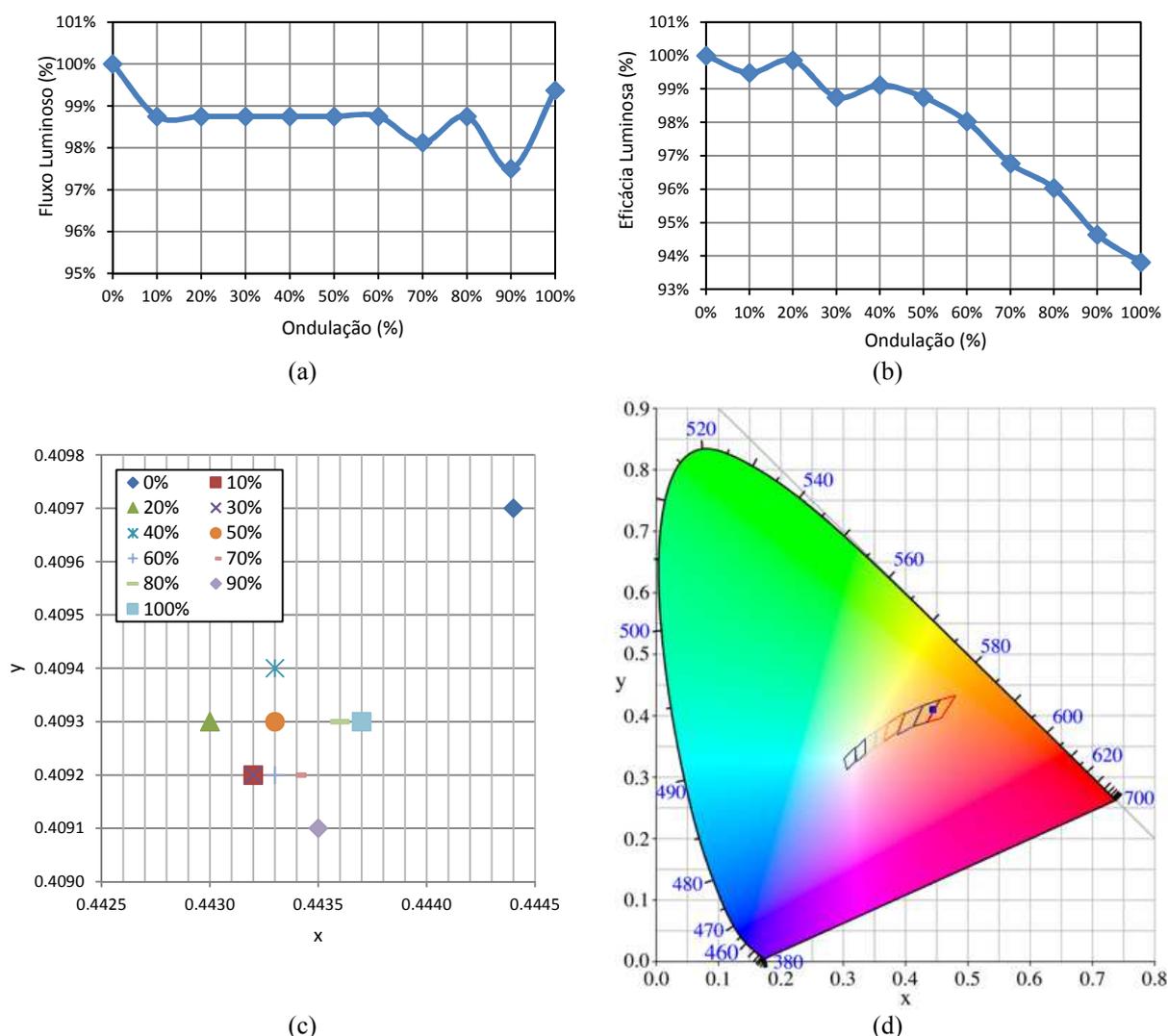


Figura 4.15- Resultados experimentais para o OLED Osram RMW-046 (a) Fluxo versus ondulação (b) Eficácia versus ondulação (c) Variação de coordenadas cromáticas em função da ondulação de corrente (d) Diagrama CIE 1931 com localização da cor emitida.

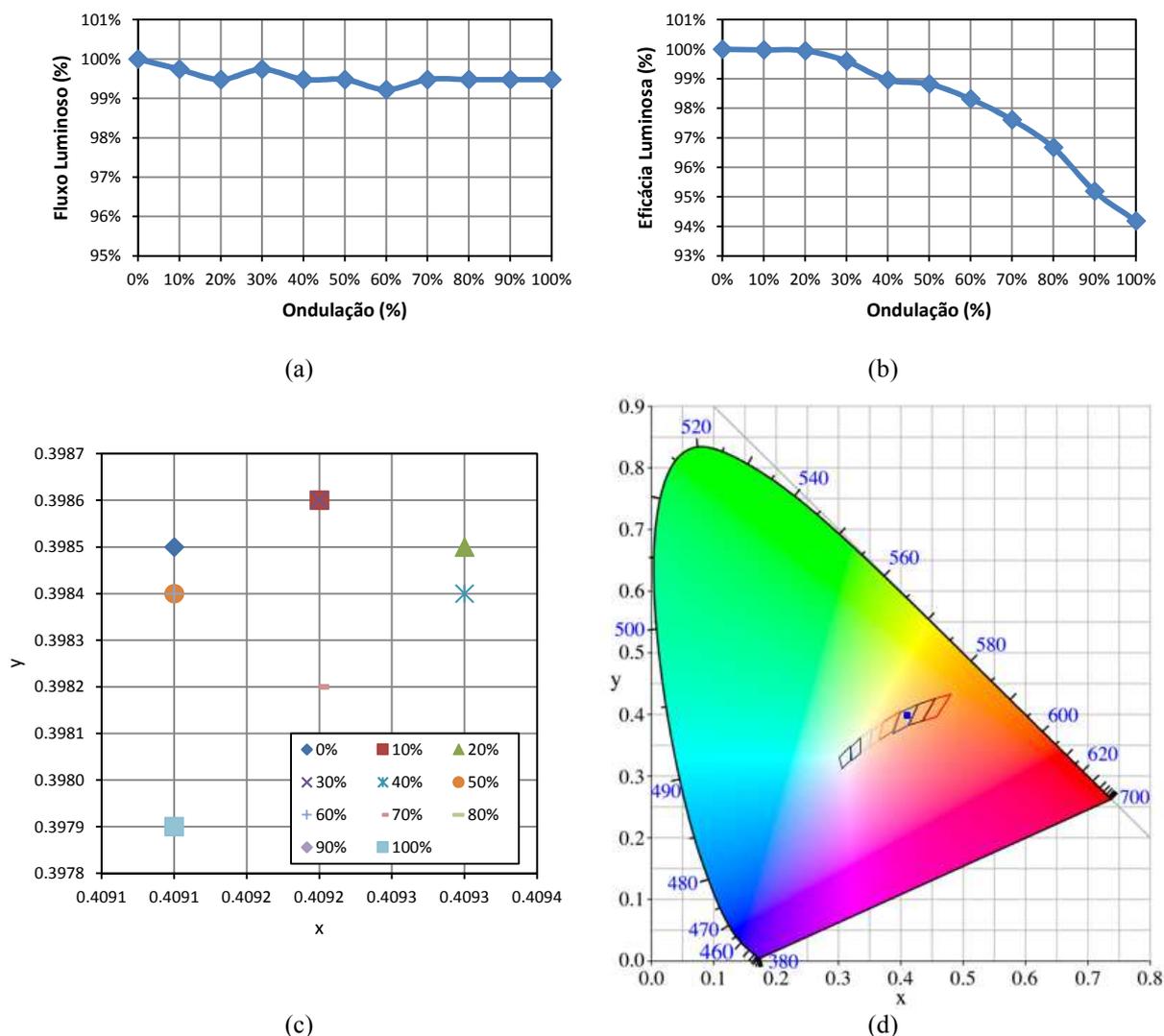


Figura 4.16- Resultados experimentais para o OLED Philips GL-30 (a) Fluxo versus ondulação (b) Eficácia versus ondulação (c) Variação de coordenadas cromáticas em função da ondulação de corrente (d) Diagrama CIE 1931 com localização da cor emitida.

## 4.5. Conclusão

Este capítulo apresentou a caracterização fotométrica de OLEDs. Foram abordados conceitos importantes para a análise cromática destes dispositivos. Também algumas normas já existentes e em processo de elaboração para OLEDs foram citadas.

A caracterização dos dispositivos foi realizada considerando primeiramente o efeito da temperatura nas características de cor do OLED. Foi observado um comportamento no qual as coordenadas cromáticas apresentam uma tendência de deslocamento em direção aos comprimentos de onda menores, e por consequência ocorre um aumento significativa na TCC emitida pelo dispositivo.

A influência dos métodos mais usuais de acionamento elétrico foi apresentada. Os OLEDs foram submetidos ao acionamento considerando três tipos de modulação (AM, PWM e BLM). Foi possível perceber que ocorre uma tendência de deslocamento cromático em função da temperatura e outra em função da corrente, com isso é possível propor a definição de um método de acionamento que minimize o desvio cromático, ponto que ainda necessita de maior aprofundamento para chegar a conclusões sólidas.

O acionamento do OLED com corrente contínua contendo ondulação de 120 Hz sobreposta também foi avaliado. Concluiu-se que a eficácia luminosa modifica-se mais significativamente que o fluxo luminoso, isso ocorre em função do aumento da corrente eficaz que aciona o dispositivo. Não foram observadas mudanças significativas nas coordenadas cromáticas, na TCC e no IRC no acionamento mesmo com níveis elevados de ondulação.

A partir deste capítulo o projetista pode ter recursos para definir a forma de onda de corrente que usará para acionar o OLED, considerando os seus efeitos no desempenho fotométrico do dispositivo.

## CAPÍTULO 5

### ACIONAMENTO DE OLEDs UTILIZANDO CONVERSORES A CAPACITORES CHAVEADOS

---

#### 5.1. Introdução

Como abordado nos capítulos anteriores, OLEDs tratam-se de dispositivos semicondutores que funcionam a partir da recombinação entre elétrons e lacunas. O fluxo luminoso produzido por estes dispositivos é diretamente proporcional à quantidade de elétrons injetada nas camadas orgânicas, quantidade esta que é ajustada pelo nível de corrente elétrica que circula pelo OLED. Sua característica de fonte de tensão, torna o OLED incapaz de regular sua própria corrente quando alimentado a partir de uma fonte de tensão, seja ela, por exemplo, uma bateria ou a própria rede elétrica. Portanto, um circuito eletrônico de acionamento (CEA), também denominado *driver*, ou OLED *driver*, é utilizado para adequar o nível de tensão e, conseqüentemente, controlar a corrente de acionamento do dispositivo.

Características desejáveis para sistemas de iluminação são encontradas nos OLEDs. Por exemplo, alta eficácia luminosa, elevada vida útil, reduzida espessura, grande área de emissão, leveza e discrição, as quais proporcionam indicativos importantes para o desenvolvimento dos seus respectivos circuitos de acionamento. Portanto, desenvolver circuitos eletrônicos de acionamento para OLEDs que mantenham e otimizem as características vantajosas dos OLEDs torna a proposta de um sistema de iluminação viável.

Neste capítulo será apresentada uma proposta de circuito eletrônico de acionamento para OLEDs. A proposta tem como objetivo desenvolver um circuito de acionamento que apresente reduzido peso e volume, facilidade de implementação, reduzida espessura, elevada eficiência e longa vida útil, características em conformidade com aquelas apresentadas pelos OLEDs.

#### 5.2. Circuitos de Acionamento para OLEDs

Nas seções 2.3.1.3 e 3.2.1.3 foram apresentados alguns indicativos para o acionamento de OLEDs de forma estática e de forma dinâmica, respectivamente. Os fabricantes afirmam que

os mesmos circuitos empregados para LEDs podem ser aplicados para OLEDs, desde que cuidados sejam tomados principalmente no que se refere a operação dinâmica (OSRAM, 2014). Atualmente, são poucas as publicações científicas reportando o projeto de circuitos dedicados especificamente ao acionamento de OLEDs. Um dos primeiros trabalhos na área foi publicado por Jacobs *et al.* em 2007, onde um conversor Buck é proposto para o acionamento de OLEDs. Os autores destacam a possibilidade de utilizar a capacitância intrínseca do OLED para viabilizar a redução ou até exclusão da capacitância do filtro de saída do conversor (JACOBS *et al.*, 2007).

Um circuito integrado com tecnologia CMOS (*Complementary Metal Oxide Semiconductor*) com a geração de pré-carga para o acionamento de um painel de OLED foi proposto por Cai *et al.* em 2010 (CAI; RAN, 2010). Em 2011 Maehara *et al.* patentearam um circuito que possibilita a detecção da capacitância intrínseca do OLED e a partir disso adota uma técnica pré-definida de controle para um conversor Buck (MAEHARA; OKAMOTO, 2011).

Também utilizando um conversor Buck, Aurongzeb *et al.* em 2011 patentearam a proposta de um circuito empregando a modulação em rampa da corrente para o acionamento do OLED (AURONGZEB; ROBERTS, 2011). Mais recentemente, em 2013, Doutreloigne *et al.* propõe um conversor Buck construído em um circuito integrado (CI) para o acionamento de OLEDs com realimentação (DOUTRELOIGNE; MONTÉ *et al.*, 2013).

Uma topologia que aciona múltiplos OLEDs empregando um arranjo especial de indutores e que possibilita o desacoplamento do OLED do circuito foi proposta por Zhou *et al.* em 2014. Também pode-se citar que um conversor Boost foi empregado por Chang *et al.* em 2015 para acionar OLEDs utilizando a modulação de pulsos por frequência (PFM) (RUI; RUIHONG *et al.*, 2014) (CHUN-KAI; CHUNG-HSIN *et al.*, 2015).

Todas as propostas apresentadas possuem inovação e requisitos desejáveis para as aplicações a que se dedicam. O campo de pesquisa em circuitos eletrônicos para o acionamento de OLEDs ainda necessita ser amplamente explorado, por isso, possibilidades de concepção e construção destes circuitos são desejáveis para a comunidade científica.

Com respeito a isto, nesta tese uma nova topologia empregando a teoria de capacitores chaveados será proposta. A proposta não tem por objetivo suprir todas as carências existentes no campo de pesquisa de acionamento de OLEDs e nem propor uma topologia ótima para este fim. No entanto, ela cria a possibilidade para novas pesquisas empregando conceitos que diferem do projeto tradicional de conversores chaveados empregando elementos magnéticos.

### 5.3. Conversores a Capacitores Chaveados

Os primeiros conversores a capacitor chaveado, do inglês, *Swiched-Capacitor Converters* (SCC) foram desenvolvidos no início da década de 90 por um grupo de pesquisadores japoneses (UMENO; TAKAHASHI *et al.*, 1990) (UMENO; TAKAHASHI *et al.*, 1991). Desde então, o estudo de SCCs tornou-se uma das linhas de pesquisa dentro do campo da eletrônica de potência nas últimas décadas, como ilustra a evolução no número de publicações mostrada na Figura 5.1.

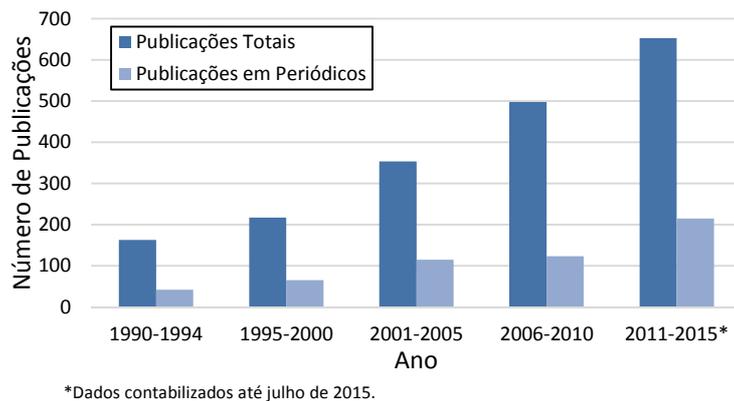


Figura 5.1- Evolução das pesquisas científicas em SCC representada pelo número de publicações (Fonte: IEEE Xplore).

O princípio de funcionamento de conversores estáticos de potência está baseado na utilização de elementos de armazenamento e processamento de energia, o que pode ser realizado essencialmente empregando o campo magnético, no caso dos indutores, e o campo elétrico, no caso dos capacitores. O conceito dos SCCs está fundamentado no desenvolvimento de conversores operando em alta frequência empregando apenas capacitores para armazenar energia, ou seja, sem a utilização de elementos magnéticos, que são os elementos que mais contribuem com o aumento do peso e volume do conversor (MARTINS, 2013).

Como vantagens deste tipo de conversor podem-se citar: a possibilidade de miniaturização dos conversores estáticos pela exclusão ou minimização de dispositivos magnéticos, viabilizando a construção de circuito integrados com baixo ruído e minimização de interferência eletromagnética (YUANMAO; CHENG *et al.*, 2014); os grandes ganhos de tensão obtidos pelo número de capacitores utilizados em cada célula (CHEONG; CHUNG *et al.*, 1992); alto rendimento sob baixas cargas, tornando-os ideais para aplicações no gerenciamento de energia entre fontes como baterias e ultra capacitores (MARTINS, 2013); baixo custo de fabricação (LIU, 2006), compactação e peso reduzidos.

No entanto, estas topologias apresentam algumas desvantagens como: a dificuldade de assegurar uma boa regulação da tensão de saída na presença de uma grande variação de carga, e, em particular, na presença de variações da tensão de entrada (IOINOVICI, 2001). O controle da tensão de saída pode ser obtido, mas acarreta a degradação do rendimento (MAKOWSKI; MAKSIMOVIC, 1995); apresentam correntes pulsantes na entrada (ISMAIL; AL-SAFFAR *et al.*, 2008) e o ganho de tensão é usualmente determinado apenas pela estrutura do circuito (MAKOWSKI, 1997).

### 5.3.1. Topologias a Capacitores Chaveados

Diversas topologias de SCCs foram propostas para suprir diferentes necessidades. Em se tratando de topologias elevadoras de tensão, destacam-se o conversor Greinacher, o conversor Dickson e o conversor Paralelo-Série.

O conversor Greinacher, mostrado na Figura 5.2, é um conversor CA-CC que durante o semi-ciclo negativo da senoide, carrega os capacitores  $D_1$  e  $D_3$  com o valor de pico da tensão CA e durante o semi-ciclo positivo, carrega os capacitores  $C_2$  e  $C_4$  com duas vezes a tensão de pico da fonte CA. Após o circuito entrar em regime permanente a tensão de saída será quatro vezes maior que a tensão de pico da entrada (VAN BREUSSEGEM; STEYAERT, 2013).

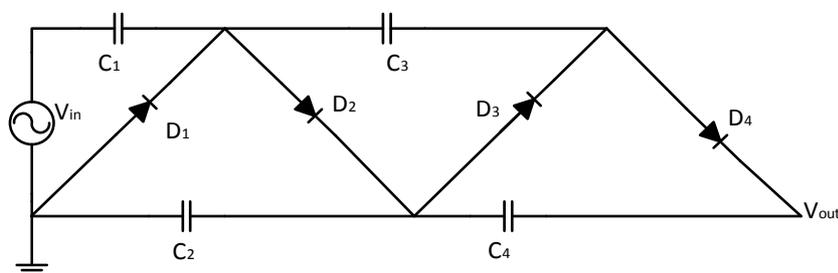


Figura 5.2- Topologias elevadoras: Conversor Greinacher (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013)).

O conversor Dickson, mostrado na Figura 5.3(a), permite a utilização de uma fonte CC na entrada e opera da seguinte forma: na primeira etapa de operação os diodos  $D_1$  e  $D_3$  conduzem e transferem energia da fonte para os capacitores, conforme a Figura 5.3(b). Na segunda etapa de operação, mostrada na Figura 5.3(c) os diodos  $D_2$  e  $D_4$  conduzem e os diodos  $D_1$  e  $D_4$  são bloqueados, transferindo energia para a carga. A sequência de etapas de operação é realizada por meio de interruptores que conectam e desconectam os ramos do conversor à fonte de alimentação ou ao terra, de acordo com cada etapa de operação (LIU, 2006) (AYUDHYA, 2014).

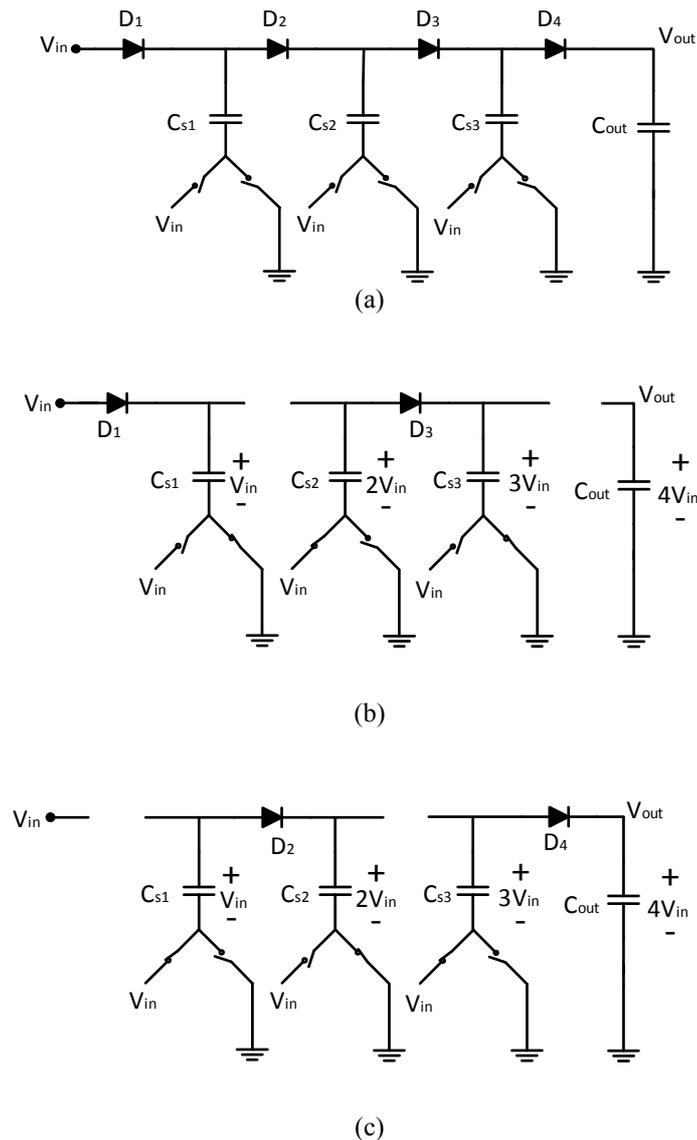


Figura 5.3- Topologias elevadoras: (a) Conversor Dickson 3 estágios (b) Conversor Dickson: primeira etapa de operação (c) Conversor Dickson: segunda etapa de operação (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013)).

O conversor Paralelo-Série, mostrado na Figura 5.4(a), é o mais difundido entre as topologias elevadoras. Durante a primeira etapa de operação, conforme a Figura 5.4(b), os capacitores são carregados em paralelo entre a fonte e a carga. Na segunda etapa de operação ocorre a descarga via conexão série destes capacitores, como ilustra a Figura 5.4(c).

Dentre as topologias abaixadoras de tensão, destacam-se o conversor Ladder, Conversor Fracional e o Conversor Série-Paralelo.

O conversor Ladder, mostrado na Figura 5.5(a), consiste de dois ramos de capacitores em série que são conectados de forma variada, como ilustram as figuras Figura 5.5(b) e (c), permitindo ganhos de tensão de  $(2/(n+3))$ , onde “n” é o número de capacitores chaveados. A vantagem deste conversor é que tensões múltiplas, como  $V_x$  (veja Figura 5.5), podem ser

obtidas em diversos pontos da topologia. No entanto, a utilização de múltiplas saídas, altera a impedância do conversor afetando drasticamente seu rendimento (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013).

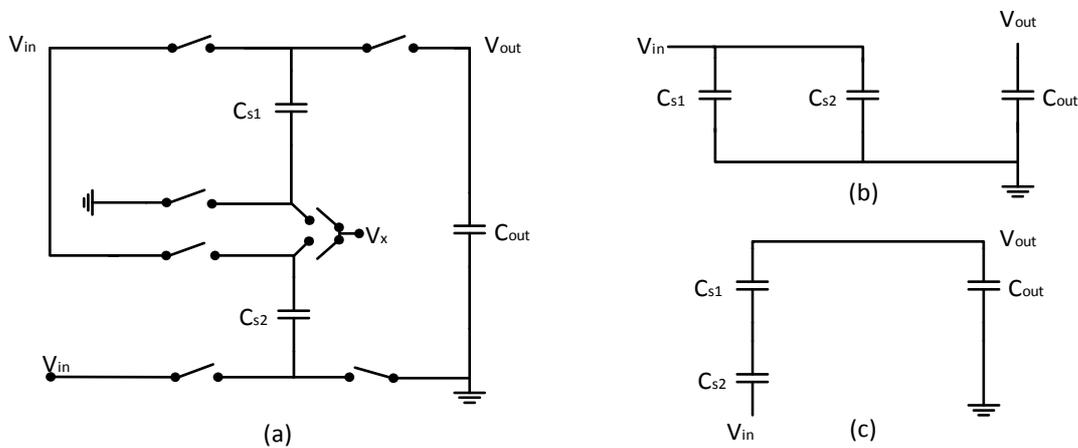


Figura 5.4- Topologias elevadoras: (a) Conversor Paralelo-Série 3/1 (b) Primeira Etapa de Operação (c) Segunda etapa de operação (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013)).

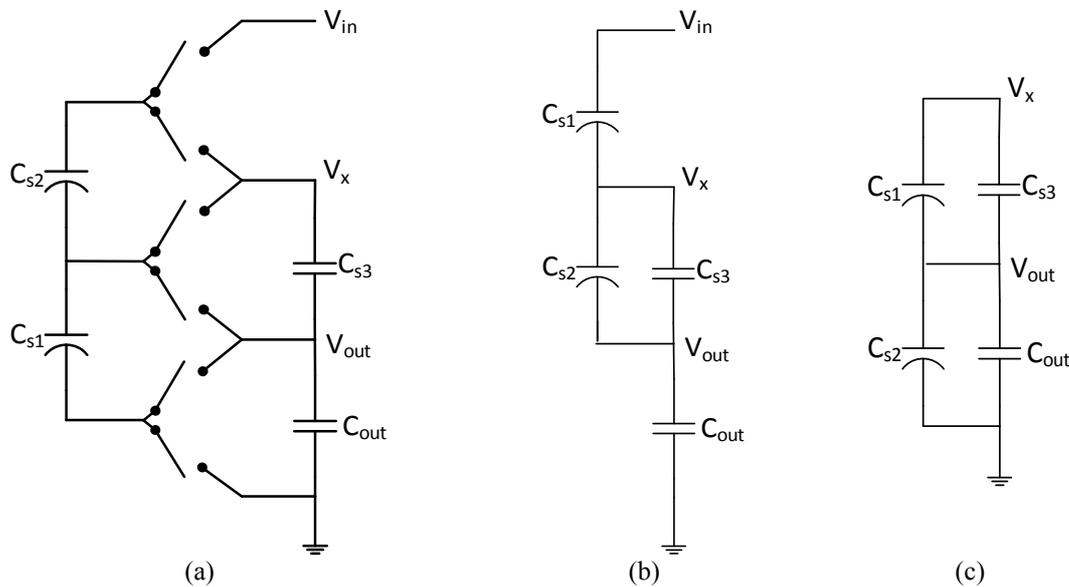


Figura 5.5- Topologias abaixadoras: (a) Conversor Ladder 2/6 (b) Primeira Etapa de Operação (c) Segunda etapa de operação (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013)).

O conversor Fracional é mostrado na Figura 5.6(a), com suas respectivas etapas de operação na Figura 5.6(b) e (c). Esse conversor possibilita a obtenção de tensões fracionais menores que a tensão de entrada, no entanto, apresenta dificuldade de projeto e análise porque não pode ser projetado e classificado de acordo com os métodos tradicionais (VAN BREUSSEGEM *et al.*, 2013).

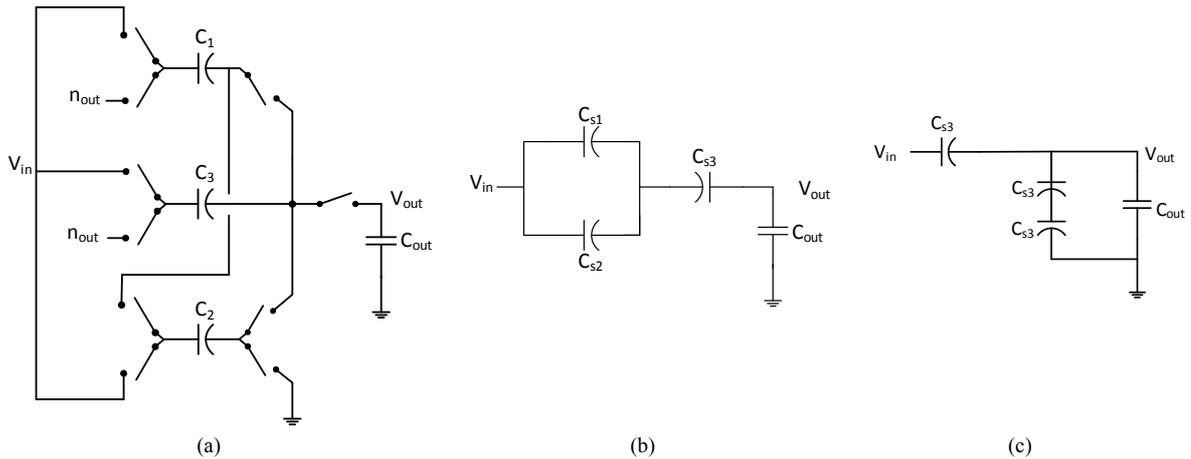


Figura 5.6- Topologias abaixadoras: (a) Conversor Fracional 4/5 (b) Primeira Etapa de Operação (c) Segunda etapa de operação (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM et al., 2013)).

O conversor Série-Paralelo é mostrado na Figura 5.7(a). Na primeira etapa de operação, Figura 5.7(b), os capacitores chaveados são carregados em série, enquanto na segunda etapa de operação, Figura 5.7(c), ocorre a descarga dos capacitores conectados em paralelo com a saída.

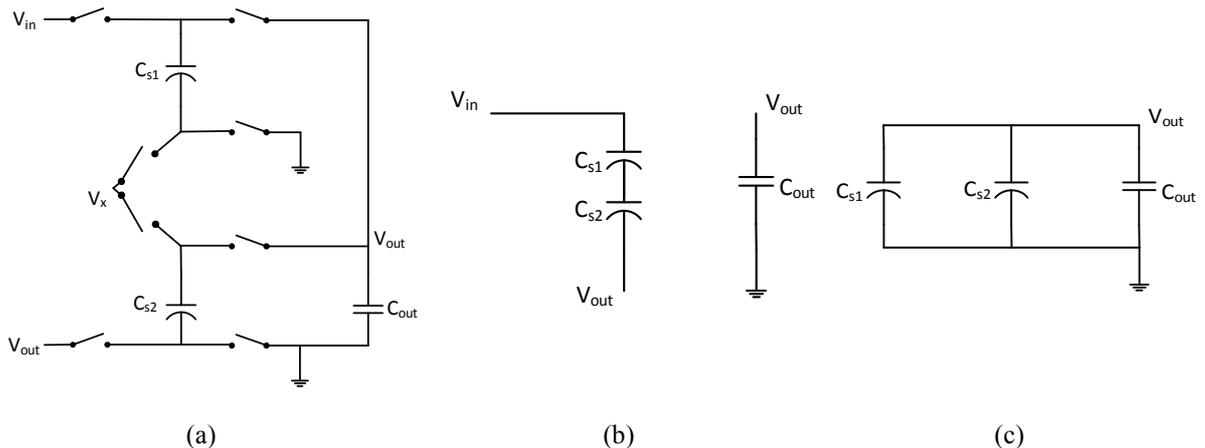


Figura 5.7- Topologias abaixadoras: (a) Conversor Série-Paralelo 1/3 (b) Primeira Etapa de Operação (c) Segunda etapa de operação (Adaptada de (VAN BREUSSEGEM et al., 2013)).

Apresentadas as principais topologias para o processamento de energia empregando o conceito de capacitores chaveados, cabe ao projetista escolher o conversor que melhor se adapte à sua aplicação, respeitando o ganho de tensão, o desempenho, número de componentes, custo e outras variáveis de interesse que serão apresentadas a seguir.

### 5.3.2. Princípio de Operação de Conversores a Capacitores Chaveados

O princípio de funcionamento dos conversores a capacitores chaveados está estabelecido sob o a Lei de Conservação de Cargas. Esta lei estabelece que quando dois capacitores são conectados em paralelo, a carga total da combinação paralela é igual a soma

das cargas originais dos capacitores. A Figura 5.8 mostra dois capacitores  $C_1$  e  $C_2$  carregados com tensões  $V_1$  e  $V_2$  (KESTER; ERISMAN *et al.*, 2015).

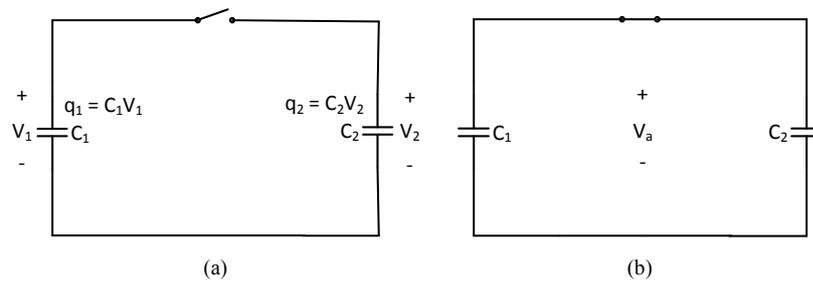


Figura 5.8- Princípio da conservação de cargas em capacitores.

Quando o interruptor é fechado, uma quantidade de cargas flui a partir de  $C_1$  em direção a  $C_2$ , e a carga é redistribuída entre os capacitores. A carga total da combinação paralela de dois capacitores é dada por (5.1):

$$q_T = C_1 V_1 + C_2 V_2 \quad (5.1)$$

A carga redistribuída entre os dois capacitores produzirá uma nova tensão  $V_a$  entre os capacitores, dada por:

$$V_a = \frac{q_T}{C_1 + C_2} = \frac{C_1 V_1 + C_2 V_2}{C_1 + C_2} = \left( \frac{C_1}{C_1 + C_2} \right) V_1 + \left( \frac{C_2}{C_1 + C_2} \right) V_2 \quad (5.2)$$

Esse princípio de transferência de cargas para geração de novos níveis de tensão é empregado pelos SCCs.

Um exemplo básico de SCC sem carga é mostrado na Figura 5.9.

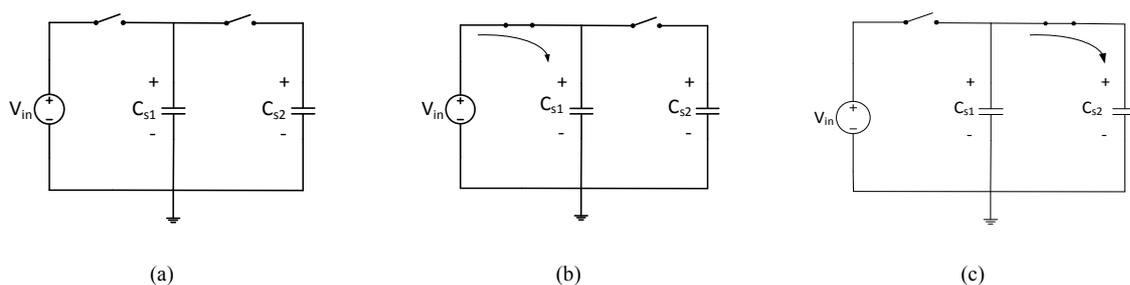


Figura 5.9- (a) Conversor SCC básico sem carga (b) Primeira etapa (c) Segunda etapa.

No SCC da Figura 5.9(a) o capacitor  $C_{s1}$  é o capacitor chaveado e é o responsável por transferir a carga da fonte  $V_{in}$  para o capacitor  $C_{s2}$  que possui carga inicial igual a zero.

Na primeira etapa de operação, mostrada na Figura 5.9(b) o interruptor  $S_1$  é fechado e o capacitor  $C_{s1}$  é inicialmente carregado com  $V_{in}$ . Na segunda etapa de operação o interruptor  $S_2$  se fecha e  $C_{s1}$  é conectado em paralelo com  $C_{s2}$ , a carga é redistribuída e a tensão de saída ( $V_{out}$ ) torna-se  $V_{in}/2$  (considerando que  $C_{s1} = C_{s2}$ ), isso compreende o ciclo de transferência 1.

No segundo ciclo de transferência 2 as etapas de operação se repetem e a  $V_{out}$  é igual a  $V_{in}/2 + V_{in}/4$ . No ciclo de transferência 3 a  $V_{out}$  é  $V_{in}/2 + V_{in}/4 + V_{in}/8$ , e assim consecutivamente, resultando em uma exponencial, como ilustra a Figura 5.10.

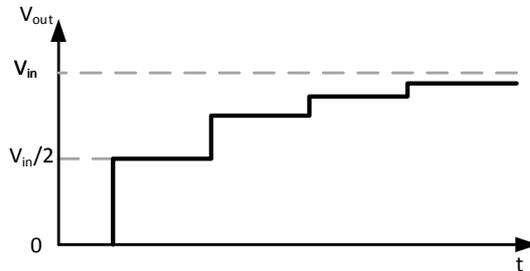


Figura 5.10- Exponencial na tensão de saída de um SCC sem carga, assumindo carga inicial nula em  $C_{s2}$  e que  $C_{s1}=C_{s2}$ .

Considerando que os capacitores e a fonte são ideais e como não existe carga na saída, a corrente que circula entre os capacitores é idealmente nula; logo, pode-se afirmar que não existem perdas no circuito (KESTER *et al.*, 2015).

A Figura 5.11 mostra um SCC com carga, onde  $C_1$  é comutado continuamente com a fonte  $V_1$  através de  $S_1$  e com  $C_2$  através do interruptor  $S_2$ .

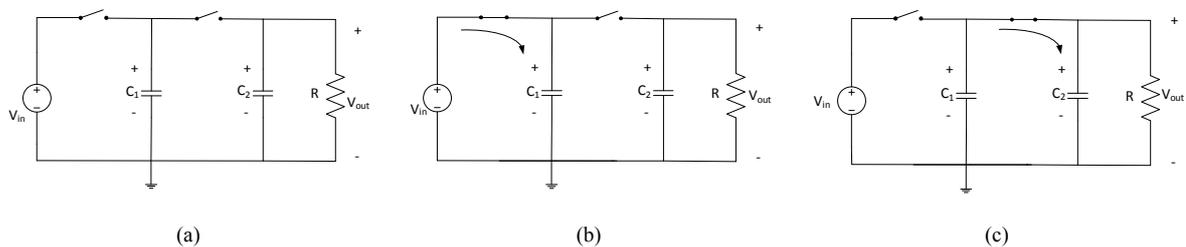


Figura 5.11- (a) Conversor SCC básico com carga (b) Primeira etapa (c) Segunda etapa.

Na primeira etapa de operação  $C_1$  é carregado com  $V_{in}$  e a carga armazenada é dada por:

$$Q_1 = C_1 V_{in} \quad (5.3)$$

Na segunda etapa de operação  $C_1$  é descarregado até que sua tensão seja igual a  $V_{out}$ . A carga remanescente  $Q_1'$  em  $C_1$  será:

$$Q_1' = C_1 V_{out} \quad (5.4)$$

Logo, pode-se afirmar que:

$$\Delta Q_1 = C_1 (V_{in} - V_{out}) \quad (5.5)$$

A diferença de carga  $\Delta Q = Q_1 - Q_1'$  será transferida da entrada para a saída em um período de tempo. A transferência de carga por unidade de tempo é conhecida como corrente elétrica. Portanto:

$$I_o = \frac{\Delta Q}{t_s} = \Delta Q \cdot f_s = (V_{in} - V_{out}) C_1 f_s = \frac{(V_{in} - V_{out})}{\frac{1}{C_1 f_s}} \quad (5.6)$$

Observando (5.6), nota-se que a corrente é dada pela razão entre uma diferença de potencial ( $V_{in}-V_{out}$ ) e uma quantidade ( $1/(C_1 f_s)$ ), que pode ser considerada uma resistência equivalente ( $R_{eq}$ ) entre a fonte e a carga, idealmente expresso em (5.7):

$$R_{eq} = \frac{1}{C_1 f_s} \quad (5.7)$$

Onde  $C_1$  é a capacitância do capacitor 1 e  $f_s$  é a frequência de comutação do interruptor. O circuito equivalente do SCC é mostrado na Figura 5.12.

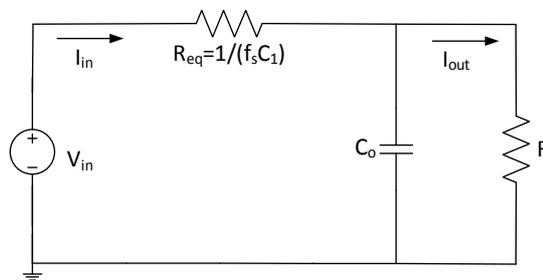


Figura 5.12- Emulação de uma resistência equivalente através do SCC.

A potência dissipada pela resistência emulada é forçada a ser dissipada nas resistências intrínsecas dos interruptores e capacitores do conversor, respeitando o quão baixo são esses valores (KESTER *et al.*, 2015).

Visualizando a Figura 5.12 pode-se perceber a existência de um divisor resistivo, logo a tensão de saída pode ser expressa por:

$$V_{out} = V_{in} \frac{R}{R + R_{eq}} \quad (5.8)$$

Através de (5.6), (5.7) e (5.8), tem-se que a tensão de saída é dependente da corrente ou da própria carga, logo:

$$V_{out} = V_{in} - I_{out} R_{eq} \quad (5.9)$$

Onde, com o auxílio de (5.6), a  $R_{eq}$  também pode ser expressa por (5.10).

$$R_{eq} = \frac{V_{in} - V_{out}}{I_o} \quad (5.10)$$

Como o valor da queda de tensão sobre  $R_{eq}$  se altera em função da corrente, pode-se afirmar que sob situação de carga nula, a tensão de saída será igual a tensão de entrada multiplicada pelo ganho do conversor, também chamada de tensão teórica ( $V_T$ ). O ganho do

conversor pode ser emulado por um transformador ideal, como mostra a Figura 5.13 (MAKOWSKI *et al.*, 1995) (SEEMAN; SANDERS, 2008).

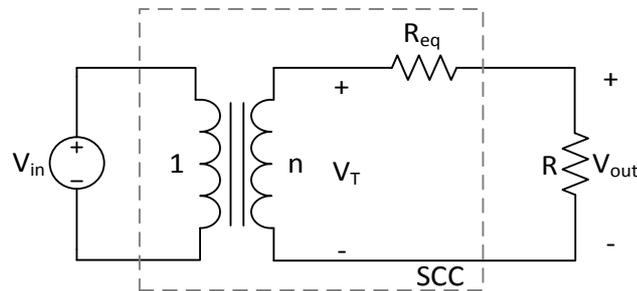


Figura 5.13- Modelo idealizado de um SCC (SEEMAN *et al.*, 2008).

Sob condição de carga não nula, a tensão de saída sempre será menor que a tensão teórica. Isso ocorre porque os capacitores passam a ser periodicamente carregados e descarregados com o objetivo de suprir a corrente solicitada pela carga. Como resultado, os capacitores possuem uma ondulação de tensão e corrente, que causam dissipação de potência nos elementos intrínsecos do circuito, causando perdas, logo pode-se afirmar que as perdas são minimizadas quando ocorre uma redução na ondulação de corrente e tensão dos capacitores (MAKOWSKI *et al.*, 1995).

Portanto, para realizar um projeto mais preciso, é necessário o conhecimento dos elementos intrínsecos (capacitâncias, indutâncias, resistências) de cada componente da estrutura do conversor.

### 5.3.3. Análise de Conversores a Capacitor Chaveado

Um dos primeiros trabalhos abordando a análise e modelagem de SCCs foi publicado por Ngo e Webster em 1994, onde os autores utilizam a técnica de espaço de estados para a modelagem do conversor (NGO; WEBSTER, 1994). Em 1995, Makowski *et al.* propõem um método para análise de SCCs empregando álgebra linear e análise matricial (MAKOWSKI *et al.*, 1995). Em 1997, Harris e Ngo aprimoram o estudo inicialmente proposto em 1994 utilizando a técnica denominada espaço de estados modificado (HARRIS; NGO, 1997).

No entanto, as análises propostas apresentam limitação quando se deseja comparar e avaliar diferentes topologias. Com o intuito de realizar uma análise comparativa entre diferentes estruturas de SCCs, em 2008 Seeman e Sanders propõem um estudo considerando como parâmetro comparativo entre os conversores dois limites, denominados pelos autores de limite de chaveamento lento e limite de chaveamento rápido. A partir destes dois conceitos, os autores

empregam uma análise matricial para realizar a modelagem e finalmente o comparativo de diversas topologias de SCCs (SEEMAN *et al.*, 2008).

Mais recentemente, em 2013, Evzelman e Ben-Yaakov, apresentam um modelo baseado na corrente para minimização de perdas em SCCs. O modelo proposto é interessante por que, além de ser mais didático que os modelos anteriores, possibilita a redução de qualquer conversor a um circuito básico RC. A partir disto os autores desenvolvem o modelo considerando um conceito adicional aos dois propostos por Seeman e Sander em 2008, denominando-os então de carga completa, carga parcial e sem carga (EVZELMAN; BEN-YAAKOV, 2013).

A partir dos estudos desenvolvidos por Evzelman e Ben-Yaakov, aqui serão abordados conceitos e realizadas análises para o desenvolvimento de projetos de SCCs.

Um SCC operando em malha aberta pode ser representado por uma fonte CC denominada tensão teórica ( $V_T$ ) conectada em série com a resistência equivalente ( $R_{eq}$ ) do conversor, como ilustra a Figura 5.14 (KIMBALL; KREIN *et al.*, 2005). Esse modelo não se aplica aos casos em que os capacitores chaveados são carregados por uma fonte de corrente (NGO *et al.*, 1994).

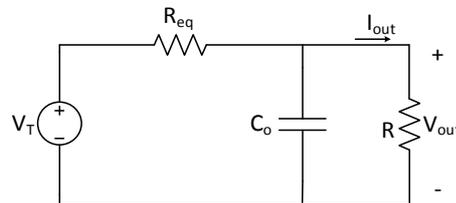


Figura 5.14- Circuito equivalente genérico de SCCs .

A tensão teórica mostrada no circuito equivalente refere-se a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor, como expresso em (5.11). Também é considerada a tensão de saída do conversor sob a condição de operação sem carga, que pode ser obtida pela análise algébrica da estrutura do conversor e da quantidade de células capacitivas.

$$V_T = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (5.11)$$

A resistência equivalente ( $R_{eq}$ ) representa as perdas de condução do SCC causadas pela circulação de corrente nas resistências intrínsecas dos elementos, como já explicitado na seção 5.3.2. É importante destacar, que perdas de comutação, perdas do comando, perdas devido às capacitâncias de dispersão, e outras perdas parasitas, não são contempladas por esse modelo, com exceção às perdas nos diodos que serão contabilizadas posteriormente.

Pela modelagem proposta por Evzelman e Ben-Yaakov, o circuito equivalente é dividido em subcircuitos que representam cada uma das etapas de operação identificadas pelo subíndice “i”. Portanto, para o SCC básico da Figura 5.15(a), o subcircuito equivalente para cada etapa de operação é mostrado na Figura 5.15(b), onde o subíndice 1 representa a primeira etapa de operação (carga) e o subíndice 2, a segunda etapa de operação (descarga).

Onde  $\Delta V_i$  é a tensão inicial que precede a comutação do interruptor  $S_i$ ,  $R_i$  é a resistência total da malha, composta pela resistência do interruptor ( $R_{S_i}$ ) e pela resistência do capacitor chaveado ( $R_{C_{S_i}}$ ), e  $C_i$  é a capacitância total da malha correspondente a etapa de operação “i”.

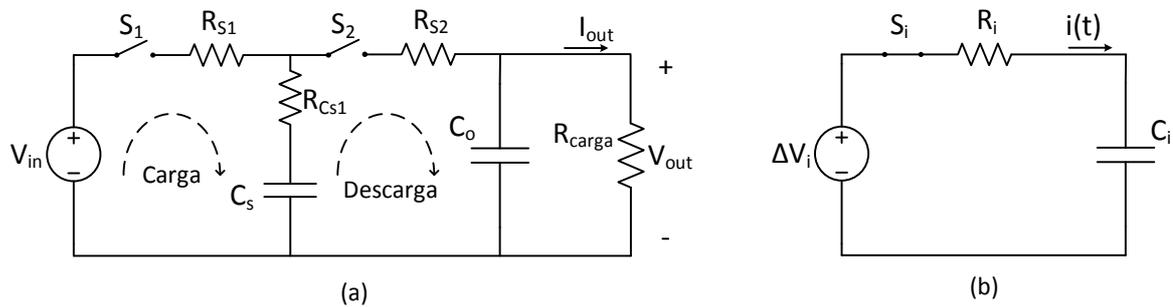


Figura 5.15- (a) Circuito de um SCC básico (b) Subcircuito equivalente a uma etapa de operação.

A corrente mostrada na Figura 5.15(b), refere-se a corrente instantânea  $i(t)$  e o circuito básico da Figura 5.15(b) é válido tanto para o processo de carga, quanto para o de descarga, quando o capacitor é conectado a uma fonte de tensão ou a outro capacitor. Entretanto, essa aproximação é válida apenas se o subcircuito pode ser representado, ou aproximado por um sistema de primeira ordem. A aproximação mostrada na Figura 5.15(b) é aceitável para um SCC 1:1 considerando que  $C_o \gg C_{S_i}$  (EVZELMAN *et al.*, 2013).

Cada uma das etapas de operação representadas pelo seu respectivo subcircuito é responsável por perdas de energia ( $P_i$ ) que é consequência da potência dissipada na resistência  $R_i$ .

A perda  $P_i$  pode ser referenciada à corrente de saída, que serve como uma referência comum para todos os subcircuitos do conversor. Essa reflexão à corrente de saída é possível graças a linearidade proporcional que existe entre a corrente média de saída em regime permanente e a corrente média de cada uma das etapas de operação. Logo, pode-se empregar uma constante de proporcionalidade de corrente para cada subcircuito ( $k_i$ ), sendo que a soma das correntes relativas a  $k_i$  devem resultar no valor total da corrente média de saída (MAKOWSKI *et al.*, 1995) (OOTA; HARA *et al.*, 2000) (SEEMAN *et al.*, 2008).

Isso permite a representação das perdas em cada subcircuito “i” como uma resistência equivalente parcial  $R_i$ , que quantifica a contribuição de cada subcircuito na resistência equivalente total do SCC ( $R_{eq}$ ), como ilustra a Figura 5.16.

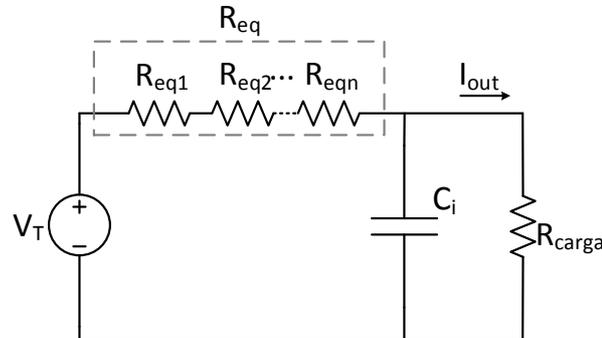


Figura 5.16- Circuito equivalente genérico de um SCC (Adaptada de: (EVZELMAN *et al.*, 2013)).

O circuito RC equivalente mostrado na Figura 5.15(b) representa cada uma das etapas de operação “i”. A perda de energia  $E_{R_i}$  dissipada pela resistência  $R_i$  como resultado do fluxo de corrente de carga/descarga  $i(t)$ , durante o intervalo de tempo  $T_i$  é calculada pela integração da potência instantânea  $p(t)=i^2(t)R_i$ , ao longo do tempo  $T_i$ , dado por:

$$E_{R_i} = \int_0^{T_i} R_i i^2(t) dt = \frac{\Delta V_i^2 T_i}{R_i} \int_0^{\frac{2T_i}{R_i C_i}} e^{-\frac{2T_i}{R_i C_i}} dt \quad (5.12)$$

Onde  $T_i$  está relacionado com a razão cíclica ( $D$ ) do interruptor:

$$T_i = D \frac{1}{f_s} = DT_s \quad (5.13)$$

O circuito RC equivalente da Figura 5.15(b) tem uma resposta exponencial, logo como resultado desta integração tem-se (5.14).

$$E_{R_i} = \frac{\Delta V_i^2 C_i}{2} (1 - e^{-\frac{2T_i}{R_i C_i}}) \quad (5.14)$$

Simplificando, tem-se que:

$$\beta_i = \frac{T_i}{R_i C_i} \quad (5.15)$$

A carga  $q_i$  transferida durante o intervalo  $T_i$  para ou a partir do capacitor  $C_i$  é calculada por:

$$q_i = \Delta V_i C_i [1 - e^{-\beta_i}] \quad (5.16)$$

Essa carga pode ser usada para definir a corrente média do capacitor ( $I_{C_{avg_i}}$ ) durante a etapa de operação “i” considerando o período de comutação  $T_s$  ou conseqüentemente a frequência de comutação  $f_s$ .

$$I_{C_{avg_i}} = \frac{q_i}{T_s} = q_i f_s \quad (5.17)$$

Rearranjando (5.16) e (5.17) para expressar a diferença de tensão  $\Delta V_i$  como uma função da corrente no capacitor durante a etapa de operação “i”, tem-se:

$$\Delta V_i = \frac{I_{C_{avg_i}}}{f_s C_i [1 - e^{-\beta_i}]} \quad (5.18)$$

Substituindo (5.18) em (5.14) tem-se uma expressão que representa a energia dissipada pelo subcircuito RC referente a etapa de operação “i”, durante o tempo  $T_i$ , como uma função da corrente média do capacitor  $I_{C_{avg_i}}$ . A partir de (5.14) até (5.18) pode-se obter (5.19):

$$E_{R_i} = I_{C_{avg_i}}^2 \frac{1}{f_s} \frac{1}{2f_s C_i} \frac{(1 + e^{-\beta_i})}{(1 - e^{-\beta_i})} \quad (5.19)$$

As perdas em função da corrente média do capacitor do subcircuito referente a etapa “i”, podem ser expressas por:

$$P_{R_i} = I_{C_{avg_i}}^2 \frac{1}{2f_s C_i} \frac{(1 + e^{-\beta_i})}{(1 - e^{-\beta_i})} \quad (5.20)$$

Que pode ser simplificada empregando a expressão algébrica da cotangente hiperbólica:

$$\coth\left(\frac{x}{2}\right) = \frac{(1 + e^{-x})}{(1 - e^{-x})} \quad (5.21)$$

Logo, inserindo (5.21) em (5.20) tem-se:

$$P_{R_i} = I_{C_{avg_i}}^2 \frac{1}{2f_s C_i} \coth\left[\frac{\beta_i}{2}\right] \quad (5.22)$$

A corrente média do capacitor durante a etapa de operação “i” pode ser expressa como uma função da corrente total de saída ( $I_{out}$ ) empregando o coeficiente de proporcionalidade de corrente ( $k_i$ ):

$$I_{C_{avg_i}} = k_i I_{out} \quad (5.23)$$

A partir de (5.20) e (5.23) as perdas do i-ésimo subcircuito podem ser expressadas como uma função da referência comum, que neste caso é  $I_{out}$ , como mostra (5.24).

$$P_{R_i} = I_{out}^2 \left[ k_i^2 \frac{1}{2f_s C_i} \coth\left(\frac{\beta_i}{2}\right) \right] \quad (5.24)$$

Observando (5.24) percebe-se uma semelhança com o formato da equação da Lei de Joule que descreve a dissipação de potência ( $P=I^2R$ ). Portanto pode-se inferir que a resistência equivalente do conversor para a etapa de operação “i” será dada por (5.25), onde  $\beta_i=T_i/(R_iC_i)$ .

$$R_{eq_i} = k_i^2 \frac{1}{2f_s C_i} \coth\left(\frac{\beta_i}{2}\right) \quad (5.25)$$

Baseando-se no princípio proposto na Figura 5.16, tem-se que a resistência equivalente de todo o conversor será:

$$R_{eq_i} = R_{eq_1} + R_{eq_2} + \dots + R_{eq_n} \quad (5.26)$$

O conhecimento de  $R_{eq}$  é imprescindível para o projeto adequado de um SCC, pois é ela que definirá as perdas e também a tensão de saída do conversor.

Aqui foi apresentada uma metodologia para definição da resistência equivalente de um SCC empregando a análise de perdas do conversor referenciada a corrente de saída, conforme proposto por Evzelman e Ben-Yaakov em 2013, esta metodologia possui boa didática pois permite ao projetista o projeto baseado na divisão do circuito principal do conversor em subcircuitos representando cada etapa de operação, o que facilita o entendimento do projeto (EVZELMAN *et al.*, 2013). No entanto, existem outras formas de calcular a resistência equivalente, por exemplo, baseando-se na variação de tensão do capacitor chaveado (KIMBALL; KREIN, 2005) (KIMBALL; KREIN; *et al.*, 2005) (MARTINS, 2013) ou empregando um método de análise matricial para este fim (SEEMAN *et al.*, 2008).

#### 5.3.4. Limites e modos de operação de SCCs

Conhecendo uma metodologia de cálculo para a obtenção da resistência equivalente do conversor é importante analisar quais são os limites e os modos de operação deste tipo de conversor. Como visto na seção 5.3.3 a resistência equivalente do SCC é dependente basicamente de quatro fatores: dos componentes empregados na construção do circuito com suas respectivas resistências intrínsecas, da capacitância dos capacitores chaveados, da razão cíclica e da frequência de comutação dos interruptores.

Como os componentes empregados na construção do SCCs e a capacitância tem seu valor definido previamente e idealmente não podem ser alterados durante a operação do conversor, apenas duas grandezas possibilitam o controle, a frequência e a razão cíclica. Neste sentido técnicas de controle tem sido usadas, onde, por exemplo, um interruptor tem razão cíclica fixa em 50% e outro com razão cíclica variável (G. ZHU; H. WEI *et al.*, 1999)

(CHEONG; CHUNG et al., 1994) e para elevadas potências e variações de carga, métodos mais avançados são necessários para controle da tensão de saída (CHUNG; O et al., 1996).

Inicialmente para fazer uma análise genérica dos SCCs, considera-se a frequência de comutação ( $f_s$ ) como variável independente em (5.25), a partir disto pode-se obter o comportamento da  $R_{eq}$  do conversor em função da variação de frequência, o qual é representado graficamente na Figura 5.17(a).

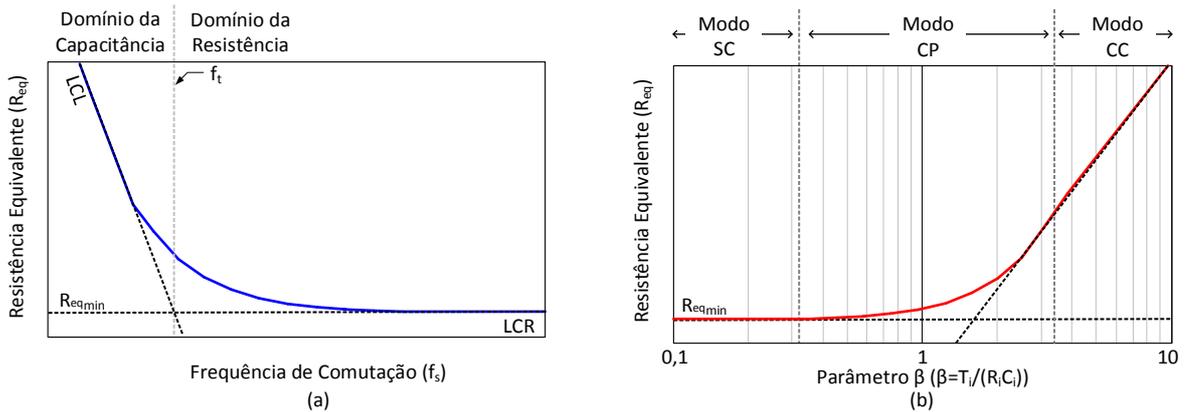


Figura 5.17- Comportamento da resistência equivalente do SCC (a) Em função da frequência de comutação (DE VOS; FLANDRE *et al.*, 2014) (b) Em função do parâmetro  $\beta$  (EVZELMAN *et al.*, 2013).

Observando a Figura 5.17(a) pode-se inferir que existe uma tendência de redução da resistência equivalente quando a frequência tende ao infinito. Quando a frequência tende ao infinito a impedância capacitiva tende a zero e a resistência do conversor torna-se dominante (KIMBALL; KREIN; *et al.*, 2005).

Esse comportamento pode ser representado por assíntotas que delimitam as regiões de operação onde existe o domínio da capacitância e onde existe o domínio da resistência. Essa frequência de interseção entre as duas regiões é chamada de frequência de transição ( $f_t$ ) (DE VOS *et al.*, 2014).

Enquanto a frequência de comutação ( $f_s$ ) for menor que a frequência de transição ( $f_t$ ), os interruptores dispõem de tempo suficiente para transferir a carga através dos capacitores. Portanto, a transferência de carga da entrada para a saída é apenas limitada pela quantidade de carga que pode ser armazenada nos capacitores. Essa região foi denominada por Seeman e Sanders de limite de chaveamento lento (LCL)(SEEMAN *et al.*, 2008).

Quando a  $f_s$  é maior que a  $f_t$ , a carga armazenada nos capacitores não tem tempo suficiente para ser transferida pelos interruptores até a saída antes do novo ciclo do conversor começar. Nesse caso a transferência de carga é limitada pela resistência do interruptor. Diz-se que o conversor opera no limite de chaveamento rápido (LCR) (SEEMAN *et al.*, 2008) (DE VOS *et al.*, 2014).

Na Figura 5.17(a) a linha contínua representa o comportamento do conversor, o qual possui uma constante de tempo ( $\tau$ ) dependente da capacitância dos capacitores chaveados e das resistências intrínsecas do circuito. Em 2010, Liang *et al.* explicaram o mesmo conceito de forma simplificada informando que quando  $\tau \ll T_s$  a carga e a descarga são realizadas durante DTs e quando  $\tau \gg T_s$  as correntes de carga e descarga são constantes durante DTs (LIANG; XIAOBO *et al.*, 2010).

Em 2013, Evzelman e Ben-Yaakov, propõe uma terceira região de operação para a curva mostrada na Figura 5.17(a). Para isso, os autores utilizam o parâmetro  $\beta$ , mostrado em (5.25) como variável independente. O parâmetro  $\beta$  fornece a relação da frequência de comutação com a constante de tempo do conversor, como mostra a Figura 5.17(b).

A curva também pode ser aproximada por assíntotas, uma para altos valores de  $\beta$  e outra para baixos valores de  $\beta$ . Para  $\beta \gg 1$  o processo de carga/descarga do capacitor é completado dentro de  $T_i$ , denominado de modo de carga completa (CC). Para o caso de  $\beta \ll 1$  não é possível carregar/descarregar o capacitor dentro de  $T_i$ , logo denomina-se modo sem carga (SC). Para  $\beta$  com valores intermediários,  $\beta \approx 1$ , ocorre a carga/descarga parcial (CP) do capacitor denominado modo CP.

Esses modos de operação irão determinar o tipo de forma de onda da corrente dos capacitores chaveados, como ilustra a Figura 5.18.

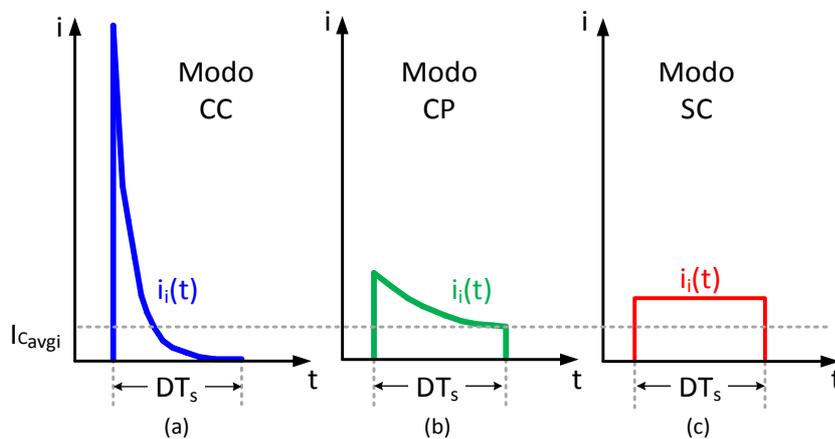


Figura 5.18- Corrente no capacitor para cada modo de operação (Adaptada de: (EVZELMAN *et al.*, 2013)).

De acordo com os autores as perdas são proporcionais ao nível de corrente eficaz que circula pelas resistências intrínsecas do circuito. Portanto, quanto menor a corrente eficaz circulante, menores serão as perdas. A redução da corrente eficaz é conseguida pela alteração do modo de operação. Observando a Figura 5.18, pode-se inferir que a corrente eficaz mostrada na Figura 5.18(b) possui valor menor que o encontrado na Figura 5.18(a), sendo que a Figura 5.18(b) apresentará valores intermediários. Dessa forma conclui-se que menores perdas são

conseguidas em curtos períodos de comutação (elevada frequência), e com capacitâncias elevadas para o aumento da constante de tempo do conversor. Desta forma evita-se a carga e descarga completa dos capacitores, diminuindo a corrente eficaz circulante e por consequência as perdas atreladas a condução (EVZELMAN *et al.*, 2013). Essa mesma conclusão foi apresentada por Kimball *et al.* em 2005, onde os autores afirmam que o potencial completo de um SCC requer alta capacitância e alta frequência (KIMBALL; KREIN; *et al.*, 2005).

Portanto considerando as duas análises propostas, os autores indicam a operação com frequência de comutação um pouco acima de  $f_t$ , para o caso da Figura 5.17 e com parâmetro  $\beta$  maior que um, quando o objetivo é a minimização das perdas (KIMBALL; KREIN; *et al.*, 2005) (KIMBALL; KREIN, 2005) (EVZELMAN *et al.*, 2013).

No que se refere a definição da razão cíclica, tem-se o comportamento mostrado na Figura 5.19. Percebe-se que a  $R_{eq}$  é mínima próximo de  $D=50\%$ . Como normalmente os SCC são comutados por dois interruptores complementares, define-se a razão cíclica próxima mas menor que 50% para minimizar  $R_{eq}$  e evitar o fechamento concomitante de ambos os interruptores (KIMBALL; KREIN, 2005).

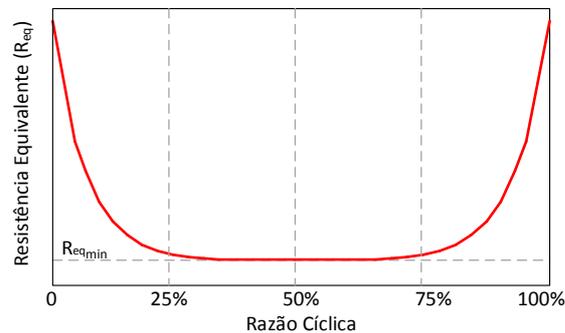


Figura 5.19- Comportamento típico da resistência equivalente do SCC em função da razão cíclica.

O passo seguinte é escolher um valor de capacitância para os capacitores chaveados tal que a impedância total coincida com o ponto de operação definido pelas curvas da Figura 5.17 (SEEMAN *et al.*, 2008).

Uma vez definidas a frequência, a razão cíclica de operação do SCC, a capacitância e os componentes que serão utilizados em sua construção, tem-se a sua respectiva resistência equivalente. Sabendo a  $R_{eq}$  e a corrente drenada pela carga é possível determinar a tensão de saída do conversor, empregando (5.27) e o circuito da Figura 5.14.

$$V_{out} = V_T - R_{eq} I_{out} \quad (5.27)$$

Por fim, a eficiência percentual do conversor pode ser calculada, considerando (5.28) ou (5.29), onde  $P_{out}$  é a potência de saída,  $P_{in}$  a potência de entrada e  $P_{tot}$  são as perdas totais.

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{tot}} 100 \quad (5.28)$$

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100 \quad (5.29)$$

Apresentado o procedimento simplificado para realização do projeto de um SCC cabe ao projetista definir os dispositivos que irão ser empregados na construção física do conversor. A seguir serão fornecidas informações relevantes com intuito de otimizar a especificação dos componentes eletrônicos para a construção de SCCs.

#### 5.3.4.1.1. Especificação dos Interruptores em SCCs

De acordo com Seeman *et al.* na especificação dos interruptores a capacidade de tensão-corrente (V-A) deve ser constante. A métrica V-A traduz o compromisso existente entre a condutância (G) e a função quadrática da tensão ( $V^2$ ). Logo, se os interruptores são da mesma tensão, o compromisso G- $V^2$  é reduzido para manter a soma das condutâncias dos interruptores constante (SEEMAN *et al.*, 2008).

Em De Voz *et al.*, um método considerando as dimensões físicas do interruptor e suas relações com a resistência intrínseca e frequência é apresentado (DE VOS *et al.*, 2014). Neste mesmo sentido, Evzelman e Ben-Yakov em 2010, afirmam que selecionando a frequência e a capacitância do SCC de tal forma que o produto de ambos ( $f_s C_s$ ) resulte em um valor elevado irá permitir o uso de interruptores de menor volume e menor custo (EVZELMAN; BEN-YAAKOV, 2010).

#### 5.3.4.1.2. Especificação dos Diodos em SCCs

A especificação dos diodos deve ser realizada respeitando a característica do conversor e suas respectivas tensões de bloqueio e correntes diretas. Além do valor eficaz e médio da corrente que circulam pelos diodos, adicionalmente o projetista deve definir o diodo de acordo com o modo de operação escolhido, como mostrado na Figura 5.18. Para o modo CC ocorrem elevados picos de corrente que devem ser considerados e avaliados de acordo com a capacidade oferecida pelo diodo aos picos de corrente que ocorrem em curtos intervalos de tempo, caso contrário o diodo poderá ser danificado.

Além disso, com o intuito de maximizar a eficiência do conversor, valores reduzidos de resistência de condução ( $R_D$ ) e de tensões diretas ( $V_f$ ) devem ser escolhidos principalmente para

as regiões do circuito onde a corrente apresenta valores elevados. Tipicamente os projetos são construídos com diodos do mesmo modelo para manter a simetria do conversor, no que se refere a quedas de tensão, e também facilitar o projeto matemático.

#### 5.3.4.1.3. Especificação dos Capacitores em SCCs

A escolha do capacitor utilizado deve respeitar a máxima tensão sobre ele durante a operação em regime permanente do SCC. Quando os capacitores são otimizados, sua capacidade total de armazenamento de energia deve ser mantida constante. Ou, no caso de todos os capacitores possuírem a mesma tensão, é a capacitância que deve ser mantida constante (SEEMAN *et al.*, 2008).

A capacidade de armazenar energia de um capacitor está relacionada com a sua tensão nominal, que dita o seu volume e custo, não à máxima tensão observada em seu funcionamento. No entanto, a tensão de operação deve ser mantida menor que a tensão máxima para evitar a falha do elemento, mas próxima para alcançar a boa utilização do mesmo (SEEMAN *et al.*, 2008).

Segundo Kimball e Krein, o projetista deve considerar dois fatores no momento de escolher o tipo de capacitor: a resistência equivalente série (RES) e a constante de tempo ( $\tau$ ). Os autores realizaram uma análise comparativa com amostras de capacitores de diferentes tecnologias com aproximado tamanho físico e valor de capacitância (KIMBALL; KREIN, 2005).

Se o desempenho for o único critério de otimização do projeto, os capacitores poliméricos são vantajosos, pois tem baixa RES e  $\tau$  moderado. Se a densidade de capacitância e o volume forem critérios, os capacitores eletrolíticos possuem vantagens, embora apresentem valores de RES e  $\tau$  elevados.

Em geral existem três fenômenos físicos que determinam a RES:

Perdas dielétricas em função da construção típica empregando placas paralelas, por isso essas perdas são baixas em capacitores cerâmicos e muito baixas em capacitores de filme;

Como todos os capacitores requerem contatos, a resistência dos terminais e placas domina a RES para os capacitores cerâmicos, de filme e eletrolíticos poliméricos. Isso pode explicar as pequenas diferenças existentes entre essas três tecnologias;

Capacitores eletrolíticos tradicionais, incluindo os de tântalo, possuem um outro elemento de perdas, a resistência do eletrólito, o que aumenta a sua RES (KIMBALL; KREIN, 2005).

Entre as diversas tecnologias de capacitores, os eletrolíticos possuem a maior capacitância por unidade de volume, obtendo a maior densidade de energia comparada aos outros tipos de capacitores (QIN; CHUNG *et al.*, 2008). Os capacitores eletrolíticos possuem a desvantagem da alta indutância e RES. Além da vida útil considerada baixa, comparada às outras tecnologias de capacitores. O tempo de vida útil do capacitor eletrolítico pode ser calculado por:

$$L_{cap} = L_b M_v 2^{\left(\frac{T_m - T_{core}}{10}\right)} \quad (5.30)$$

Onde  $L_b$  é a vida operacional esperada na tensão e temperatura nominal fornecida pela folha de dados da fabricante em horas,  $M_v$  é o fator de Tensão (margem de tensão que relaciona a tensão aplicada ( $V_{ap}$ ) com a tensão nominal ( $V_n$ )), calculado por (5.31),  $T_m$  é a temperatura máxima de operação que consta na folha de dados da fabricante e  $T_{core}$  é a temperatura real interna do capacitor.

$$M_v = 1 - \frac{V_{ap}}{V_n} \quad (5.31)$$

O tempo de vida de capacitores eletrolíticos será reduzido pela metade se a temperatura de funcionamento aumentar em  $10^\circ\text{C}$ . Assim, para aplicações que operam a uma temperatura ambiente elevada, como circuitos de acionamento de dispositivos de iluminação, o tempo de vida do capacitor eletrolítico torna-se o fator crítico que determina o tempo de vida de toda a aplicação (IOINOVICI, 2013).

Apesar de estes capacitores terem uma vida útil fortemente dependente da temperatura de operação e da tensão aplicada, existem capacitores eletrolíticos que são designados para operação em altas temperaturas. Dessa forma, uma redução da tensão de CC aplicada pode prolongar a vida do capacitor, especialmente sob elevadas temperaturas (ALMEIDA, 2014).

A vida útil dos capacitores eletrolíticos quando empregados em circuitos de acionamento para dispositivos de iluminação, será beneficiada quando houver redução na temperatura e na tensão de operação. Sabe-se ainda que a taxa de falhas (unidades/milhares de hora) se reduz quase 10 vezes quando a tensão de operação em relação à nominal cai pela metade. Além disso, a vida útil efetiva pode ser dobrada não só com redução de cada  $10^\circ\text{C}$ , mas também com uma redução de 30% da tensão nominal (PARLER, 2004b) (PARLER, 2004a) (FORTUNATO, 2013).

A redução da tensão de operação em capacitores eletrolíticos nem sempre acarreta altos custos ou aumento de volume. Para determinadas capacitâncias, há fabricantes que mantêm o mesmo volume do componente com tensões nominais diferentes. Por exemplo, o fabricante

EPCOS, possui capacitores com tensões de 35V e 50V e capacitâncias entre 100  $\mu\text{F}$  e 220  $\mu\text{F}$  com o mesmo volume. Para capacitores de 100  $\mu\text{F}$  é mais comum encontrar o mesmo volume para tais valores de tensão (EPCOS, 2014).

Outro ponto positivo da tecnologia de capacitores eletrolíticos é a capacidade superior de corrente que apresentam em relação às demais tecnologias. Característica importante em aplicações de SCC para altas potências onde podem ser exigidas correntes da ordem de miliAmperes a dezenas de Amperes de um capacitor, neste caso, bancos de capacitores em paralelo são utilizados para suprir essa exigência. Logo, a alta densidade de capacitância e a elevada capacidade de corrente apresentadas pelos capacitores eletrolíticos são características benéficas para o projeto de SCCs.

Portanto, a deficiência de vida útil destes dispositivos pode ser contornada pela realização de um projeto adequado considerando nível de tensão, capacitância e temperatura.

Finalmente, o procedimento de projeto de um SCC pode ser representado de forma simplificada por um fluxograma, tal qual o mostrado na Figura 5.20.

#### **5.4. Proposta de um SCC para acionamento de OLEDs**

A alta eficácia luminosa, a longa vida útil e o baixo peso e volume oferecidos pelos OLEDs quando aplicados em sistemas de iluminação devem ser garantidos com o auxílio do seu circuito de acionamento. Portanto, o projeto do SCC para acionamento de OLEDs deve oferecer as características mínimas para que estas vantagens sejam evidenciadas.

Logo, o projeto descrito a seguir terá como objetivo principal oferecer elevada eficiência elétrica, longa vida útil juntamente com o baixo peso e volume.

As características necessárias para o acionamento de OLEDs foram apresentadas nas seções 2.3.1.3 e 3.2.1.3 juntamente com o modelos propostos nas seções 2.3 e 3.2, conceitos que serão empregados no desenvolvimento do projeto do SCC.

##### **5.4.1.1. Caracterização da carga de OLEDs**

O SCC proposto será responsável pelo acionamento de três OLEDs fabricados pela Philips e conectados em série. A conexão em série foi escolhida para garantir que a mesma corrente elétrica circule por todos os OLEDs.

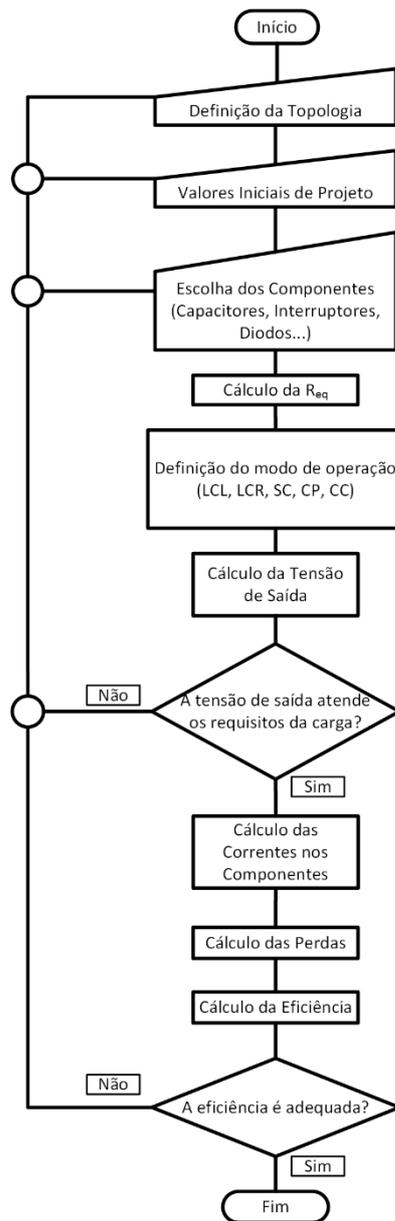


Figura 5.20- Fluxograma simplificado para o projeto de um SCC genérico.

Os dispositivos empregados são da linha Lumiblade da Philips e são mostrados na Figura 5.21.

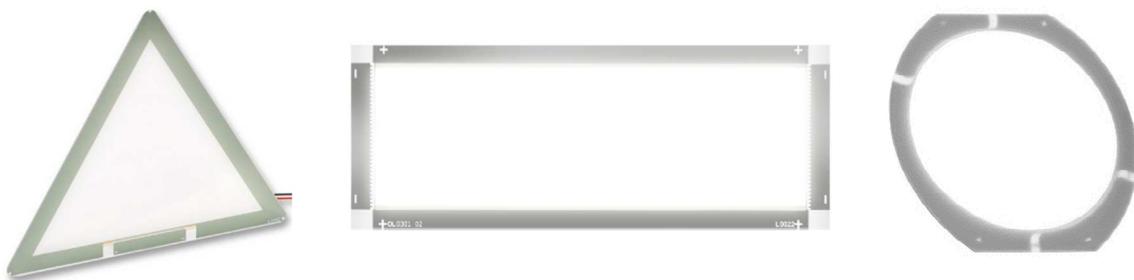


Figura 5.21- Carga de OLEDs acionada pelo SCC (a) Philips GL-30 (b) Philips GL-55 (c) Philips GL-46 (PHILIPS, 2014).

Os OLEDs utilizados como carga do SCC foram modelados empregando o modelo elétrico proposto nas seções 2.3 e 3.2. A partir da modelagem foi possível construir um modelo para cada OLED e empregá-lo como ferramenta de simulação no programa computacional, como mostra a Figura 5.22.

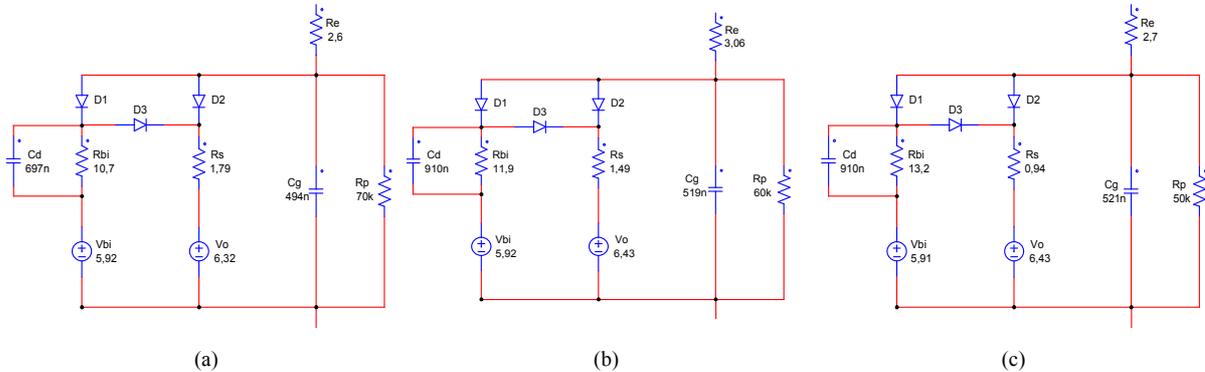


Figura 5.22- Modelos elétricos da carga de OLEDs acionada pelo SCC (a) Philips GL-30 (b) Philips GL-55 (c) Philips GL-46.

Um modelo equivalente resultante da conexão série desses dispositivos foi construído, como ilustra a Figura 5.23(a). Utilizando o programa de simulações computacionais foi possível obter a curva I-V do modelo equivalente, como mostra a Figura 5.23(b). A partir deste resultado pode-se definir o ponto de operação do OLED. Considerando que a corrente nominal dos OLEDs é de 350 mA a respectiva tensão direta será de 23,27 V. Portanto, a potência de saída do conversor será de 8,15 W.

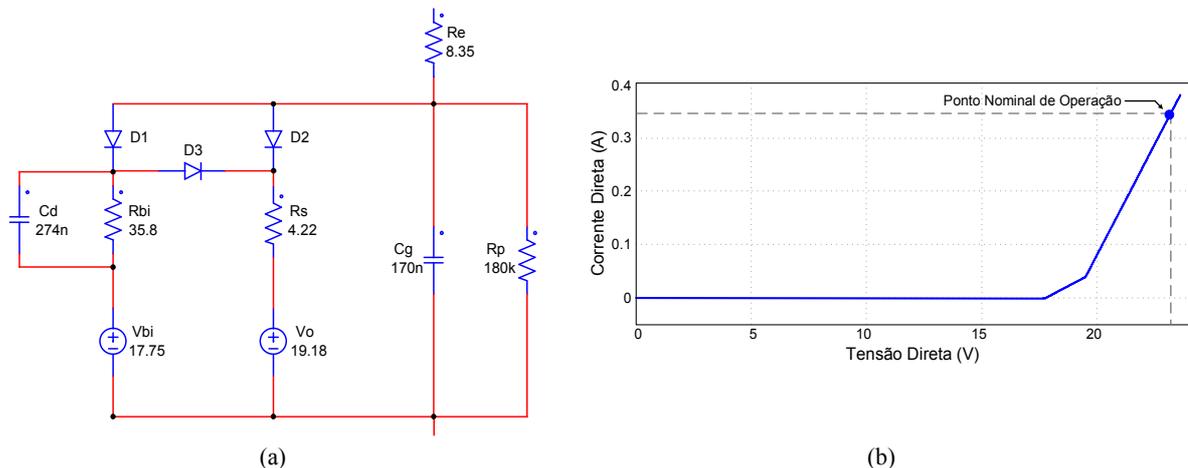


Figura 5.23- (a) Modelo elétrico equivalente da carga de três OLEDs Philips conectados em série (b) Curva I-V do modelo equivalente obtida por simulação.

#### 5.4.1.2. Proposta de uma Topologia de SCC para acionamento de OLEDs

Sabendo-se a característica de corrente e tensão da carga de OLEDs o conversor a capacitor chaveado proposto deverá fornecer  $V_{out}$  maior ou igual a 23,27 V para acionar o OLED com a corrente mínima para que o dispositivo opere no ponto nominal.

Neste sentido, definiu-se uma tensão de entrada para o conversor no valor de 100 V. O valor de  $V_{in}$  foi definido com o objetivo de representar a tensão de barramento de um conversor para correção do fator de potência (CFP), no caso do sistema de iluminação ser conectado à rede elétrica, ou em aplicações com redes inteligentes, as quais já possuem um barramento CC para alimentação do sistema de iluminação.

Neste sentido, necessita-se obter a tensão  $V_{out}$  a partir da tensão  $V_{in}$  utilizando um conversor abaixador. Um SCC de quatro estágios é capaz de oferecer este ganho de tensão, apresentando em sua saída uma tensão teórica  $V_T=100/4=25$  V.

O conversor proposto emprega o conceito série-paralelo, apresentado na seção 5.3.1. Para isso são utilizadas células Valley-Fill como a mostrada na Figura 5.24. O funcionamento da célula Valley-Fill baseia-se no acoplamento em série dos capacitores quando a corrente flui no sentido de cima para baixo (carga) e no acoplamento paralelo dos capacitores quando o fluxo de corrente ocorre no sentido de baixo para cima da célula (descarga).

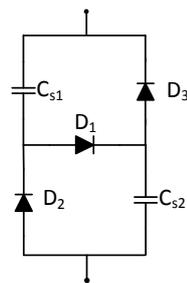


Figura 5.24- Célula Valley-Fill.

Realizando a conexão em cascata destas células pode-se obter o SCC abaixador proposto, mostrado na Figura 5.25.

O princípio de funcionamento do SCC proposto baseia-se na comutação complementar dos interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . Desta forma, na primeira etapa de operação, ilustrada na Figura 5.26(a), o interruptor  $S_1$  conduz e a carga dos capacitores acontece através da conexão em série dos diodos  $D_{a1}$ ,  $D_{b1}$  e  $D_{c1}$  e dos capacitores  $C_{s1}$ ,  $C_{s2}$ ,  $C_{s3}$  e  $C_o$ , de forma que a tensão aplicada na carga é a mesma tensão existente nos terminais de  $C_o$ .

Na segunda etapa de operação o interruptor  $S_1$  é bloqueado e o interruptor  $S_2$  passa a conduzir. Isso polariza diretamente os diodos  $D_{a2}$ ,  $D_{b2}$ ,  $D_{c2}$ ,  $D_{d2}$  e  $D_{e2}$  que realizam a descarga dos capacitores na conexão paralelo, como mostra a Figura 5.26(b). A tensão sobre a carga permanece a mesma da primeira etapa, que idealmente é de 1/4 da tensão de entrada  $V_{in}$ , neste caso 25 V.

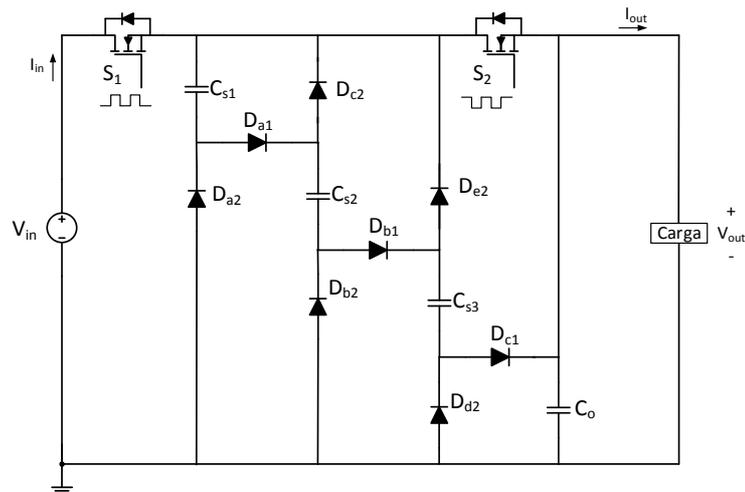


Figura 5.25- Conversor a capacitor chaveado proposto para o acionamento dos OLEDs.

Observando as etapas de operação mostradas na Figura 5.26, pode-se concluir que na primeira etapa com a conexão série dos capacitores a tensão  $V_{in}$  é dividida igualmente entre os quatro capacitores, considerando que todos possuem a mesma capacitância, e o valor médio da corrente circulante será  $1/4$  da corrente média total de saída.

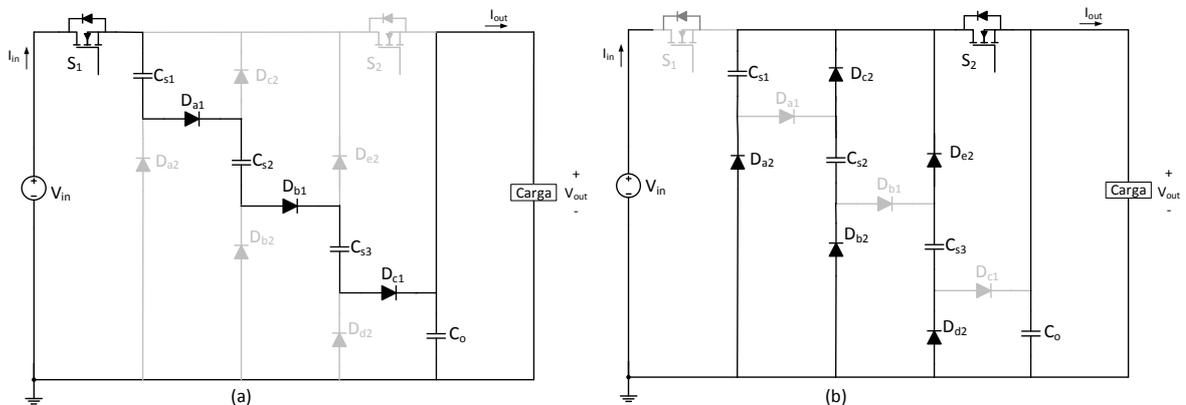


Figura 5.26- Conversor a capacitor chaveado proposto para o acionamento dos OLEDs (a) Primeira etapa de Operação (b) Segunda Etapa de Operação.

Na segunda etapa de operação o valor médio da tensão nos capacitores é idealmente o mesmo entre eles e igual a  $1/4$  da  $V_{in}$ , em função de estarem conectados em paralelo. A corrente, no entanto, em cada um dos braços será  $1/4$  da corrente média total de saída, sendo que sobre o interruptor  $S_2$ , ocorrerá o somatório das correntes dos três primeiros braços, resultando que o valor médio da corrente em  $S_2$  é de  $3/4$  da corrente média de saída.

### 5.4.1.3. Projeto da Topologia de SCC proposta para acionamento de OLEDs

O procedimento de projeto será realizado com base na metodologia inicialmente proposta por Evzelmann e Ben-Yaakov em 2013 seguindo as etapas do fluxograma simplificado mostrado na Figura 5.20.

Inicialmente, o circuito da primeira etapa de operação é redesenhado considerando as resistências intrínsecas de cada componente utilizado, como mostra a Figura 5.27(a). Posteriormente circuito da primeira etapa de operação é transformado em um subcircuito com característica RC, como mostra a Figura 5.27(b).

Os parâmetros da Figura 5.27(b) são definidos por (5.32)-(5.34). Onde foi assumido que as RES dos capacitores são todas idênticas ( $R_{C_s}=R_{C_{s1}}=R_{C_{s2}}=R_{C_{s3}}$ ), as capacitâncias de todos os capacitores são iguais ( $C_s=C_{s1}=C_{s2}=C_{s3}$ ), as resistências de todos os diodos são idênticas ( $R_{D1}=R_{D_{a1}}=R_{D_{b1}}=R_{D_{c1}}$ ) e as tensões diretas de todos os diodos são iguais ( $V_{D1}=V_{D_{a1}}=V_{D_{b1}}=V_{D_{c1}}$ ).

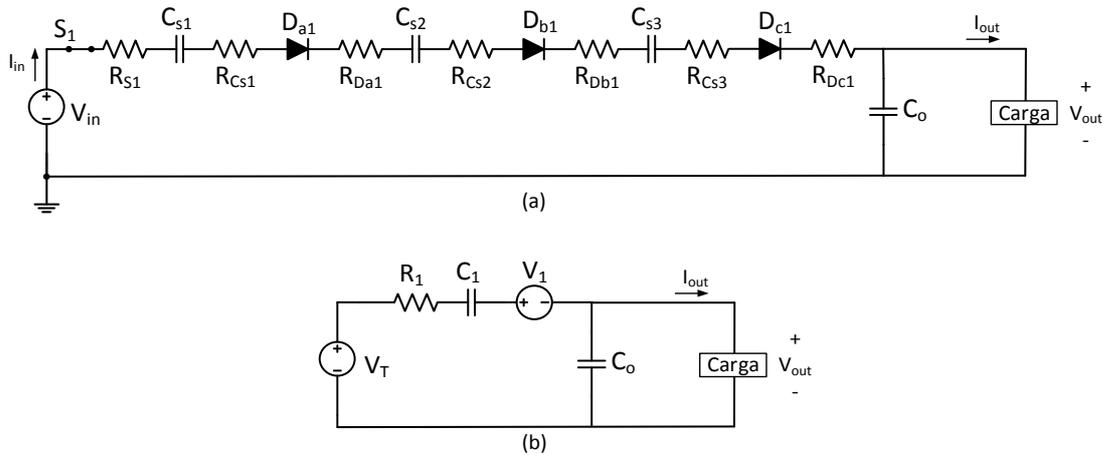


Figura 5.27- (a) Circuito equivalente da primeira etapa de operação com parâmetros intrínsecos  
(b) Subcircuito RC equivalente da primeira etapa de operação.

$$R_1 = R_{S1} + 3R_{C_s} + 3R_{D1} \quad (5.32)$$

$$C_1 = \frac{1}{3} C_s \quad (5.33)$$

$$V_1 = 3V_{D1} \quad (5.34)$$

Logo a constante de tempo da primeira etapa de operação será:

$$\tau_1 = (R_{S1} + 3R_{C_s} + 3R_{D1}) \frac{1}{3} C_s \quad (5.35)$$

A corrente do conversor se dividirá de tal forma que, na primeira etapa 1/4 da corrente média de saída circulará pelo subcircuito equivalente da etapa 1, logo, o coeficiente  $k_1=1/4$ . Portanto, a resistência equivalente do conversor para a primeira etapa de operação será:

$$R_{eq1} = k_1^2 \frac{1}{2f_s C_1} \coth\left(\frac{\beta_1}{2}\right) = \left(\frac{1}{4}\right)^2 \frac{1}{2f_s C_1} \coth\left(\frac{T_1}{2R_1 C_1}\right) \quad (5.36)$$

A segunda etapa de operação pode ser representada pelo circuito da Figura 5.28(a) o qual inclui os parâmetros intrínsecos dos componentes do SCC. O subcircuito equivalente RC para a segunda etapa de operação é mostrado na Figura 5.28(b), onde para o cálculo dos parâmetros foram realizadas as seguintes considerações: as resistências equivalentes série dos capacitores são todas idênticas ( $R_{Cs}=R_{Cs1}=R_{Cs2}=R_{Cs3}$ ), as capacitâncias de todos os capacitores são iguais ( $C_s=C_{s1}=C_{s2}=C_{s3}$ ), as resistências de todos os diodos são idênticas ( $R_{D1}=R_{Da2}=R_{Db2}=R_{Dc2}=R_{Dd2}=R_{De2}$ ). As quedas de tensão de todos os diodos são iguais ( $V_{f2}=V_{Da2}=V_{Db2}=V_{Dc2}=V_{Dd2}=V_{De2}$ ). Os resultados obtidos são expressos por (5.37)-(5.39).

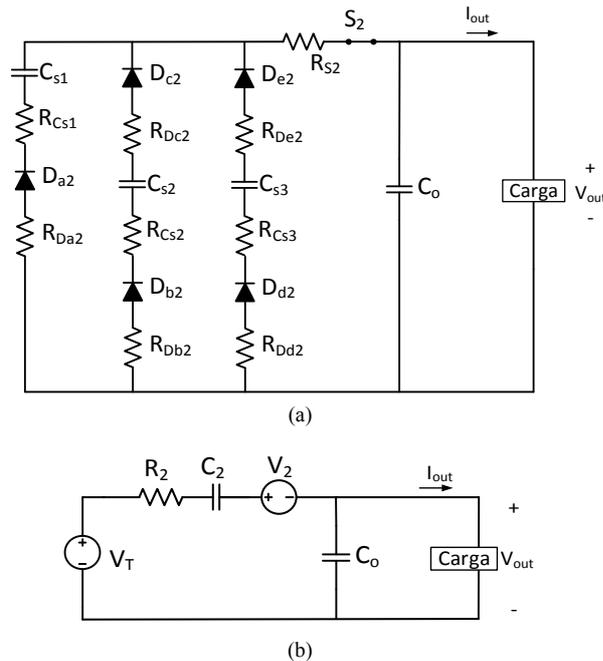


Figura 5.28- (a) Circuito equivalente da segunda etapa de operação com parâmetros intrínsecos  
(b) Subcircuito RC equivalente da segunda etapa de operação.

$$R_2 = R_{S2} + \frac{1}{3}R_{Cs} + \frac{1}{3}R_{D2} \quad (5.37)$$

$$C_2 = 3C_s \quad (5.38)$$

$$V_2 = 2V_{D2} \quad (5.39)$$

Logo a constante de tempo da segunda etapa de operação será:

$$\tau_2 = \left( R_{S2} + \frac{1}{3}R_{Cs} + \frac{1}{3}R_{D2} \right) 3C_s \quad (5.40)$$

A corrente do conversor se dividirá de tal forma que na segunda etapa 3/4 da corrente média de saída circulará pelo subcircuito equivalente da etapa 2, logo o coeficiente  $k_2=3/4$ . Portanto, a resistência equivalente do conversor para a segunda etapa de operação será:

$$R_{eq2} = k_2^2 \frac{1}{2f_s C_2} \coth\left(\frac{\beta_2}{2}\right) = \left(\frac{3}{4}\right)^2 \frac{1}{2f_s C_2} \coth\left(\frac{T_2}{2R_2 C_2}\right) \quad (5.41)$$

Portanto, seguindo o princípio apresentado na Figura 5.16, a soma das resistências equivalentes de cada etapa de operação resultará na resistência equivalente total do conversor. Logo:

$$R_{eq} = R_{eq1} + R_{eq2} \quad (5.42)$$

Sabendo algebricamente como definir o valor da  $R_{eq}$  do conversor, de acordo com o fluxograma da Figura 5.20 é necessário a inserção de valores práticos para a realização do projeto.

Baseando-se nas premissas apresentadas nas seções 5.3.4.1.1, 5.3.4.1.2 e 5.3.4.1.3 e na disponibilidade de componentes do laboratório, o interruptor IRFB52N15D fabricado pela *International Rectifier* foi definido para esta aplicação. As principais características deste interruptor são apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1- Características do Interruptor IRFB52N15D.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão	$V_{ds}$	150 V
Resistência	$R_{ds}$	0,032 $\Omega$
Corrente máxima @ 25°C	$I_{ds}$	51 A

Fonte:(INTERNATIONAL RECTIFIER, 2005)

A definição do diodo foi baseada na circulação de corrente em cada etapa do conversor e na máxima tensão reversa. O diodo escolhido para este projeto foi o MUR210 que tem suas principais características mostradas na Tabela 5.2.

Tabela 5.2- Características do Diodo MUR210.

Grandeza	Símbolo	Valor
Tensão Direta típica @75°C	$V_f$	0,65 V
Tensão reversa repetitiva de pico	$V_{pk}$	100 V
Resistência equivalente série	$R_D$	0,16 $\Omega$
Corrente máxima	$I_{Dmax}$	2 A

Fonte: (ON SEMICONDUCTOR, 2002)

Um capacitor fabricado pela EPCOS modelo B41856 foi especificado para o projeto do SCC. As principais características deste capacitor são apresentadas na Tabela 5.3. Detalhes acerca do dimensionamento deste capacitor serão abordados na seção 5.4.1.4.

Tabela 5.3- Características do Capacitor EPCOS B41856.

Grandeza	Símbolo	Valor
Capacitância nominal	$C_s$	220 $\mu\text{F}$
Resistência equivalente série	$R_{Cs}$	0,9 $\Omega$
Corrente máxima	$I_{r_{\max}}$	0,480 A
Tensão nominal	$V_{Cn}$	35 V

Fonte: (EPCOS, 2002)

Inserindo as informações técnicas dos componentes eletrônicos no equacionamento algébrico proposto é possível obter gráficos que auxiliam no desenvolvimento do projeto. A Figura 5.29 mostra uma representação da resistência equivalente em função da frequência e da capacitância para razão cíclica de 50%.

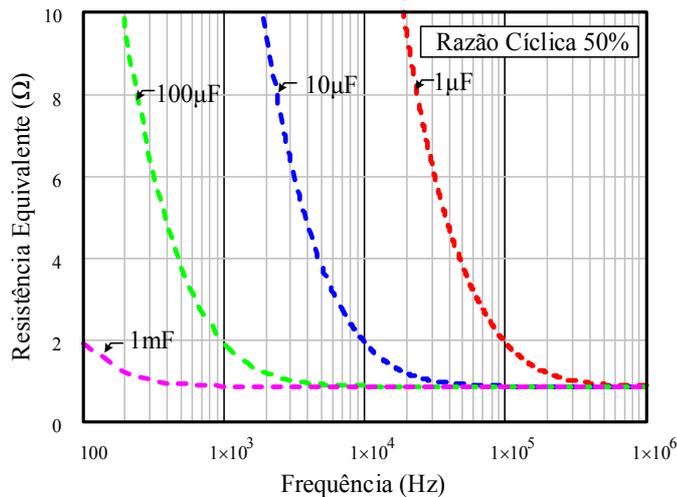


Figura 5.29- Representação da resistência equivalente em função da frequência e da capacitância para razão cíclica de 50%.

A partir da Figura 5.29 podem ser realizadas algumas observações:

Capacitâncias com valores elevados, neste caso 1 mF, são vantajosas quando o objetivo é garantir uma baixa resistência equivalente para uma ampla faixa de frequência. Em contrapartida, podem tornar o conversor muito volumoso, dependendo da tecnologia e da tensão de operação dos capacitores.

Capacitâncias de valor reduzido, neste caso 1  $\mu\text{F}$ , podem garantir menor volume ao conversor, no entanto tornam a faixa de operação em frequência mais limitada.

Valores intermediários de capacitância proporcionam um melhor ajuste da resistência equivalente através da variação da frequência, dando ao projetista uma liberdade maior para atender os requisitos de projeto.

Para melhor visualização da relação existente entre capacitância, tensão e volume de capacitores eletrolíticos, a Figura 5.30(a) mostra um comparativo considerando quatro capacitores de 220  $\mu\text{F}$  com diferentes tensões e na Figura 5.30(b) são mostrados quatro capacitores com tensão idêntica de 100V e capacitâncias distintas.

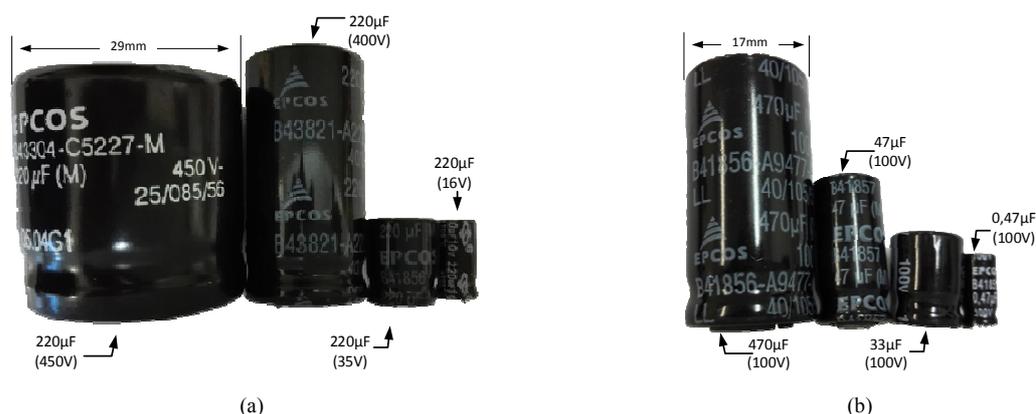


Figura 5.30- Relação entre capacitância, tensão e volume de capacitores eletrolíticos (a) Mesma capacitância e diferentes tensões (b) Mesma tensão e diferentes capacitâncias.

A dependência da resistência equivalente em função da razão cíclica e da frequência é mostrada na Figura 5.31 para um SCC operando com capacitores chaveados de capacitância igual a 100 $\mu\text{F}$  cada um.

Pela Figura 5.31 pode-se perceber que a resistência equivalente mínima ocorre com razão cíclica próxima dos 50%. Também verifica-se que para o caso de 1kHz, a  $R_{eq}$  é maior pois a operação é realizada na inflexão da curva, enquanto a  $R_{eq}$  é menor e praticamente igual para 10kHz e 100kHz em função da operação já na região linear, como mostrado na Figura 5.29.

Para determinar o ponto nominal de operação do SCC proposto, os valores apresentados na Tabela 5.1, Tabela 5.2 e Tabela 5.3 são inseridos nas equações (5.32), (5.33) e (5.34). Através desse procedimento pode-se definir a resistência equivalente da primeira etapa de operação ( $R_1$ ), a capacitância equivalente da primeira etapa ( $C_1$ ) e a queda de tensão nos diodos durante a primeira etapa ( $V_1$ ), o que resulta respectivamente em  $R_1=3,212 \Omega$ ,  $C_1=73,34 \mu\text{F}$  e  $V_1=0,488\text{V}$ . Esses componentes darão ao conversor uma constante de tempo de 235,54 $\mu\text{s}$  na primeira etapa de operação calculada com (5.35). Com base nisto e considerando uma frequência de comutação  $f_s=100 \text{ kHz}$  com razão cíclica de  $D=50\%$  através de (5.36) encontra-se uma resistência equivalente para a primeira etapa de operação  $R_{eq1}=0,402 \Omega$ .

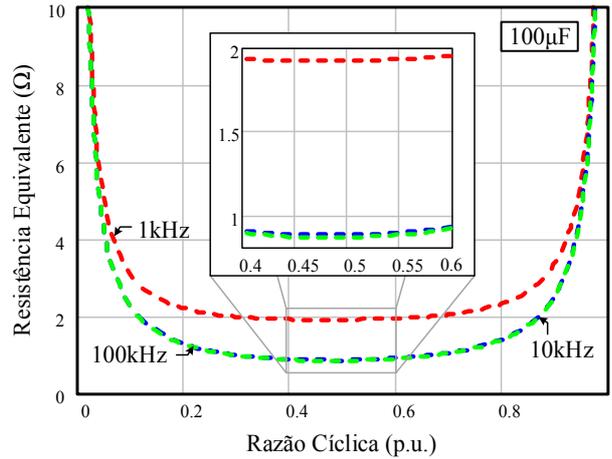


Figura 5.31- Dependência da resistência equivalente em função da razão cíclica e da frequência com  $C_s=100\mu\text{F}$ .

Adotando o mesmo procedimento para a segunda etapa e com o auxílio de (5.37), (5.38) e (5.39), calcula-se  $R_2=0,412 \Omega$ ,  $C_2=660\mu\text{F}$  e  $V_2=0,975\text{V}$ , respectivamente. A constante de tempo da segunda etapa de operação será  $271,92\mu\text{s}$ , calculada com (5.40). Sabendo esses valores e empregando (5.41) pode-se definir a resistência equivalente da segunda etapa de operação  $R_{eq2}=0,464 \Omega$ .

Conhecendo as resistências equivalentes de cada etapa de operação e empregando o princípio dado na Figura 5.16 e por (5.42), pode-se definir a resistência equivalente total do conversor, que resulta em  $R_{eq}=0,865 \Omega$ .

Como resultado do procedimento de cálculo, a Figura 5.32 apresenta o ponto definido para operar o conversor proposto.

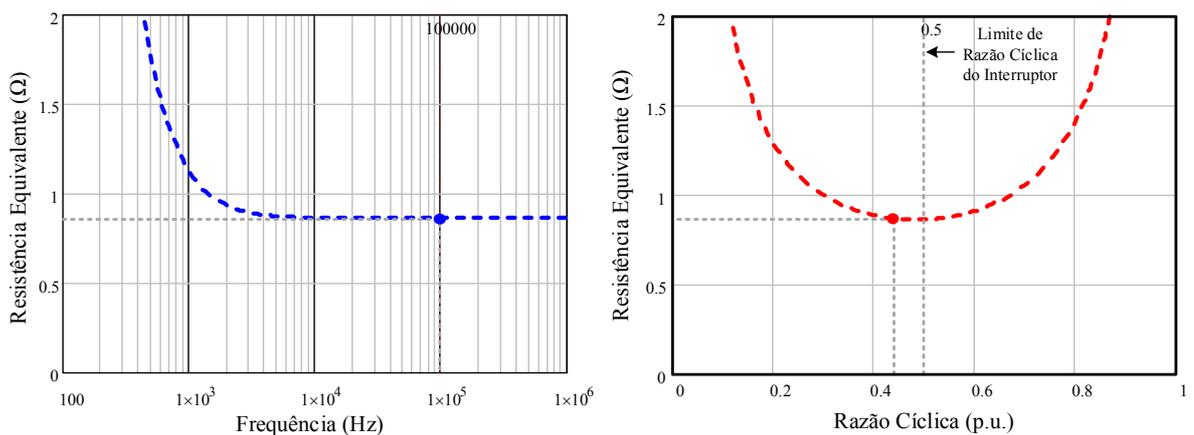


Figura 5.32- Resistência equivalente no ponto de Operação do SCC proposto.

Percebe-se pela Figura 5.32(a) que o ponto de operação está localizado no limite de chaveamento rápido (LCR) ou no modo de carga parcial (CP). Esse ponto de operação garante que a resistência equivalente do conversor não sofrerá mudanças abruptas pois está

praticamente no centro da região linear. Além disso, proporciona elevada eficiência ao conversor pois representa o ponto de mínima  $R_{eq}$ . Entretanto, esse ponto de operação não permite um controle amplo da tensão de saída pela variação da frequência, o que seria conseguido apenas operando abaixo de 10 kHz, neste caso. Se o critério é o ajuste da tensão de saída, seria necessário a redução da capacitância para operar com a mesma frequência.

A Figura 5.32(b) mostra o ponto de operação relacionado à razão cíclica. A razão cíclica escolhida foi de 44%, respeitando o limite de razão cíclica de cada interruptor, que é de 50% e o tempo morto, que para esse caso foi de 0,6  $\mu$ s.

Para definição da tensão de saída utiliza-se (5.27) onde além da  $R_{eq}$  deve-se incluir a queda de tensão nos diodos. A tensão de saída considerando o ponto de operação nominal, como mostra a Figura 5.33, é de 23,35V o que garantirá o acionamento do OLED com corrente média de 350 mA, satisfazendo a condição apresentada no fluxograma da Figura 5.20.

Sabendo-se a tensão de saída, é necessário calcular as correntes e tensões em cada elemento com objetivo final de estimar a eficiência do conversor, como mostrado na Figura 5.20.

A ondulação de tensão no capacitor ( $\Delta V_c$ ) será dada pela diferença entre a tensão mínima ( $V_a$ ) e a tensão máxima ( $V_b$ ) sobre o capacitor, como expresso por (5.43), (5.44) e (5.45), respectivamente.

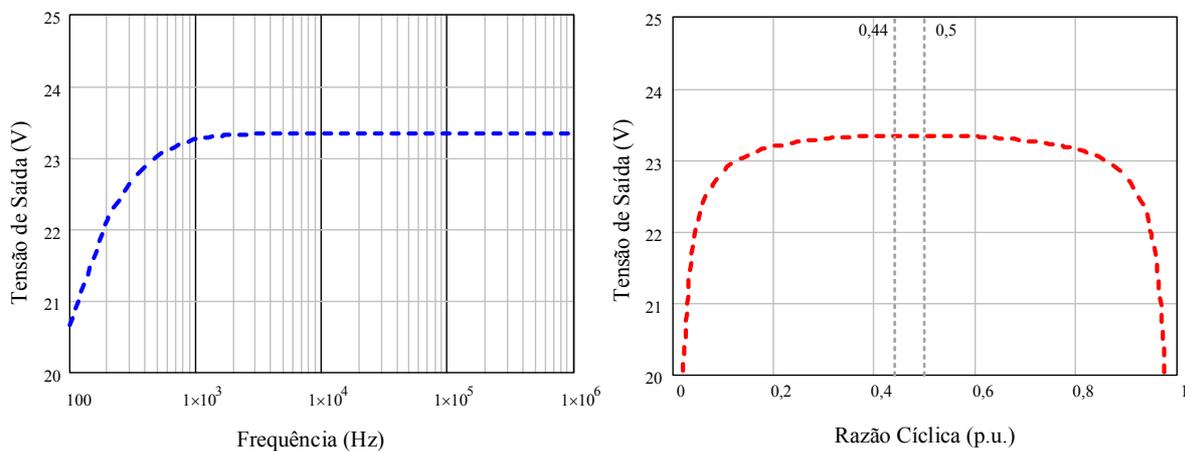


Figura 5.33- Tensão de saída no ponto nominal de operação do SCC proposto.

$$V_a = \left[ \frac{2V_D - V_{out} + V_D e^{-\frac{D_2 T_S}{R_2 C_2}} - \frac{V_i}{4} e^{-\frac{D_2 T_S}{R_2 C_2}} + V_{out} e^{-\frac{D_2 T_S}{R_2 C_2}} - 3V_D e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_S} + \frac{V_i}{4} e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_S}}{e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_S} - 1} \right] \quad (5.43)$$

$$V_b = \left[ \frac{\frac{V_i}{4} - 3V_D + V_D e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} - \frac{V_i}{4} e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} + V_{out} e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} + 2V_D e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_s} - V_{out} e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_s}}{e^{-\left(\frac{D_1}{R_1 C_1} + \frac{D_2}{R_2 C_2}\right) T_s} - 1} \right] \quad (5.44)$$

$$\Delta V_c = V_b - V_a \quad (5.45)$$

A tensão média ( $V_{C_{avg}}$ ) e a tensão eficaz ( $V_{C_{rms}}$ ) no capacitor são dadas por (5.46) e (5.47), respectivamente.

$$V_{C_{avg}} = \frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{D_1 T_s} \left[ \left( \frac{V_i}{4} - V_a \right) \left( 1 - e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} \right) \right] + V_a dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} \left[ (V_{out} - V_b) \left( 1 - e^{-\frac{D_2 T_s}{R_2 C_2}} \right) \right] + V_b dt \right] \quad (5.46)$$

$$V_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[ \int_0^{D_1 T_s} \left[ \left( \frac{V_i}{4} - V_a \right) \left( 1 - e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} \right) \right]^2 + V_a^2 dt + \int_{D_1 T_s}^{T_s} \left[ (V_{out} - V_b) \left( 1 - e^{-\frac{D_2 T_s}{R_2 C_2}} \right) \right]^2 + V_b^2 dt \right]} \quad (5.47)$$

Como na primeira etapa de operação os capacitores são conectados em série e idealmente possuem a mesma capacitância, a tensão de entrada se dividirá igualmente pelos quatro capacitores. Na segunda etapa os capacitores ficam arranjados em paralelo, ou seja, a tensão idealmente é a mesma em todos eles. O valor da tensão média e eficaz nos capacitores é de 24,18 V.

A corrente média ( $I_{C_{avg}}$ ) e a corrente eficaz ( $I_{C_{rms}}$ ) no capacitor são calculadas com (5.48) e (5.49).

$$I_{C_{avg}}(t) = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{D_1 T_s} \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} dt + \frac{1}{3} \int_{D_1 T_s}^{T_s} -\frac{\Delta V_2}{R_2} e^{-\frac{D_2 T_s}{R_2 C_2}} dt \right) \quad (5.48)$$

$$I_{C_{rms}}(t) = \sqrt{\left[ \frac{1}{T_s} \int_0^{D_1 T_s} \left( \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{-\frac{D_1 T_s}{R_1 C_1}} \right)^2 dt \right]^2 + \left[ \frac{1}{3} \frac{1}{T_s} \int_{D_1 T_s}^{T_s} \left( -\frac{\Delta V_2}{R_2} e^{-\frac{D_2 T_s}{R_2 C_2}} \right)^2 dt \right]^2} \quad (5.49)$$

A corrente média no capacitor idealmente deve ser igual a zero e a corrente eficaz deve ser menor que a corrente especificada na folha de dados do capacitor. O valor calculado da  $I_{C_{rms}}$  foi de 175 mA que está abaixo do limite de corrente do capacitor que é de 480 mA. Caso essa condição não fosse satisfeita, seria necessário utilizar capacitores em paralelo com o intuito de aumentar a capacidade de corrente.

Para determinação das perdas e o correto dimensionamento de cada componente do conversor, é necessário definir as correntes que circulam por cada um deles.

Os valores médio, eficaz e máximo das correntes do interruptor  $S_1$  são expressos por (5.50), (5.51) e (5.52), respectivamente.

$$I_{S1_{avg}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{\frac{-D_1 T_S}{R_1 C_1}} dt \quad (5.50)$$

$$I_{S1_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D_1 T_S} \left( \frac{\Delta V_1}{R_1} e^{\frac{-D_1 T_S}{R_1 C_1}} \right)^2 dt} \quad (5.51)$$

$$I_{S1_{pk}} = \frac{\Delta V_1}{R_1} \quad (5.52)$$

As mesmas correntes são expressas para o interruptor  $S_2$  por:

$$I_{S2_{avg}} = \frac{1}{T_S} \int_0^{D_2 T_S} \frac{\Delta V_2}{R_2} e^{\frac{-D_2 T_S}{R_2 C_2}} dt \quad (5.53)$$

$$I_{S2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_0^{D_2 T_S} \left( \frac{\Delta V_2}{R_2} e^{\frac{-D_2 T_S}{R_2 C_2}} \right)^2 dt} \quad (5.54)$$

$$I_{S2_{pk}} = \frac{\Delta V_2}{R_2} \quad (5.55)$$

As correntes que circulam pelos diodos ativos na primeira etapa serão as mesmas que circulam pelo interruptor  $S_1$ , uma vez que durante a primeira etapa de operação esses componentes se conectam em série, assim tem-se:

$$I_{Da1_{avg}} = I_{Db1_{avg}} = I_{Dc1_{avg}} = I_{S1_{avg}} \quad (5.56)$$

$$I_{Da1_{rms}} = I_{Db1_{rms}} = I_{Dc1_{rms}} = I_{S1_{rms}} \quad (5.57)$$

$$I_{Da1_{pk}} = I_{Db1_{pk}} = I_{Dc1_{pk}} = I_{S1_{pk}} \quad (5.58)$$

A corrente que circula pelos diodos ativos na segunda etapa de operação será 1/3 da corrente total que circula pelo interruptor  $S_2$ , portanto:

$$I_{Da2_{avg}} = I_{Db2_{avg}} = I_{Dc2_{avg}} = I_{Dd2_{avg}} = I_{De2_{avg}} = \frac{1}{3} I_{S2_{avg}} \quad (5.59)$$

$$I_{Da2_{rms}} = I_{Db2_{rms}} = I_{Dc2_{rms}} = I_{Dd2_{rms}} = I_{De2_{rms}} = \frac{1}{3} I_{S2_{rms}} \quad (5.60)$$

$$I_{Da2_{pk}} = I_{Db2_{pk}} = I_{Dc2_{pk}} = I_{Dd2_{pk}} = I_{De2_{pk}} = \frac{1}{3} I_{S2_{pk}} \quad (5.61)$$

Os esforços de tensão dos diodos e interruptores serão múltiplos da tensão de entrada, logo:

$$V_{S1_{pk}} = V_a - V_{in} \quad (5.62)$$

$$V_{S2_{pk}} = V_{in} - V_{out} \quad (5.63)$$

$$V_{Da1_{pk}} = V_{Db1_{pk}} = V_{Dc1_{pk}} = V_{Dc2_{pk}} = -\frac{1}{4} V_{in} \quad (5.64)$$

$$V_{Da2_{pk}} = -\frac{3}{4} V_{in} \quad (5.65)$$

$$V_{Db2_{pk}} = V_{De2_{pk}} = -\frac{1}{2} V_{in} \quad (5.66)$$

As perdas nos interruptores são calculadas por:

$$P_{S1} = I_{S1,rms}^2 R_{S1} \quad (5.67)$$

$$P_{S2} = I_{S2,rms}^2 R_{S2} \quad (5.68)$$

As perdas nos diodos são calculadas por (5.69) e (5.70), onde  $P_{D1}$  representa todas as perdas dos diodos ativos na primeira etapa e  $P_{D2}$  representa as perdas dos diodos ativos na segunda etapa.

$$P_{D1} = I_{D1,rms}^2 R_{D1} + V_{D1} I_{D1,rms} \quad (5.69)$$

$$P_{D2} = I_{D2,rms}^2 R_{D2} + V_{D2} I_{D2,rms} \quad (5.70)$$

As perdas nos capacitores são calculadas por:

$$P_{Cs} = I_{Cs,rms}^2 R_{Cs} \quad (5.71)$$

As perdas totais serão a soma das perdas em todos os componentes, como expresso em:

$$P_{totais} = P_{S1} + P_{S2} + 3P_{D1} + 5P_{D2} + P_{Cs} \quad (5.72)$$

A Tabela 5.4 apresenta um resumo dos resultados teóricos obtidos para as correntes do SCC proposto, esses valores foram comparados com os resultados de simulação obtidos com o simulador.

A Tabela 5.5 apresenta o resumo referente aos esforços de tensão nos componentes. Esses valores são de grande importância pois determinam o correto dimensionamento dos componentes eletrônicos. Os resultados teóricos são comparados com os obtidos em simulação.

A Tabela 5.6 resume as perdas do conversor distribuídas em cada tipo de componente e a contribuição de cada um deles para a perda total do conversor.

Tabela 5.4- Resumo dos resultados teóricos e de simulação para as correntes do circuito.

Variável	Calculado (mA)	Simulado (mA)
$I_{S1,rms}$	124	125
$I_{S1,avg}$	88	88
$I_{S1,pk}$	177	176
$I_{S2,rms}$	371	374
$I_{S2,avg}$	262	265
$I_{S2,pk}$	530	532
$I_{Cs,rms}$	175	176
$I_{Cs,avg}$	0	0
$I_{Cs,pk}$	177	177

Tabela 5.5- Resumo dos resultados teóricos e de simulação para os esforços de tensão do circuito.

Variável	Calculado (V)	Simulado (V)
$V_{S1pk}$	75,82	76,52
$V_{S2pk}$	76,76	76,84
$V_{Cs}$	24,18	24,47
$V_{Da1pk}=V_{Db1pk}=V_{Dc1pk}=V_{Dd2pk}=V_{De2pk}$	-25	-24,83
$V_{Da2pk}$	-75	-75,52
$V_{Dc2pk}=V_{Df2pk}$	-50	-50,9

Tabela 5.6- Resumo dos resultados teóricos e de simulação para as perdas do circuito.

Variável	Calculado (mW)	Simulado (mW)
Perdas nos diodos na primeira etapa de operação	177,97	177,41
Perdas nos diodos na segunda etapa de operação	296,9	295
Perdas nos Interruptores	4,9	4,87
Perdas nos Capacitores	82,68	82,22
Perdas Totais	562	560

Sabendo as perdas totais do conversor é possível calcular a eficiência do mesmo empregando (5.73) ou (5.74).

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{totais}} 100 \quad (5.73)$$

$$\eta_{\%} = \frac{P_{out}}{P_{in}} 100 \quad (5.74)$$

Aplicando os valores obtidos teoricamente encontra-se uma eficiência percentual do conversor proposto de 93,5% em comparação com os 92,63% de eficiência obtidos em simulação.

Os valores encontrados foram satisfatórios. Entretanto, se o resultado obtido não for satisfatório, seguindo o fluxograma apresentado na Figura 5.20, o projetista deve selecionar novos componentes eletrônicos ou definir um novo ponto de operação afim de atingir a eficiência desejada.

#### 5.4.1.4. Implementação do SCC proposto

A implementação do conversor foi realizada de acordo com o circuito apresentado na Figura 5.34.

Um circuito integrado IR21531D fabricado pela *International Rectifier* foi empregado para comandar complementarmente os interruptores  $S_1$  e  $S_2$ . O circuito de comando foi alimentado a partir de uma fonte externa com 15,6 V.

O princípio de funcionamento do circuito de comando baseia-se no carregamento do capacitor de bootstrap ( $C_{bs}$ ) pelo caminho proporcionado pelo terra virtual (fonte do interruptor  $S_2$ ) enquanto o interruptor  $S_2$  está conduzindo. No instante em que  $S_2$  é bloqueado, a carga armazenada em  $C_{bs}$  auxilia na geração do pulso de tensão que irá comandar o interruptor  $S_1$ .

Esse circuito é vantajoso porque possibilita a geração dos pulsos de comando a partir de um capacitor e um resistor de temporização,  $C_T$  e  $R_T$ , respectivamente. Além disso, o encapsulamento de 8 terminais auxilia na redução do volume ocupado pelo circuito de comando. Entretanto, este CI não permite o ajuste da razão cíclica e nem do tempo morto do comando dos interruptores, tendo um valor pré-estabelecido de  $0,6 \mu s$  (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2006).

A Tabela 5.7 apresenta a relação de todos os componentes eletrônicos utilizados para a implementação do SCC proposto.

Os OLEDs utilizados ainda apresentam uma vida útil reduzida em comparação com outras fontes de luz. Os modelos utilizados possuem vida útil de 10 mil horas considerando o fator L50 (PHILIPS, 2014).

No entanto, já existem disponíveis comercialmente OLEDs com vida útil estimada em 40 mil horas, logo, é importante que o circuito de acionamento proposto seja capaz de operar por tempo equivalente ao do OLED, evitando a falha do circuito antes da degradação do OLED.

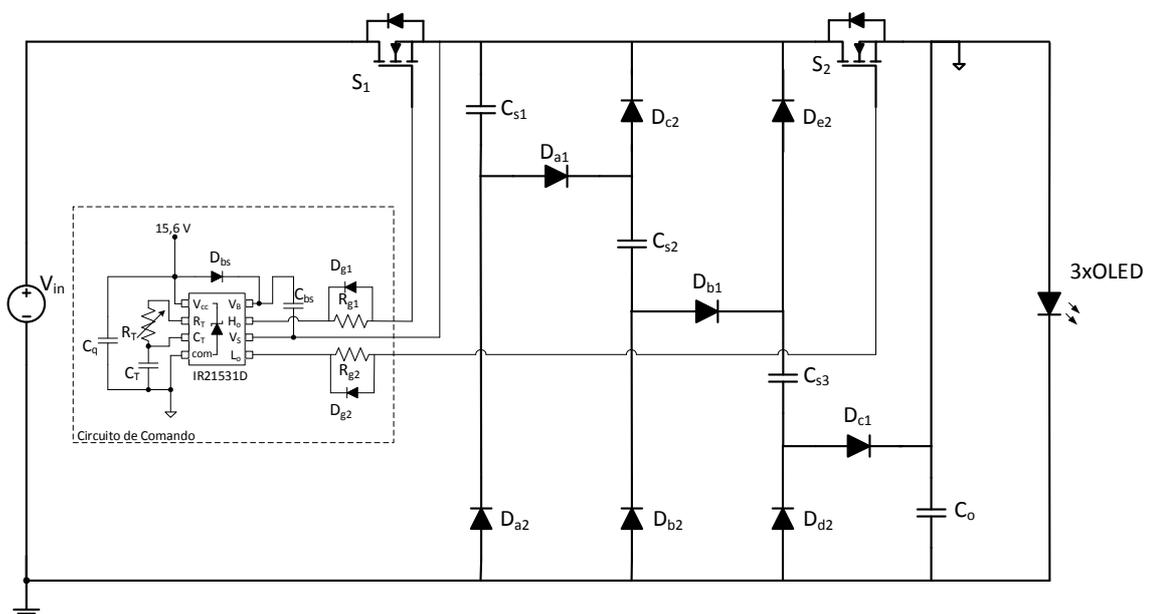


Figura 5.34- Circuito empregado para a implementação do SCC para acionamento de OLEDs.

Tabela 5.7- Componentes eletrônicos utilizados para a implementação do SCC proposto.

Descrição	Símbolo	Especificação
Capacitores Chaveados	$C_{s1}=C_{s2}=C_{s3}$	Cap. Eletrolítico Epcos B41856 - 220 $\mu$ F - 35V
Capacitor de Saída	$C_o$	Cap. Eletrolítico Epcos B41856 - 220 $\mu$ F - 35V
Capacitor de Derivação	$C_q$	Cap. Eletrolítico Epcos B41821 - 47 $\mu$ F - 35V
Capacitor de Temporização	$C_T$	4,7nF
Capacitor de Bootstrap	$C_{bs}$	82nF
Diodo de Bootstrap	$D_{bs}$	UF4007
Resistor de Gatilho	$R_{g1}=R_{g2}$	22 $\Omega$
Diodo de Gatilho	$D_{g1}=D_{g2}$	1N4148
Circuito Integrado de Comando	CI	IR21531D
Diodos do SCC	$D_{a1}=D_{b1}=D_{c1}=D_{a2}=$ $D_{b2}=D_{c2}=D_{d2}=D_{e2}=D_{f2}$	MUR210
Interruptores	$S_1=S_2$	IRFB52N15D
Carga	OLEDs	Philips Lumiblade GL-30 Philips Lumiblade GL-55 Philips Lumiblade GL-46

Os elementos mais frágeis do conversor proposto são os capacitores chaveados em função da baixa vida útil apresentada pela tecnologia de capacitores eletrolíticos. Portanto, eles devem ser alvo de um estudo mais aprofundado, visando a maximização da sua vida útil para que as características vantajosas que apresentam possam ser benéficas para o restante do conversor.

Neste sentido, a equação (5.30) apresentada na seção de especificação de capacitores (5.3.4.1.3) pode ser utilizada para estimar a vida do capacitor eletrolítico utilizado na construção do SCC proposto.

A partir das informações contidas na folha de dados do capacitor B41856 de 220 $\mu$ F fabricado pela Epcos tem-se uma vida útil base ( $L_b$ ) de 3 mil horas e uma temperatura máxima de operação ( $T_m$ ) de 105°C (EPCOS, 2002).

Sabendo essas informações ainda existem duas incógnitas em (5.30), a temperatura do núcleo do capacitor ( $T_{core}$ ) e o coeficiente de margem de tensão ( $M_v$ ), dado por (5.31). A Figura 5.35 demonstra a estimativa da vida útil como função de  $T_{core}$  e  $M_v$ .

Percebe-se que quanto maior for a margem de tensão conseqüentemente maior será a vida útil, ou seja, quanto menor for a  $V_{ap}$  em relação a  $V_n$ , maior será o  $M_v$  e a vida útil será maximizada. Além disso operar sob baixas temperaturas também proporciona um incremento da vida útil.

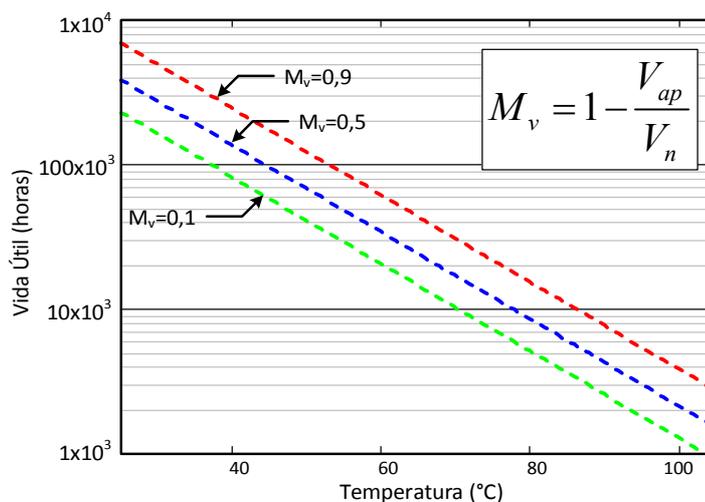


Figura 5.35- Estimativa da vida útil do capacitor como função de  $T_{core}$  e  $M_v$ .

Aplicando os valores calculados para o projeto do SCC proposto tem-se que  $V_{ap}=24,18V$  e o capacitor especificado possui uma tensão nominal  $V_n=35V$ . Logo, a vida útil estimada para o capacitor utilizado será de aproximadamente 42 mil horas operando com  $T_c=50^\circ C$ . Para casos em que a temperatura passa a ser crítica, pode-se empregar um capacitor da mesma linha, no entanto com  $V_n=100V$ , o que resultaria em uma vida de 42 mil com a possibilidade de operar com  $T_{core}=63^\circ C$ , sob pena de se aumentar o volume do capacitor em 85%.

Considerando a vida útil dos OLEDs utilizados como carga do conversor SCC, a operação com  $V_{ap}=24,18 V$  em um capacitor de  $V_n=35 V$  irá proporcionar uma vida útil de aproximadamente 11 mil horas operando com  $T_{core}=70^\circ C$ , o que satisfaz o requisito particular desta aplicação, considerando a reduzida vida útil dos OLEDs empregados.

Maiores descrições a respeito da temperatura e da modelagem térmica de capacitores eletrolíticos podem ser encontrados em trabalhos publicados por Parler *et al.* em 1999 (PARLER, 1999b) (PARLER, 1999a).

Considerando os componentes apresentados na Tabela 5.7 e os conceitos de projeto abordados nas seções 5.3 e 5.4 foi possível implementar o conversor a capacitor chaveado que tem sua fotografia mostrada na Figura 5.36.

#### 5.4.1.5. Resultados Experimentais

O protótipo implementado para o SCC foi submetido a testes para validação da análise proposta. O conversor foi acionado com uma tensão de entrada  $V_{in}=100 V$ , os OLEDs foram

conectados em série entre eles e à saída do conversor. O conversor foi comutado na frequência de 100kHz com razão cíclica de 44% e tempo morto de 0,6  $\mu$ s.

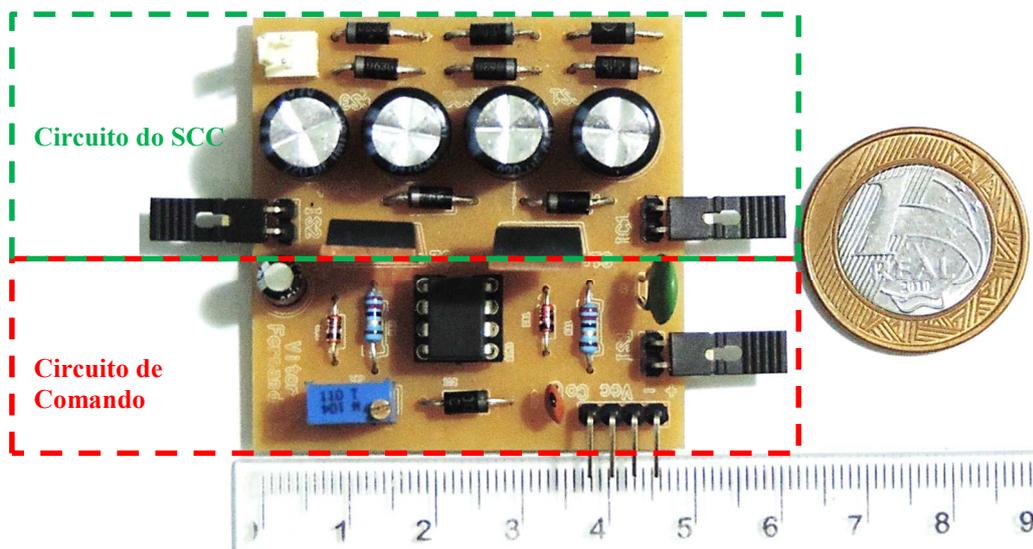


Figura 5.36- Fotografia do SCC proposto para o acionamento de OLED.

A Figura 5.37 apresenta as formas de onda da tensão e corrente nos interruptores. Pode-se observar a amplitude da tensão sobre os interruptores que é de aproximadamente 78 V comparado com os 76 V calculados por (5.62) e (5.63).

Nota-se que embora o conversor esteja projetado para operar no modo de carga parcial e que neste modo a forma de onda de corrente esperada é uma função exponencial de carga de capacitor, as indutâncias parasitas presentes nas trilhas da placa eletrônica e nos capacitores limitaram a derivada de subida da corrente, como se pode observar nas formas de onda de  $I_{S1}$  e  $I_{S2}$ .

A Figura 5.38 mostra a forma de onda da corrente no capacitor. É possível observar que existe uma simetria entre os ciclos de carga, quando a corrente é positiva os capacitores são carregados, quando a corrente é negativa eles se descarregam, o que resulta em um nível médio idealmente nulo, que experimentalmente foi de  $-60,2 \mu\text{A}$ . A corrente eficaz medida no capacitor foi de 179 mA, próxima dos 175 mA obtidos teoricamente.

Na Figura 5.39 são mostradas em detalhes as formas de onda da corrente nos interruptores. Pode-se observar que a corrente média que circula por  $S_1$  é aproximadamente 1/4 da corrente média de saída (350 mA). Enquanto a corrente média que circula por  $S_2$  é 3/4 do valor da  $I_{out}$ .

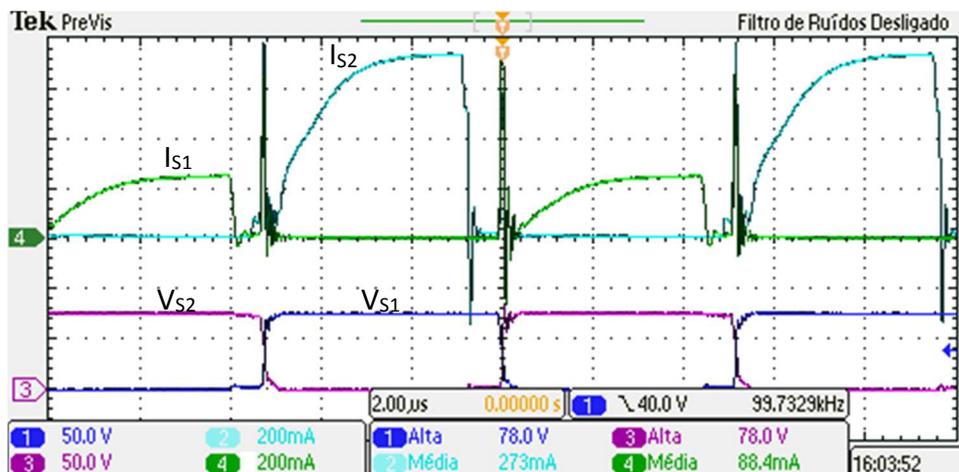


Figura 5.37- Tensão no interruptor S1 (CH1, 50V/div) Tensão no interruptor S2 (CH3, 50V/div) Corrente no interruptor S1 (CH4, 200mA/div) Corrente no Interruptor S2 (CH2, 200mA/div). Escala de tempo  $2 \mu\text{s}/\text{div}$ .



Figura 5.38-Corrente nos capacitores chaveados (CH, 200mA/div). Escala de tempo  $2 \mu\text{s}/\text{div}$ .

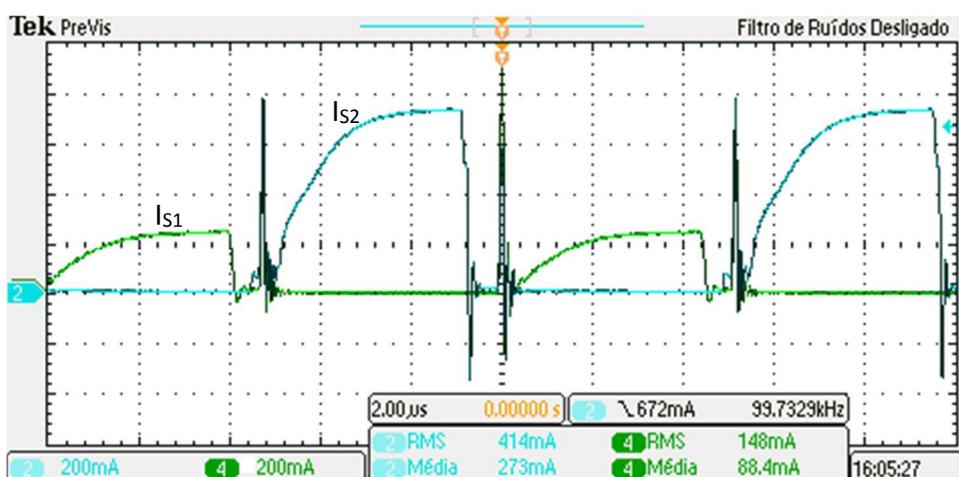


Figura 5.39- Corrente no interruptor S1 (CH4, 200mA/div) Corrente no Interruptor S2 (CH2, 200mA/div). Escala de tempo  $2 \mu\text{s}/\text{div}$ .

Nota-se também uma corrente média no interruptor  $S_1$  de 88,4 mA comparado com os 88 mA obtidos teoricamente. O mesmo ocorre no interruptor  $S_2$ , onde tem-se um valor medido de 273 mA comparado com os 268 mA estimados pelo projeto.

A Figura 5.40 mostra a tensão e corrente na entrada do conversor. Sendo que a corrente é a mesma que circula pelo interruptor  $S_1$ . Pelos resultados pode-se observar uma potência de entrada de 8,92 W.

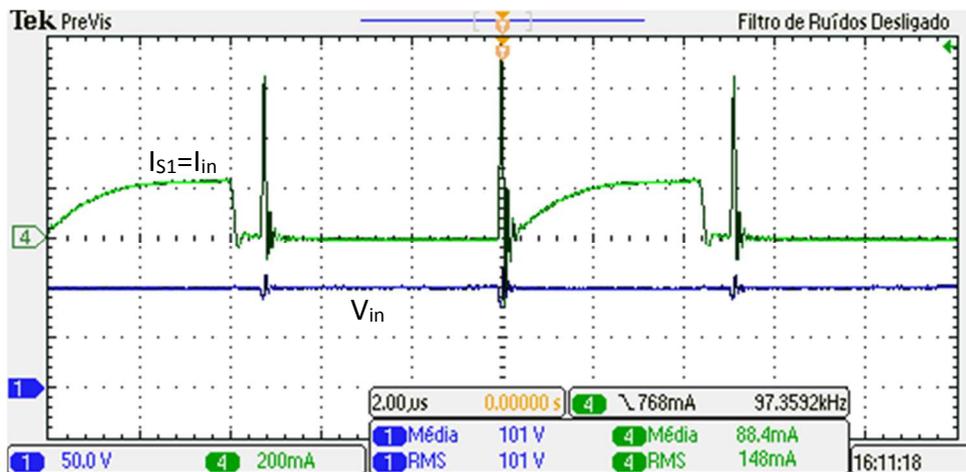


Figura 5.40- Tensão de entrada (CH1, 50V/div) e Corrente no interruptor  $S_1$  (CH4, 200mA/div) Escala de tempo 2µs/div.

Na Figura 5.41 são apresentadas as formas de onda da tensão e corrente nos OLEDs. O valor médio da corrente foi de 347 mA, próximo do valor teórico de 350mA, a tensão medida foi de 23,7 V conforme valor de projeto, configurando uma potência de saída de 8,23W.

Sabendo a potência de saída e a potência de entrada pode-se definir a eficiência do conversor. Logo considerando  $P_{in}=8,92$  W e  $P_{out}=8,23$ W, a eficiência do conversor é de aproximadamente 92%.

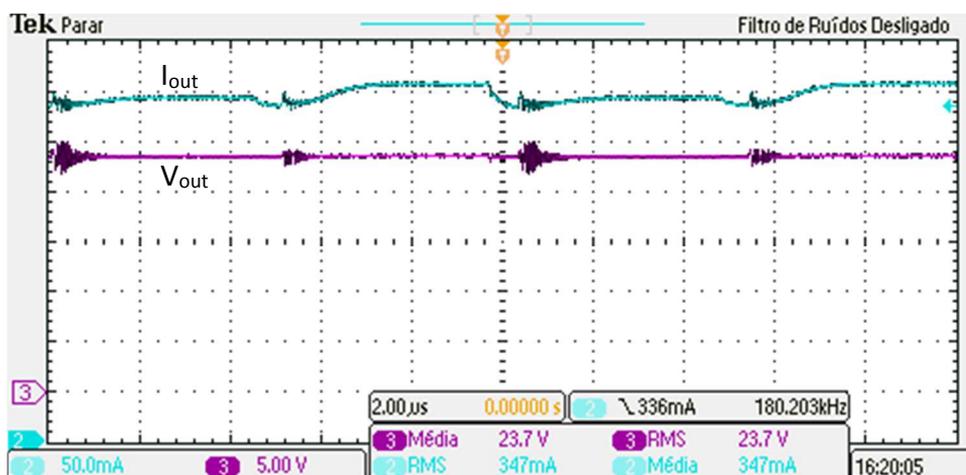


Figura 5.41- Tensão de saída (CH3, 5V/div) e Corrente nos OLEDs (CH2, 50mA/div) Escala de tempo 2µs/div.

Para um estudo inicial, que era o objetivo deste trabalho, os resultados obtidos com o conversor a capacitores chaveados mostraram-se satisfatórios. No entanto, no sentido de desenvolver um protótipo comercial melhorias devem ser realizadas, principalmente incluindo os efeitos das indutâncias intrínsecas, que foram desprezadas no presente projeto, e um estágio de controle da corrente dos OLEDs, que não foi abordado. Além disso, seria interessante implementar a fonte auxiliar para a alimentação do circuito de comando dos interruptores. Maiores detalhes sobre o desenvolvimento de trabalhos futuros com essa topologia serão apresentados na seção 5.5.

### **5.5. Conclusão**

Neste capítulo foi proposta uma topologia para o acionamento de OLEDs empregando conversores baseados em capacitores chaveados. Inicialmente apresentou-se uma revisão bibliográfica acerca do tema e trabalhos científicos foram citados para demonstrar o crescimento do interesse da comunidade científica no estudo deste tipo de topologia.

Posteriormente algumas técnicas de análise de SCCs foram abordadas e uma delas foi escolhida para o desenvolvimento do projeto do conversor proposto. A técnica consiste em dividir o conversor em subcircuitos equivalentes à cada etapa de operação, organizando o circuito de tal forma que o mesmo possua a característica de um circuito de primeira ordem (RC). Baseando-se nesta técnica calculou-se a resistência equivalente do conversor e definiu-se o ponto de operação para atender aos requisitos solicitados pela carga de OLEDs.

Uma abordagem breve foi realizada destacando características para a especificação de componentes eletrônicos para implementação do SCCs, uma vez que o funcionamento adequado destes conversores é fortemente dependente dos componentes especificados para sua construção. Neste sentido, uma análise simplificada da vida útil dos capacitores foi realizada tendo em vista que estes são os elementos que limitam a vida útil de todo o sistema de iluminação no caso de existir um acoplamento entre OLEDs e o circuito de acionamento.

Maiores avanços devem ser realizados para a melhoria do sistema de iluminação proposto, entre eles destacam-se:

- a) Escolha mais específica de componentes, visando redução de perdas e volume do conversor;
- b) Prototipação em SMD para dar ao conversor espessura similar à dos OLEDs;
- c) Desenvolvimento de um conversor para correção do fator de potência e acionamento do SCC, no caso de aplicações onde a conexão com a rede elétrica é desejável;

- d) Estudo da possibilidade de integração entre um dos interruptores do SCC e o interruptor do estágio de correção do fator de potência;
- e) Proposta de um circuito de controle de corrente para os OLEDS, de forma que o conversor seja robusto a distúrbios na tensão da entrada e na carga, mantendo a corrente nos OLEDS constante sob estas circunstâncias;
- f) Avaliação da possibilidade de redução da capacitância de saída do conversor utilizando a capacitância intrínseca dos OLEDS;
- g) Tornar possível o ajuste da intensidade luminosa dos OLEDS empregando os métodos tradicionais de AM, PWM e BL, além de realizar um estudo mais aprofundado da possibilidade de realizar a modulação por variação da frequência, beneficiando-se da impedância dos OLEDS.

Considerando que o objetivo inicial do capítulo era apresentar uma proposta básica de um conversor a capacitor chaveado abrindo nova linha de pesquisa para o desenvolvimento de circuitos de acionamento para OLEDS, pode-se concluir que os objetivos foram atingidos satisfatoriamente, tendo em conta o grande número de trabalhos futuros que podem ser realizados a partir desta análise inicial.

## CONCLUSÃO GERAL

---

O emprego de OLEDs em sistemas de iluminação apresenta-se como uma alternativa viável para um futuro próximo. Estudos realizados por fabricantes e órgãos governamentais reportam que o aumento da eficácia luminosa e a redução do custo de fabricação tornarão os OLEDs atrativos nos próximos anos.

Na atualidade, porém, em função de se tratar de um dispositivo inovador, o comportamento do OLED não é totalmente conhecido pela comunidade científica e por projetistas de sistemas de iluminação. No sentido de suprir essa carência pode-se apresentar os principais ganhos obtidos com o desenvolvimento desta tese de doutorado:

No Capítulo 1, realizou-se a caracterização destes dispositivos apresentando o cenário atual no que diz respeito ao princípio de funcionamento, aspectos construtivos, tendências futuras em sistemas de iluminação.

O Capítulo 2 apresentou a proposta de um novo modelo para OLEDs, contemplando seus aspectos elétricos, térmicos, fotométricos e escalares. Inicialmente foi realizada a proposta de um modelo estático juntamente com um procedimento de baixo custo e complexidade para identificação dos parâmetros do modelo. Resultados experimentais e de simulação validaram o modelo e evidenciaram a sua aplicabilidade no desenvolvimento de sistemas de iluminação.

Um modelo dinâmico foi apresentado no Capítulo 3, atrelado a este, um método para identificação da capacitância intrínseca de OLEDs foi proposto. O método baseia-se em uma análise matemática baseada em dados experimentais. Os resultados obtidos foram satisfatórios validando o modelo também em situações em que existem variações temporais na forma de onda de acionamento dos OLEDs.

O Capítulo 4 apresentou uma caracterização fotométrica dos OLEDs quando submetidos a diferentes formas de onda de acionamento. Conclusões foram apresentadas no que se refere ao desvio cromático e degradação do fluxo e eficácia luminosa.

Por fim, no capítulo 5 uma proposta inicial de um conversor baseado em capacitores chaveados foi realizada. O objetivo foi abrir uma nova linha de pesquisa no desenvolvimento de circuitos de acionamento para OLEDs. De forma restrita os resultados foram satisfatórios, dando margem para trabalhos futuros no desenvolvimento de circuitos mais sofisticados para o acionamento de OLEDs.

Como proposta de continuação deste trabalho está a implementação de um conversor a capacitor chaveado de maior potência com possibilidade de controle da corrente e ajuste da intensidade luminosa de OLEDs com maior eficácia luminosa e vida útil.

## REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ABILUMI. Lâmpadas Econômicas ajudam a aumentar o índice de eficiência energética. 2014. Disponível em: <  
[http://www.abilumi.org.br/abilumi/index.php?option=com\\_content&task=view&id=6249&Itemid=61](http://www.abilumi.org.br/abilumi/index.php?option=com_content&task=view&id=6249&Itemid=61) >. Acesso em: 19/05/2014.
- AHN, J.-H. et al. Equivalent-Circuit Analysis of OLEDs by Using the Frequency-Dependent Response of an ITO/Alq3/Al Device. *J. of the Korean Phys. Soc.*, v. 46, no. 2, n. 2, p. 546-550, Feb., 2005.
- ALMEIDA, P. S. **Síntese de Conversores Ressonantes com Alto Fator de Potência e Alta Eficiência para o Acionamento de Diodos Emissores de Luz**. 2014. (Tese de Doutorado). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.
- ALMEIDA, P. S. et al. Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED Lamps Including Low-Frequency Current Ripple Effects. **IEEE Trans. on Power Electr.**, v. 30, no. 7, p. 3841-3851, Jul., 2015.
- ALMEIDA, P. S. et al. Improved state-space averaged representation of LED drivers considering the dynamic model of the load. *Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian, 2013. 27-31 Oct. 2013.* p.434-439.
- ANSI-NEMA-ANSLG-C78.377. American National Standard for electric lamps - Specifications for the Chromaticity of Solid State Lighting Products 2008.
- AURONGZEB, D.; ROBERTS, B. R. Electronic driver dimming control using ramped pulsed modulation for large area solid-state OLEDs. *ELECTRIC, G. US* 2011/0140626 A1 2011.
- AYUDHYA, R. S. N. A switched-capacitor Dickson charge pumps for high-voltage high power applications. *Intern. Conf. on Information Science, Electronics and Electrical Engineering, 2014. 26-28 April 2014.* p.1147-1150.
- BALDO, M. A. et al. Highly efficient phosphorescent emission from organic electroluminescent devices. *Nature*, v. 395, n. 6698, p. 151-154, 1998.
- BENDER, J. P. SPICE Modeling of ACTFEL Devices and OLEDs. 144, Jun. (Master of Science). Department of Electrical and Computer Engineering Oregon State University, 2000.
- BENDER, V. C. et al. Design Methodology for Light-Emitting Diode Systems by Considering an Electrothermal Model. **IEEE Trans. Electron Devices**, v. 60, no. 11, p. 3799-3806, Nov., 2013.

- BERA, D. et al. Optimization of down-conversion phosphor films for high efficiency white organic light-emitting diodes. *Journal of Photonics for Energy*, v. 1, p. 011025-011025-11, 2011.
- BERGEN, T.; BLATTNER, P. Photometry Standardization Developments for OLEDs and LEDs. **LED Professional**. Jan/Fev 2014.
- BERNANOSE, A.; COMTE, M.; VOUAUX, P. A new method of emission of light by certain organic compounds. *J. Chim. Phys.*, v. 50, p. 64-68, 1953.
- BHATTACHARYA, A. et al. A Probabilistic Approach of Designing Driving Circuits for Strings of High-Brightness Light Emitting Diodes. *IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2007. 17-21 Jun. 2007. p.1429-1435.
- BISQUERT, J. et al. Negative capacitance caused by electron injection through interfacial states in OLEDs. *Chem. Phys. Lett.*, v. 422, n. 1-3, p. 184-191, Feb., 2006.
- BLOCHWITZ, J. et al. Non-polymeric OLEDs with a doped amorphous hole transport layer and operating voltages down to 3.2 V to achieve 100 cd/m<sup>2</sup>. *Synthetic Metals*, v. 127, n. 1-3, p. 169-173, 2002.
- BONNASSIEUX, Y.; BUI, V. D. OLED Spice Modeling in a Passive Matrix of Pixels. 23rd Intern. display research Conf., 2003.
- BRASIL. PROJETO DE LEI N.º 1.161 - Proíbe a fabricação, importação, comercialização e o uso de lâmpadas incandescentes. Brasília-DF 2007.
- BRÜTTING, W.; BERLEB, S.; MÜCKL, A. G. Device physics of organic light-emitting diodes based on molecular materials. *Organic Electronics*, v. 2, no 1, p. 1-36, Mar., 2001.
- BRÜTTING, W. et al. Influence of trapped and interfacial charges in organic multilayer light-emitting devices. **J. Appl. Phys.**, v. 89, no. 3, p. 1704-1712, Feb. , 2001.
- BUI, V. D. Conception e modélisation de transistors TFTs en silicium micro cristallin pour des écrans AMOLED. (Doctor Thesis).Ecole Polytechnique Palaiseau, France, 2006.
- BULLOUGH, J. et al. Effects of flicker characteristics from solid-state lighting on detection, acceptability and comfort. *Lighting Research and Technology*, v. 43, n. 3, p. 337-348, Sep., 2011.
- BURROUGHES, J. H. et al. Light-emitting diodes based on conjugated polymers. **Nature**, v. 347, n. 6293, p. 539-541, 1990.
- BUSO, D. et al. OLED Electrical Equivalent Device for Driver Topology Design. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, v. 50, no. 2, p. 1459-1468, Mar., 2014.
- BUYTAERT, J. et al. Optical determination of the junction temperature of OLEDs. **Organic Electronics**, v. 14, n. 11, p. 2770-2776, Aug., 2013.

CAI, J.; RAN, F. A CMOS OLED Driver with Pre-charge Generation. 3rd International Conference on Biomedical Engineering and Informatics, 2010.

CAMPBELL, I. H.; SMITH, D. L.; FERRARIS, J. P. Electrical impedance measurements of polymer light-emitting diodes. **Applied Physics Letters**, v. 66, no. 22, p. 3030-3032, May, 1995.

CARNEIRO, M. S. D. S. Introdução à Química Orgânica 2010.

CAZATI, T. Efeito da Fotocondução em diodos com camada ativa de derivados de poli(p-fenileno vinileno (PPV)). 2008. 133 (Tese de Doutorado). Universidade de São Paulo, 2008.

ÇENGEL, Y. A. Heat & Mass Transfer: A Practical Approach. McGraw-Hill Education, 2009.

CHANG, C.-H. et al. High-color-rendering white organic LEDs based on novel phosphors. **Journal of International Society for Optics and Photonics**, 2010.

CHEN, H.; HUI, S. Y. R. Dynamic Prediction of Correlated Color Temperature and Color Rendering Index of Phosphor-Coated White Light-Emitting Diodes. **IEEE Trans. on Ind. Electr.**, v. 61, no. 2, n. 2, p. 784-797, Feb., 2014.

CHEN, H. et al. Estimation Carrier Concentration of Light-Emitting Diode via Electrical Thermal Characteristics. **IEEE Transactions on Electron Devices**, v. 62, n. 7, p. 2257-2262, July, 2015.

CHEN, H. T.; CHOY, W. C. H.; HUI, S. Y. R. Characterization, Modeling and Analysis of Organic Light-Emitting Diodes With Different Structures. **IEEE Trans. on Power Electr.**, v. PP, n. 99, p. 1-1, 2015.

CHEN, S. et al. White Organic Light-Emitting Diodes with Evenly Separated Red, Green, and Blue Colors for Efficiency/Color-Rendition Trade-Off Optimization. **Advanced Functional Materials**, v. 21, n. 19, p. 3785-3793, 2011.

CHENG, S. F. Organic Photonic Materials. 2015. Disponível em: <<http://www.ch.ntu.edu.tw/~sfcheng/HTML/material94/OLED.pdf>>. Acesso em: 22/07/2015.

CHENG, Y. K.; CHENG, K. W. E. General Study for using LED to replace traditional lighting devices. 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications, 12-14 Nov. 2006. p.173-177.

CHEONG, S. V.; CHUNG, H.; IOINOVICI, A. Inductorless DC-to-DC converter with high power density. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 41, n. 2, p. 208-215, Apr., 1994.

CHEONG, S. V.; CHUNG, S. H.; IOINOVICI, A. Development of power electronics converters based on switched-capacitor circuits. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 3-6 May 1992. p.1907-1910 vol.4.

- CHUN-KAI, C. et al. A new single inductor bipolar multiple output (SIBMO) boost converter using pulse frequency modulation (PFM) control for OLED drivers and optical transducers. 16th International Symposium on Quality Electronic Design, 2015. 2-4 Mar. 2015. p.552-555.
- CHUNG, H.; O, B.; IOINOVICI, A. Switched-capacitor-based DC-to-DC converter with improved input current waveform. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 12-15 May 1996. p.541-544 vol.1.
- CORNING DISPLAY TECHNOLOGIES. EAGLE XG Slim Glass Datasheet: Aug. p. 2013.
- COSTA, G. J. C. **Iluminação econômica: cálculo e avaliação**. 3<sup>a</sup>. Porto Alegre: EDIPUCRS, 2005.
- CREMONA, M. *Eletrônica Orgânica - Materiais orgânicos: tipos, estruturas, dispositivos e aplicações*. Rio de Janeiro 2010.
- D'ANDRADE, B. W.; FORREST, S. R. White organic light-emitting devices for solid-state lighting. **Advanced Materials**, v. 16, n. 18, p. 1585-1595, Sep., 2004.
- DAWSON, R. M. A. et al. The impact of the transient response of organic light emitting diodes on the design of active matrix OLED displays. Electron Devices Meeting. IEDM '98. Technical Digest., International. 6-9 Dec. 1998. p.875-878.
- DE VOS, J.; FLANDRE, D.; BOL, D. A Sizing Methodology for On-Chip Switched-Capacitor DC/DC Converters. **IEEE Trans. on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 61, no. 5, n. 5, p. 1597-1606, May, 2014.
- DENARDIN, G. W. et al. An Intelligent System for Street Lighting Control and Measurement. Industry Applications Society Annual Meeting. 4-8 Oct. 2009. p.1-5.
- DOUTRELOIGNE, J.; MONTÉ, A.; WINDELS, J. Design of an Integrated OLED Driver for a Modular Large-Area Lighting System Recent Advances in Electrical and Computer Engineering, 2013.
- DRECHSEL, J. et al. Organic Mip-diodes by p-doping of amorphous wide-gap semiconductors: CV and impedance spectroscopy. **Synthetic Metals**, v. 127, n. 1-3, p. 201-205, Mar., 2002.
- DUPUIS, P. et al. OLED ageing signature characterization under combined thermal and electrical stresses. Proceedings of 2014 International Symposium on Electrical Insulating Materials (ISEIM). 1-5 Jun. 2014. p.311-314.
- DYBLE, M. et al. Impact of dimming white LEDs: Chromaticity Shifts due to different dimming methods. SPIE 5th International Conference on Solid State Lighting 291-299 p. 2005.
- EDISON, T. A. Electric lamp. United States: United States Patent Office 1880.

ELETROBRAS. Eletrobras Procel promove 2ª Reunião para avaliar a capacitação laboratorial de iluminação a LED. 2013. Disponível em: <  
<http://www.eletronbras.com/pci/main.asp?View=%7B8D1AC2E8-F790-4B7E-8DDD-CAF4CDD2BC34%7D&Team=&params=itemID=%7B44CD1358-232E-4A11-A80F-26FA653258C8%7D;&UIPartUID=%7BD90F22DB-05D4-4644-A8F2-FAD4803C8898%7D>  
 >. Acesso em: 19/05/2014.

EPCOS. Long-life grade capacitors for professional applications B41856 2002.

\_\_\_\_\_. Aluminum electrolytic capacitors. Single-ended capacitors Series/Type: B41890 2014.

EVZELMAN, M.; BEN-YAAKOV, S. Optimal switch resistances in Switched Capacitor Converters. 26th Convention of Electrical and Electronics Engineers in Israel, 2010. 17-20 Nov. 2010. p.000436-000439.

\_\_\_\_\_. Average-Current-Based Conduction Losses Model of Switched Capacitor Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 7, p. 3341-3352, Jul., 2013.

FORREST, S.; BURROWS, P.; THOMPSON, M. The dawn of organic electronics. *Spectrum*, IEEE, v. 37, n. 8, p. 29-34, 2000.

FORTUNATO, M. Ensure Long Lifetimes from Electrolytic Capacitors: A Case Study in LED Light Bulbs (Application Note 5591). INTEGRATED, M. 2013.

G. ZHU et al. A new switched-capacitor dc-dc converter with improved line and load regulations. *IEEE Int. Symp. Circuits and Systems*, 1999. p.234-237.

GACIO, D. et al. High frequency PWM dimming technique for high power factor converters in LED lighting. 25th Annual IEEE APEC. 21-25 Feb. 2010. p.743-749.

GARCIA, J. et al. Dimming of High-Brightness LEDs by Means of Luminous Flux Thermal Estimation. **IEEE Trans. on Power Electronics**, v. 24, n. 4, p. 1107-1114, 2009.

GÄRDITZ, C. et al. Impact of Joule heating on the brightness homogeneity of organic light emitting devices. **Applied Physics Letters**, v. 90, n. 10, p. 135061-135063, 2007.

GATHER, M. C.; KÖHNEN, A.; MEERHOLZ, K. White Organic Light-Emitting Diodes. **Advanced Materials**, v. 23, n. 2, p. 233-248, 2011.

GHASSEMLOOY, Z. OLED-based visible light communications. *IEEE Photonics Society Summer Topical Meeting Series*. 9-11 Jul. 2012. p.102-104.

GUO, F. et al. High efficiency white organic light-emitting devices by effectively controlling exciton recombination region. **Semiconductor Science and Technology**, v. 20, n. 3, p. 310, 2005.

HAIGH, P. A. et al. Organic visible light communications: Recent progress. 16th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON). 6-10 Jul. 2014. p.1-5.

HARRIS, W. S.; NGO, K. D. T. Power switched-capacitor DC-DC converter: analysis and design. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 33, n. 2, p. 386-395, 1997.

HELFRICH, W.; SCHNEIDER, W. G. Recombination Radiation in Anthracene Crystals. **Phys. Rev. Lett.**, v. 14, p. 229, 1965.

HOLONYAK, N.; BEVACQUA, S. F. Light emission from Ga(As<sub>1-x</sub>P<sub>x</sub>) junctions. **Appl. Phys. Lett.**, v. 1, n. 4, p. 82-83, 1962.

HUAN-TING, C. et al. Chromatic, Photometric and Thermal Modeling of LED Systems With Nonidentical LED Devices. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 29, n. 12, p. 6636-6647, Dec., 2014.

HUI, S. Y. R.; QIN, Y. X. A General Photo-Electro-Thermal Theory for Light Emitting Diode (LED) Systems. **IEEE Trans. on Power Electron.**, v. 24, n. 8, p. 1967-1976, Aug., 2009.

HUNT, R. W. G.; POINTER, M. R. Colour Rendering by Light Sources. In: (Ed.). *Measuring Colour*: John Wiley & Sons, Ltd, 2011. p.143-154. ISBN 9781119975595.

HWU, K. I.; SHENG-CHIEN, C. A Simple Current-Balancing Converter for LED Lighting. 24th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 15-19 Feb. 2009. p.587-590.

IES-TM-21-11. Projecting Long Term Lumen Maintenance 2011.

INMETRO. Laboratório de Dispositivos Orgânicos (Lador). 2015. Disponível em: < <http://www.inmetro.gov.br/metcientifica/materiais/lador.asp> >. Acesso em: 14/07/2015.

INTERNATIONAL COMMISSION OF ILLUMINATION. Technical Report: Measurements of LEDs. 2th Edition: 40 p. 2007.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. Energy efficiency: Lighting. 2014. Disponível em: < <http://www.iea.org/topics/energyefficiency/lighting/> >.

INTERNATIONAL RECTIFIER. SMPS MOSFET IRFB52N15D 2005.

\_\_\_\_\_. Application Note AN-1085 revC 2006.

IOINOVICI, A. Switched-capacitor power electronics circuits. **IEEE Circuits and Systems Magazine**, v. 1, n. 3, p. 37-42, 2001.

\_\_\_\_\_. Power Electronics and Energy Conversion Systems: Volume 1. Fundamentals and Hard-switching Converters. 2013.

- ISMAIL, E. H. et al. A Family of Single-Switch PWM Converters With High Step-Up Conversion Ratio. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 4, p. 1159-1171, 2008.
- J. NOCEDAL; S. J. WRIGHT. **Numerical Optimization**. New York: Springer, 1999. ISBN 0-387-98793-2.
- JACOBS, J.; HENTE, D.; WAFFENSCHMIDT, E. Drivers for OLEDs. IEEE Industry Applic. Conf.. 23-27 Sept. 2007. p.1147-1152, Sep.
- JEON, S.-K. et al. The effect of the internal capacitance of InGaN-light emitting diode on the electrostatic discharge properties. **Applied Physics Letters**, v. 94, n. 13, p. 131106, 2009.
- JI, W. et al. High-color-rendering flexible top-emitting warm-white organic light emitting diode with a transparent multilayer cathode. *Organic Electronics*, v. 12, n. 7, p. 1137-1141, 2011.
- JOHNSON, A. R. White-Light Generation and OLED Lifetime Issues. 2008. (Doctor Thesis), University of Michigan
- JOU, J.-H. et al. Sunlight-style color-temperature tunable organic light-emitting diode. **Applied Physics Letters**, v. 95, n. 1, p. 013307-013307-3, 2009.
- KALINOWSKI, J. *Organic Light-Emitting Diodes: Principles, Characteristics, and Processes*. Marcel Dekker, 2005. 473 ISBN 0-8247-5947-8.
- KEIPER, D.; MEYER, N.; HEUKEN, M. Introduction to Organic Vapor Phase Deposition (OVPD) Technology for Organic (Opto-)electronics. In: LOGOTHETIDIS, S. (Ed.). *Nanostructured Materials and Their Applications: Springer Berlin Heidelberg*, 2012. cap. 8, p.155-170. (NanoScience and Technology). ISBN 978-3-642-22226-9.
- KEMERINK, M. et al. Temperature-dependent built-in potential in organic semiconductor devices. **Appl. Phys. Lett.**, v. 88, no. 19, p. 192108, Aug., 2006.
- KESTER, W.; ERISMAN, B.; THANDI, G. *Switched Capacitor Voltage Converters: Analog Devices* 2015.
- KIDO, J. et al. White light-emitting organic electroluminescent devices using the poly(N-vinylcarbazole) emitter layer doped with three fluorescent dyes. **Applied Physics Lett.**, v. 64, n. 7, p. 815-817, Feb., 1994.
- KIDO, J.; KIMURA, M.; NAGAI, K. Multilayer White Light-Emitting Organic Electroluminescent Device. *Science*, v. 267, n. 5202, p. 1332-1334, Mar., Mar. 1995.
- KIMBALL, J. W.; KREIN, P. T. Analysis and design of switched capacitor converters. 20th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition. 6-10 Mar. 2005. p.1473-1477 v. 3.

- KIMBALL, J. W.; KREIN, P. T.; CAHILL, K. R. Modeling of capacitor impedance in switching converters. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 3, no. 4, n. 4, p. 136-140, Dec., 2005.
- KOHÁRI Z.; KOLLÁR E.; POHL L.; POPPE A. Nonlinear electro-thermal modeling and field-simulation of OLEDs for lighting applications II: Luminosity and failure analysis. **Microelectr. Journal**, v. 44, no. 11, n. 11, p. 1011-1018, May, 2012.
- KÖLLER, A.; WILSON, J. S.; FRIEND, R. H. Fluorescence and Phosphorescence in Organic Materials. **Advanced Materials**, v. 4, n. 7, p. 453-459, 2002.
- KONICA MINOLTA. Development of a white organic EL lighting panel that achieved 131 lm / W luminous efficiency world's best. 2014a. Disponível em: < [http://www.konicaminolta.jp/about/release/2014/0304\\_02\\_01.html](http://www.konicaminolta.jp/about/release/2014/0304_02_01.html) >. Acesso em: 20/05/2014.
- \_\_\_\_\_. Konica Minolta break their own record with world's most efficient OLED panel (139 lm/W). 2014b. Disponível em: < <http://www.oled-info.com/konica-minolta-break-their-own-record-worlds-most-efficient-oled-panel-139-lmw> >. Acesso em: 14/07/2015.
- KREITH, F. M., R.; BOHN, M. Principles of Heat Transfer. 7th. Stamford: Cengage Learning, 2011.
- LAMANSKY, S. et al. Highly Phosphorescent Bis-Cyclometalated Iridium Complexes: Synthesis, Photophysical Characterization, and Use in Organic Light Emitting Diodes. *Journal of the American Chemical Society*, v. 123, n. 18, p. 4304-4312, 2001/05/01 2001.
- LEE, J.-I. et al. White light emitting diodes using polymer blends. *Optical Materials*, v. 21, n. 1-3, p. 205-210, 2003.
- LEE, Y. S.; PARK, J.-H.; CHOI, J. S. Frequency-Dependent Electrical Properties of Organic Light-Emitting Diodes. *J. of the Korean Physical Society*, v. 42, no. 2, n. 2, p. 294-297, Feb., 2003.
- LEHMAN, B.; WILKINS, A. J. Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety. *IEEE Power Electronics Magazine*, v. 1, n. 3, p. 18-26, Sept., 2014a.
- \_\_\_\_\_. Designing to Mitigate Effects of Flicker in LED Lighting: Reducing risks to health and safety. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 1, n. 3, p. 18-26, 2014b.
- LEVERMORE, P. A. et al. Phosphorescent organic light-emitting diodes for high-efficacy long-lifetime solid-state lighting. **Journal of Photonics for Energy**, v. 2, n. 1, p. 021205-1-021205-8, 2012.
- LEWIS, R.; NITHIARASU, P.; SEETHARAMU, K. Fundamentals of the Finite Element Method for Heat and Fluid Flow. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2004. ISBN 0-470-84788-3.
- LG CHEM. LG Chem OLED Light 2015.

LI, M. et al. Tuning emission color of electroluminescence from two organic interfacial exciplexes by modulating the thickness of middle gadolinium complex layer. **Applied Physics Letters**, v. 88, n. 9, p. -, 2006.

LIANG, Y.; XIAOBO, W.; MENGLIAN, Z. A highly efficient switched-capacitor LED driver with switching frequency hopping technique. 10th IEEE International Conference on Solid-State and Integrated Circuit Technology. 1-4 Nov. 2010. p.521-523.

LIN, R.-L.; CHEN, Y.-F. Equivalent Circuit Model of Light-Emitting-Diode for System Analyses of Lighting Drivers. IEEE Ind. Appl. Society Annual Meeting. 4-8 Oct. 2009. p.1-5.

LIN, R.-L. et al. OLED Equivalent Circuit Model with Temperature Coefficient and Intrinsic Capacitor. IEEE Ind. Appl. Soc. Annual Meeting, 2014. Oct. 5-9, 2014.

LIU, M. Chapter 6 - Switched-Capacitor DC-DC Converters. In: LIU, M. (Ed.). Demystifying Switched Capacitor Circuits. Burlington: Newnes, 2006. p.223-245. ISBN 978-0-7506-7907-7.

LUN, W.-K. et al. Bilevel Current Driving Technique for LEDs. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 12, p. 2920-2932, 2009.

MACADAM, D. L. Visual Sensitivities to Color Differences in Daylight. **Journal of the Optical Society of America**, v. 32, n. 5, p. 247-273, 1942/05/01 1942.

MAEHARA, M.; OKAMOTO, F. An OLED driver and lighting apparatus equipped with the driver. PANASONIC. EP1 973 385B1 2011.

MAKOWSKI, M. S. Realizability conditions and bounds on synthesis of switched-capacitor DC-DC voltage multiplier circuits. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 44, n. 8, p. 684-691, 1997.

MAKOWSKI, M. S.; MAKSIMOVIC, D. Performance limits of switched-capacitor DC-DC converters. 26th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. 18-22 Jun 1995. p.1215-1221 vol.2.

MARTINS, G. B. **Estudo de conversores a capacitores chaveados**. 2013. 161 (Dissertação de Mestrado). Universidade Federal de Santa Catarina, 2013.

MAZZEO, M. **Organic Light Emitting Diode**. India: Sciyo, 2010. ISBN ISBN 978-953-307-140-4.

MEERHEIM, R.; LÜSSEM, B.; LEO, K. Efficiency and Stability of p-i-n Type OLEDs for Display and Lighting Applications. Proceedings of the IEEE, v. 97, no. 9, n. 9, p. 1606-1626, Sep., 2009.

MELZER, C.; VON SEGGERN, H. Organic electronics: Enlightened organic transistors. **Nature Materials**, v. 9, n. 6, p. 470-472, 2010.

MONTERO, J. M.; BISQUERT, J. Trap origin of field-dependent mobility of the carrier transport in organic layers. **Solid-State Electronics**, v. 55, n. 1, p. 1-4, 2011.

NAKAMURA, S.; MUKAI, T.; SENOH, M. Candela class high-brightness InGaN/AlGaIn double heterostructure blue light-emitting diodes. **Applied Physics Letters**, v. 64, n. 13, p. 1687-1689, 1994.

NEC LIGHTING.

NEC Lighting announces OLED Device with 156 lm/W efficiency. 2013. Disponível em: <<http://www.osa-direct.com/osad-news/nec-lighting-announces-oled-device-with-156-lmw-efficiency.html>>. Acesso em: 20/05/2014.

NGO, K. D. T.; WEBSTER, R. Steady-state analysis and design of a switched-capacitor DC-DC converter. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 30, n. 1, p. 92-101, 1994.

NOWY, S. **Understanding losses in OLEDs: optical device simulation and electrical characterization using impedance spectroscopy** (Doctor Thesis), University Augsburg, 2010.

NOWY, S. et al. Impedance spectroscopy as a probe for the degradation of organic light-emitting diodes. **J. of Appl. Phys.**, v. 107, n. 5, p. 054501-054501-9, Mar., 2010.

ON SEMICONDUCTOR. MUR210 SWITCHMODE Power Rectifier 2002.

OOTA, I.; HARA, N.; UENO, F. A general method for deriving output resistances of serial fixed type switched-capacitor power supplies. The 2000 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2000. p.503-506 vol.3.

OSRAM. Orbeos CDW-031 Preliminary Data 2011.

\_\_\_\_\_. Orbeos RMW-046 Preliminary Data 2013.

\_\_\_\_\_. User guideline for operation of OLEDs with electronic driver systems 2014.

PANG, H. et al. Thermal behavior and indirect life test of large-area OLED lighting panels. **Journal of Solid State Lighting**, v. 1, no. 1, p. 7, Jul., 2014.

PARDO, D. A.; JABBOUR, G. E.; PEYGHAMBARIAN, N. Application of Screen Printing in the Fabrication of Organic Light-Emitting Devices. **Advanced Materials**, v. 12, n. 17, p. 1249-1252, Sept., 2000.

PARK, H. et al. Impedance Spectroscopy Analysis of Organic Light-Emitting Diodes Fabricated on Plasma-Treated Indium-Tin-Oxide surfaces. **J. of the Korean Phys. Soc.**, v. 51, no. 3, p. 1011-1015, Sep., 2007.

PARK, J. Speedup of Dynamic Response of Organic Light-Emitting Diodes. **Journal of Lightwave Technology**, v. 28, n. 19, p. 2873-2880, Oct., 2010.

PARK, J.; YOICHI, K. Temperature-Dependent Dynamic Behaviors of Organic Light-Emitting Diode. **Journal of Display Technology**, v. 2, n. 4, p. 333-340, 2006.

PARK, S. H. et al. Bulk heterojunction solar cells with internal quantum efficiency approaching 100%. **Nature Photonics**, v. 3, n. 5, p. 297-302, 2009.

PARKER, I. D. Carrier tunneling and device characteristics in polymer light-emitting diodes. **Journal of Applied Physics**, v. 75, n. 3, p. 1656-1666, 1994.

PARLER, S. G. Predicting Operating Temperature and Expected Lifetime of Aluminum-Electrolytic Bus Capacitors with Thermal Modeling. Powersystems World, 1999a.

\_\_\_\_\_. Thermal Modeling of Aluminum Electrolytic Capacitors. IEEE Industry Applications Society Conference, 1999b.

\_\_\_\_\_. Deriving Life Multipliers for Electrolytic Capacitors. IEEE Power Electronics Society Newsletter, v. 16, n. 1, 2004a.

\_\_\_\_\_. Reliability of CDE Aluminum Electrolytic Capacitors: Cornell Dubilier 2004b.

PHILIPS. Product Catalog OLED lighting tiles 2012 2012.

\_\_\_\_\_. Design-in guide Philips Lumiblade OLED Panel Brite Family 2014.

PINOT, C. **Modélisation électrique des diodes électroluminescentes organiques multicouches dopées** (Doctor Thesis). 2010. 174, École Polytechnique, 2010.

PINOTTI, E. et al. Characterization of organic semiconductors by a large-signal C-V method at high and low frequencies. **Synthetic Metals**, v. 138, no. 1-2, n. 1-2, p. 15-19, Jun., 2003.

POHL, L. et al. Electro-thermal investigation of OLEDs. 14th International Workshop on Thermal Investigation of ICs and Systems. 24-26 Sep. 2008. p.235-240.

POHL, L. et al. Nonlinear electro-thermal modeling and field-simulation of OLEDs for lighting applications I: Algorithmic fundamentals. **Microelectronics Journal**, v. 43, n. 9, p. 624-632, Sep., 2012.

POPE, M.; KALLMANN, H. P.; MAGNANTE, P. Electroluminescence in Organic Crystals. **J. Chem. Phys.**, v. 38, p. 2042, 1963.

POPPE, A. et al. Methodology for thermal and electrical characterization of large area OLEDs. 25th Annual IEEE SEMI-THERM 2009a. 15-19 March 2009. p.38-44.

\_\_\_\_\_. Methodology for thermal and electrical characterization of large area OLEDs. 25th Annual IEEE Semicond. Thermal Measur. and Manag. Symposium, 2009b. 15-19 March 2009. p.38-44.

QI, X.; FORREST, S. R. Thermal analysis of high intensity organic light-emitting diodes based on a transmission matrix approach. **Journal of Applied Physics**, v. 110, n. 12, p. 124516, Dec., 2011.

QIN, Y. X. et al. Current source ballast for high power lighting emitting diodes without electrolytic capacitor. 34th Conference of IEEE Industrial Electronics, 2008. 10-13 Nov. 2008. p.1968-1973.

REINEKE, S. et al. White organic light-emitting diodes with fluorescent tube efficiency. **Nature**, v. 459, n. 7244, p. 234-238, 2009.

REINEKE, S. et al. White organic light-emitting diodes: Status and perspective. *Reviews of Modern Physics*, v. 85, n. 3, p. 1245-1293, 2013.

RUI, Z.; RUIHONG, Z.; CHUNG, H. S. H. Inductive power transfer system for driving multiple OLED lighting panels. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, 2014. 14-18 Sept. 2014. p.5265-5272.

S.CHHAJED, Y. X., Y.-L. LI, TH. GESSMANN, E.F.SCHUBERT. Influence of junction temperature on chromaticity and color-rendering properties of trichromatic white-light sources based on light-emitting diodes. **Journal of Applied Physics**, v. 97, 2005.

SANTOS, L. F. **Estudos de Processos de Transporte em Dispositivos Poliméricos Emissores de Luz**. 2003. (Tese de Doutorado). Universidade de São Paulo, São Paulo, 2003.

SANTOS, R. M. B. D. **Estudo do efeito de magnetoresistência em semicondutores orgânicos utilizando a técnica de modulação do campo magnético**. 2011. (Dissertação de Mestrado). Pontifícia Universidade Católica do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2011.

SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. 1th. New York: Cambridge University Press, 2003. 327 ISBN 978-0-521-53351-5.

SCHWAMB, P.; REUSCH, T. C. G.; BRABEC, C. J. Passive cooling of large-area organic light-emitting diodes. **Organic Electronics**, v. 14, no. 8, n. 8, p. 1939-1945, Apr., 2013.

SEEMAN, M. D.; SANDERS, S. R. Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 2, p. 841-851, Mar., 2008.

SHIGA, T.; FUJIKAWA, H.; TAGA, Y. Design of multiwavelength resonant cavities for white organic light-emitting diodes. **Journal of Applied Physics**, v. 93, n. 1, p. 19-22, 2003.

SHOCKLEY, W. B. *Electrons and Holes in Semiconductors*. New York: D. Van Nostrand Company, 1950.

SHROTRIYA, V.; YANG, Y. Capacitance–voltage characterization of polymer light-emitting diodes. **J. Appl. Phys.**, v. 97, no. 5, p. 054504, Feb., 2005.

SIEW-CHONG, T. General n-Level Driving Approach for Improving Electrical-to-Optical Energy-Conversion Efficiency of Fast-Response Saturable Lighting Devices. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1342-1353, Apr., 2010.

\_\_\_\_\_. General n-Level Driving Approach for Improving Electrical-to-Optical Energy-Conversion Efficiency of Fast-Response Saturable Lighting Devices. **IEEE Trans. on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1342-1353, Apr. 2010.

SILVA, A. F. **Uma contribuição ao desenvolvimento de displays poliméricos com a técnica de Ink Jet**. 2008. (Dissertação de Mestrado). Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo.

SIMÕES, W. J. S. A. S. **Diodos Orgânicos Emissores de Luz (OLEDs) à base de Európio**. 2007. 101 (Dissertação de Mestrado). Departamento de Física, Universidade de Aveiro, 2007.

SLAWINSKI, M. et al. Electrothermal characterization of large-area organic light-emitting diodes employing finite-element simulation. **Organic Electronics**, v. 12, no. 8, n. 8, p. 1399-1405, May, 2011.

SO, F.; KIDO, J.; BURROWS, P. Organic Light-Emitting Devices for Solid-State Lighting. **MRS Bulletin**, v. 33, p. 663-669, Jul., 2008.

SOLOMONS, T. W. G.; FRYHLE, C. B. **Química Orgânica**. 7<sup>a</sup>. Rio de Janeiro: LTC Livros Técnicos e Científicos, 2001. 679

SONG, B.-M.; HAN, B. Spectral power distribution deconvolution scheme for phosphor-converted white light-emitting diode using multiple Gaussian functions. **Applied Optics**, v. 52, no. 5, p. 1016-1024, Feb., 2013.

STURM, J. C.; WILSON, W.; IODICE, M. Thermal effects and scaling in organic light-emitting flat-panel displays. **IEEE Journal Selec. Top. Quantum Electron.**, v. 4, n. 1, p. 75-82, Jan., 1998.

TANG, C. W.; VANSLYKE, S. A. Organic electroluminescent diodes. **Applied Physics Lett.**, v. 51, n. 12, p. 913-915, Sep., 1987.

TONG, Q.-X. et al. High-efficiency nondoped white organic light-emitting devices. **Applied Physics Letters**, v. 91, n. 2, p. -, 2007.

TSAI, M.-N. et al. Short-diode like diffusion capacitance of organic light emission devices. **Thin Solid Films**, v. 498, n. 1-2, p. 244-248, Mar., 2006.

UMENO, T. et al. New switched-capacitor DC-DC converter with low input current ripple and its hybridization. Proceedings of the 33rd Midwest Symposium on Circuits and Systems, 12-14 Aug 1990. p.1091-1094 vol.2.

UMENO, T. et al. A new approach to low ripple-noise switching converters on the basis of switched-capacitor converters. IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 11-14 Jun 1991. p.1077-1080 vol.2.

UNITED STATES DEPARTMENT OF ENERGY. Solid-State Lighting Research and Development: Manufacturing Roadmap. p. 79, 2011.

\_\_\_\_\_. Solid-State Lighting Research and Development: Manufacturing Roadmap: 93 p. 2012a.

\_\_\_\_\_. Solid-State Lighting Research and Development: Multi-Year Program Plan. 137 p. 2012b.

\_\_\_\_\_. Solid-State Lighting Research and Development Multi-Year Program Plan: 89 p. 2013.

\_\_\_\_\_. Rochester Meeting on OLED Manufacturing. 2014. Disponível em: <[http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/bardsley\\_oled-rochester-mtg\\_tampa2014.pdf](http://apps1.eere.energy.gov/buildings/publications/pdfs/ssl/bardsley_oled-rochester-mtg_tampa2014.pdf)>. Acesso em: 14/07/2015.

\_\_\_\_\_. Solid State Lighting Research and Development Program. 168 p. 2015.

VAN BREUSSEGEM, T.; STEYAERT, M. **CMOS Integrated Capacitive DC-DC Converters**. Springer, 2013. 2010 ISBN 978-1-4614-4279-0.

VANSLYKE, S. A.; TANG, C. W. Charge transfer compounds: United States Patent 1985.

XIA, S. C. et al. OLED Device Operational Lifetime: Insights and Challenges. 45th annual. IEEE International Reliability physics symposium. 15-19 Apr. 2007. p.253-257.

YERSIN, H. **Highly Efficient OLEDs with Phosphorescent Materials**. Germany: 2007. ISBN 978-3-527-40594-7.

YI-LU, C.; ZHENG-HONG, L. White Organic Light-Emitting Diodes for Solid-State Lighting. *Journal of Display Technology*, v. 9, n. 6, p. 459-468, 2013.

YUANMAO, Y. et al. A Family of Dual-Phase-Combined Zero-Current Switching Switched-Capacitor Converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4209-4218, 2014.

ZHANG, R.; CHUNG, H. Paralleled LED Strings: An Overview of Current-Balancing Techniques. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 2, p. 17-23, Jun., 2015.

## APÊNDICE A - PRODUÇÃO CIENTÍFICA

### Artigos Publicados em Periódicos Internacionais (Qualis A1):

- 1) BENDER, V.C.; IARONKA, O.; VIZZOTTO, W. D.; DALLA COSTA, M.A.; DO PRADO, R. N.; MARCHESAN, T. B., "Design Methodology for Light-Emitting Diode Systems by Considering an Electrothermal Model," *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol.60, no.11, pp.3799,3806, Nov. 2013.
- 2) ALMEIDA, P. S.; BENDER, V. C.; BRAGA, H. A. C.; DALLA COSTA, M. A.; MARCHESAN, T. B.; ALONSO, J. M.; "Static and Dynamic Photoelectrothermal Modeling of LED Lamps including Low-Frequency Current Ripple Effects. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, p. 3841-3851, Jul., 2015.
- 3) BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B. ; ALONSO, J. M. A. . A Concise Review of the State-of-the-art on LED and OLED Modeling for Solid-State Lighting. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 9, p. 6-16, 2015.

### Artigos Aceitos para Publicação em Periódicos Internacionais (Qualis A1):

- 4) BENDER, V. C., BARTH, N. D., PINTO, R. A., ALONSO, J. M. e MARCHESAN, T. B., "A Scale-Photo-Electro-Thermal Model for Organic Light-Emitting Diodes" *IET Optoelectronics* (Aceito em 10/07/2015).
- 5) BENDER, V. C., BARTH, N. D., MENDES, F. B., PINTO, R. A., ALONSO, J. M. e MARCHESAN, T. B., "Modeling and Characterization of Organic Light-Emitting Diodes including Capacitance Effect" *IEEE Transactions on Electron Devices* (Aceito em: 15/06/2015) DOI: 10.1109/TED.2015.2467314.

### Artigos Publicados em Periódicos Nacionais (Qualis B1):

- 6) BENDER, V. C.; IARONKA, O.; VIZZOTTO, W. D. ; DALLA COSTA, M. A. ; MARCHESAN, T. B. . Metodologia de Projeto Eletrotérmico de LEDs aplicada ao desenvolvimento de Sistemas de Iluminação. *Eletrônica de Potência*, v. 18, p. 991-1000, 2013.
- 7) VIZZOTTO, W. D.; PEREIRA, G. G. ; IARONKA, O. ; BENDER, V. C. ; DALLA COSTA, M. A. ; MARCHESAN, T. B. ; BURINI JUNIOR, E. C. . Caracterização Eletrotérmica aplicada ao Estudo das Coordenadas Cromáticas em LEDs RGB. *Eletrônica de Potência*, v. 18, p. 1091-1099, 2013.
- 8) IARONKA, O., BENDER, V. C., MARCHESAN, T. B. "Thermal management of LED luminaires based on computational fluid dynamic", *Eletrônica de Potência*, v. 20, n.1, p. 76-84, dez. 2014/fev. 2015.

**Artigos Publicados em Congressos Internacionais:**

- 9) BENDER, V.C.; BARTH, N.D.; FLORES, G.C.; DALLA COSTA, M.A.; MARCHESAN, T.B.; ALMEIDA, P.S.; BRAGA, H.A.C., "Electrothermal methodology applied to flicker analysis in off-line LED systems," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp.6052,6057, 10-13 Nov. 2013.
- 10) BENDER, V.C.; IARONKA, O.; MARCHESAN, T.B., "Study on the thermal performance of LED luminaire using Finite Element Method," *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp.6099,6104, 10-13 Nov. 2013.
- 11) CORDEIRO, R. G. ; CARDOSO, A. S. ; DUARTE, R. R. ; SOARES, D. G. ; PEREIRA, G. G. ; VIZZOTTO, W. D. ; BENDER, V. C. ; MARCHESAN, T. B. "Indirect control of luminous flux and chromatic shift methodology applied to RGB LEDs". *11th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications*, 2014.
- 12) CHIES, L.; DALLA COSTA, M. A.; BENDER, V. C.; "Improved Design Methodology for LED Lamp". *24th International Symposium on Industrial Electronics*, 2015.
- 13) BENDER, V. C. ; MENDES, FERNANDA B. ; BARTH, N. ; PINTO, R. A. ; ALONSO, J. M. A. ; MARCHESAN, T. B. . Electrical Characterization and Modeling of Organic Light-Emitting Diodes (OLEDs). *24th International Symposium on Industrial Electronics*, 2015.

**Artigos Aceitos para Publicação em Congressos Internacionais:**

- 14) Bender, V. C., Barth, N. D., Pinto, R. A., Alonso, J. M. e Marchesan, T. B. "A Scale-Photo-Electro-Thermal Model of Organic Light-Emitting Diodes (OLEDs) for to Design Lighting Systems". *17th Conference on Power Electronics and Applications, EPE 2015*.
- 15) Bender, V. C., Barth, N. D., Mendes, F. B., Pinto, R. A., Alonso, J. M. e Marchesan, T. B. "Dynamic Characterization and Modeling of Organic Light-Emitting Diodes (OLEDs)". *IAS Annual Meeting*, 2015.

**Artigos Publicados em Congressos Nacionais:**

- 16) VIZZOTTO, W. D.; PEREIRA, G. G.; CORDEIRO, R.; BENDER, V.C.; DALLA COSTA, M.A.; MARCHESAN, T. B.; BURINI JUNIOR, E. C., "Electrothermal characterization applied to the study of chromaticity coordinates in RGB LEDs," *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2013* , pp.1146,1152, 27-31 Oct. 2013.
- 17) IARONKA, O.; BENDER, V.C.; MARCHESAN, T.B., "Finite element analysis of a closed cooling system applied to thermal management of LED luminaires," *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2013* , pp.1153,1159, 27-31 Oct. 2013.
- 18) BENDER, V.C.; MENDES, F.B.; MAGGI, T.; DALLA COSTA, M.A.; MARCHESAN, T.B., "Design methodology for street lighting luminaires based on a photometrical analysis," *Brazilian Power Electronics Conference (COBEP), 2013*, pp.1160,1165, 27-31 Oct. 2013.

- 19) GUISSO, R. A.; BARTH, N. D.; NASCIMENTO, V.; BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; “Sistemas de Iluminação Utilizando LEDs: Uma Análise da Vida Útil e da Dissipação de Calor”, Congresso Brasileiro de Automática, Belo Horizonte, 2014.

**Artigos Publicados em Congressos e Seminários Regionais:**

- 20) MENDES, F. B. ; BENDER, V. C. ; MARCHESAN, T. B. . Metodologia de projeto para luminárias de iluminação pública baseada na análise fotométrica. In: XXV Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2013, 2013, Passo Fundo. XXV Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2013, 2013.
- 21) MENDES, F. B.; SILVA, L. T.; BENDER V. C.; ALMEIDA, P. S.; MARCHESAN, T. B.; “Métodos de Ajuste da Intensidade Luminosa Aplicados à Sistemas de Iluminação de Estado Sólido”; 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle e 2º Seminário de Energia e Sistemas de Potência. Santa Maria, 2014.
- 22) BARTH, N. D.; SILVA, L. T.; BENDER V. C.; MARCHESAN, T. B.; “Metodologia para caracterização elétrica de Diodos Orgânicos Emissores de Luz (OLEDs)”; 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle e 2º Seminário de Energia e Sistemas de Potência. Santa Maria, 2014.
- 23) BRAND, J. S., MENDES, F. B.; BENDER V. C.; MARCHESAN, T. B.; “Transferência de Calor em OLEDs: Uma abordagem utilizando o Método de Elementos Finitos e a Fluidodinâmica Computacional”; 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle e 2º Seminário de Energia e Sistemas de Potência. Santa Maria, 2014.
- 24) NASCIMENTO, V.; IARONKA, O.; GUISSO, R. A.; BENDER V. C.; MARCHESAN, T. B.; “Otimização dos Sistemas de Iluminação a LEDs empregando Dissipadores de Calor”; 8º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle e 2º Seminário de Energia e Sistemas de Potência. Santa Maria, 2014.
- 25) BRAND, J. S.; BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.. Modelo Térmico de OLEDs através do Método dos Elementos Finitos. In: XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014, 2014. XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014.
- 26) MENDES, F. B.; BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.. Ajuste da intensidade luminosa aplicado a sistemas de iluminação empregando diodos orgânicos emissores de Luz (OLEDs). In: XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014, 2014, Alegrete. XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014, 2014.
- 27) CAMPONOGARA, M.; BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.. Comparação entre métodos de ajuste da intensidade luminosa em diodos inorgânicos emissores de luz (LEDs). In: XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014, 2014, Alegrete. XXVI Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia - CRICTE 2014, 2014.

- 28) MENDES, F. B.; BARTH, N. D.; BENDER, V. C.; PINTO, R. A.; MARCHESAN, T. B.; ALONSO, J. M.; “Método para Determinação das Capacitâncias Intrínsecas de OLEDs empregando Transitório de Carga”, 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle SEPOC, 2015.
- 29) BRAND, J. S.; MENDES, F. B.; BENDER, V. C.; PINTO, R. A.; MARCHESAN, T. B. “Caracterização Térmica de OLEDs empregando Simulações Computacionais baseadas em Elementos Finitos”, 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle SEPOC, 2015.
- 30) CAMPONOGARA, M.; RIGHI, M. F.; BENDER, V. C.; PINTO, R. A.; MARCHESAN, T. B., “Caracterização Dinâmica da Luminância em Diodos Orgânicos Emissores de Luz (OLEDs)”, 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle SEPOC, 2015.
- 31) RIGHI, M. F.; GUISSO, R. A.; BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; “Sistemas de Iluminação Utilizando LEDs: Uma Análise da Vida Útil e da Dissipação de Calor”, 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle SEPOC, 2015.

**Depósito de Patente Nacional:**

- 32) BENDER, V. C.; MARCHESAN, T. B.; IARONKA, O.; FLORES, G. C. “Luminária com Controle de temperatura e Dissipação de Calor. 2013, Brasil. Patente: Privilégio de Inovação. Número do registro: BR10201301656, data de depósito: 27/06/2013, título: " Instituição de registro: INPI - Instituto Nacional da Propriedade Industrial.

## APÊNDICE B - TRABALHOS FUTUROS

---

Algumas sugestões de trabalhos futuros que são complementares a esta tese de doutorado são citadas abaixo:

- a) Extensão do modelo escalar-foto-eletro-térmico de OLEDs considerando a avaliação da vida útil do dispositivo;
- b) Extensão do modelo escalar-foto-eletro-térmico de OLEDs considerando o efeito da frequência na variação da capacitância intrínseca dos OLEDs;
- c) Escolha mais específica de componentes do conversor a capacitor chaveado (SCC) visando redução de perdas e volume do conversor;
- d) Prototipação em SMD para dar ao SCC espessura similar à dos OLEDs;
- e) Desenvolvimento de um conversor para correção do fator de potência (CFP) e acionamento do SCC, no caso de aplicações onde a conexão com a rede elétrica é desejável;
- f) Estudo da possibilidade de integração entre um dos interruptores do SCC e o interruptor do estágio de CFP;
- g) Proposta de um circuito de controle de corrente para os OLEDs, de forma que o conversor seja robusto a distúrbios na tensão da entrada e na carga, mantendo a corrente nos OLEDs constante sob certas circunstâncias;
- h) Avaliação da possibilidade de redução da capacitância de saída do conversor utilizando a capacitância intrínseca dos OLEDs;
- i) Tornar possível o ajuste da intensidade luminosa dos OLEDs empregando os métodos tradicionais de AM, PWM e BL, além de realizar um estudo mais aprofundado da possibilidade de realizar a modulação por variação da frequência, se beneficiando da impedância dos OLEDs.