

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 1141

**ANÁLISE DE VARIAÇÕES DE TENSÃO EM UM SISTEMA DE
ILUMINAÇÃO GERADAS POR PARTIDAS SUCESSIVAS DE UMA
TESOURA DE CORTE A QUENTE**

Thiago Martins Firmo

DATA DA DEFESA: 09/08/2019

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

**ANÁLISE DE VARIAÇÕES DE TENSÃO EM UM SISTEMA DE
ILUMINAÇÃO GERADAS POR PARTIDAS SUCESSIVAS DE
UMA TESOURA DE CORTE A QUENTE**

Thiago Martins Firmo

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Helder de Paula

Belo Horizonte - MG

Agosto de 2019

F525a	<p>Firmo, Thiago Martins. Análise de variações de tensão em um sistema de iluminação geradas por partidas sucessivas de uma tesoura de corte a quente [recurso eletrônico] / Thiago Martins Firmo. – 2019. 1 recurso online (x, 104 f. : il., color.) : pdf.</p> <p>Orientador: Helder de Paula.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.</p> <p>Anexos: f. 100-104.</p> <p>Bibliografia: f. 92-99. Exigências do sistema: Adobe Acrobat Reader.</p> <p>1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Iluminação elétrica - Teses. 3. Lâmpadas elétricas - Teses. I. Paula, Helder de. II. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. III. Título.</p> <p>CDU: 621.3(043)</p>
-------	--

"Análise de Variações de Tensão Em Um Sistema de Iluminação Geradas Por Partidas Sucessivas de Uma Tesoura de Corte A Quente"

Thiago Martins Firmo

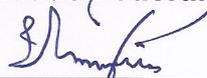
Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 09 de agosto de 2019.

Por:



Prof. Dr. Hélder de Paula
FEELT (Universidade Federal de Uberlândia) - Orientador



Prof. Dr. Igor Amariz Pires
DELT (UFMG)



Prof. Dr. Lenin Martins Ferreira Morais
DELT (UFMG)

Resumo

Do ponto de vista da sensibilidade de equipamentos elétricos frente a variações na sua tensão de suprimento, os critérios para a sua instalação no sistema normalmente se baseiam nos limites de queda de tensão estabelecidos pelas normas, sendo dada pouca atenção às variações que não excedem tais valores, ainda que estas últimas por vezes também se mostrem problemáticas. Nesse contexto, este trabalho busca caracterizar e propor soluções para um problema real de sensibilidade de um sistema de iluminação industrial sujeito a variações de tensão dentro dos limites normatizados. Mais especificamente, a carga em questão é constituída por lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão de 400 W acionadas por reatores eletromagnéticos, enquanto a fonte do distúrbio (variações de tensão) é uma tesoura de corte de material laminado a quente, acionada por um motor de corrente contínua de 280 kW, cuja operação envolve partidas sucessivas. Para a simulação do sistema, três modelos matemáticos para a representação do comportamento das lâmpadas frente ao evento são estudados e avaliados comparativamente. Em relação à solução do problema, foram apresentadas duas estratégias para a minimização dos efeitos das variações de tensão, uma quanto a mitigação do distúrbio, através do uso de um restaurador dinâmico de tensão, e outra no âmbito da carga, empregando-se reatores eletrônicos. Além de uma ampla discussão teórica sobre a operação do sistema, as questões de qualidade da energia e as técnicas normalmente empregadas para a solução do problema, são apresentados resultados computacionais das situações antes e após a aplicação das soluções avaliadas, comprovando sua eficácia.

Palavras chave: Lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão, afundamentos de tensão, sensibilidade

Abstract

From the point of view of the sensitivity of electrical equipment to variations in their supply voltage, the criteria for their installation in the system are usually based on standard voltage drop limits, with little attention being paid to variations that do not exceed those values, although the latter sometimes also prove problematic. In this context, this work seeks to characterize and propose solutions to a real sensitivity problem of an industrial lighting system subject to voltage variations within the standard limits. More specifically, the load in question consists of 400 W high pressure sodium vapor lamps driven by electromagnetic ballasts, while the source of the disturbance (voltage variations) is a flying shear driven by a direct current motor of 280 kW, whose operation involves successive startups. For the simulation of the system, three mathematical models representing the behavior of the lamps in front of the event are studied and evaluated comparatively. In order to solve the problem, two strategies were presented to minimize the effects of the voltage variations, one to the level of mitigation of the disturbance, through the use of a dynamic voltage restorer, and another at the level of the load using electronic ballasts. In addition to a broad theoretical discussion about the operation of the system, the power quality issues and the techniques normally employed to solve the problem, this work presents computational results of the conditions situations before and after the application of the evaluated solutions, proving their effectiveness.

Keywords: *High-pressure sodium lamps, sags, sensitivity*

Lista de ilustrações

Figura 1 – Exemplo de Comportamento dos Afundamentos de Tensão	1
Figura 2 – Curva CBEMA/ITIC	2
Figura 3 – Curva SEMI F47	3
Figura 4 – Exemplo de Reator Eletromagnético	9
Figura 5 – Esquema Elétrico de um Reator Eletromagnético	10
Figura 6 – Representação do Reator Eletromagnético	10
Figura 7 – Representação Elétrica do Conjunto Reator-Lâmpada	11
Figura 8 – Formas de Onda da Tensão e Corrente de Alimentação do Reator	11
Figura 9 – Curva de Sensibilidade do Olho Humano	13
Figura 10 – Espectro de Potência Luminosa - Lâmpada HPS 400 W	13
Figura 11 – Características Construtivas da Lâmpada HPS	14
Figura 12 – Distribuição de Potência para Lâmpadas HPS de 400 W	15
Figura 13 – Influência da Idade e Sujeira na Luminosidade da Lâmpada	15
Figura 14 – Exemplo do Nível de Sujeira em Lâmpadas HPS	16
Figura 15 – Curva de Iluminância vs Temperatura em uma Lâmpada HPS de 400 W	17
Figura 16 – Formas de Onda da Tensão e Corrente em uma Lâmpada HPS	17
Figura 17 – Paralelogramo de Potência	18
Figura 18 – Paralelogramo de Potência - Lâmpada 400 W	19
Figura 19 – Curvas de Iluminância e Potência em Relação à Tensão em uma Lâmpada HPS de 400 W	19
Figura 20 – Curva de Sensibilidade para Lâmpadas HPS de 400 W	20
Figura 21 – Efeito dos Afundamentos Repetitivos de Tensão na Iluminância	21
Figura 22 – Comparação da Iluminância para Variações de Tensão Suaves e Abruptas	22
Figura 23 – Resistência Equivalente vs. Potência da Lâmpada	27
Figura 24 – Implementação Computacional do Modelo Resistivo	27
Figura 25 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo Resistivo	28
Figura 26 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo Resistivo	28
Figura 27 – Simulação Computacional do Modelo DBIA	31
Figura 28 – Efeito da Variação das Constantes do Modelo DBIA	32
Figura 29 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo DBIA	33
Figura 30 – Tensão na Lâmpada vs Tensão de Alimentação	33
Figura 31 – Modificação da Geração do Sinal de Corrente do Modelo DBIA	34
Figura 32 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo DBIA	34

Figura 33 – Circuito Elétrico do Modelo DBDA	36
Figura 34 – Representação Geral do Modelo DBDA	36
Figura 35 – Representação Computacional da Equação 3.16	37
Figura 36 – Representação Computacional da Equação 3.19	37
Figura 37 – Representação Computacional da Equação 3.18	38
Figura 38 – Representação Computacional da Equação 3.17	38
Figura 39 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo DBDA	39
Figura 40 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo DBDA	39
Figura 41 – Comparação do Perfil de Onda de Tensão	41
Figura 42 – Comparação dos Erros Absolutos de Tensão	42
Figura 43 – <i>BoxPlot</i> dos Erros Percentuais de Tensão	42
Figura 44 – Comparação do Perfil de Onda de Corrente	43
Figura 45 – Comparação dos Erros Absolutos de Corrente	44
Figura 46 – <i>BoxPlot</i> dos Erros Percentuais de Corrente	44
Figura 47 – Níveis de Mitigação de AMTs	46
Figura 48 – Exemplo de Chaveamento entre Alimentadores	47
Figura 49 – Separação das Impedâncias do Alimentador	48
Figura 50 – Exemplo de <i>Spot Network</i>	49
Figura 51 – Exemplo de <i>On-site Generation</i>	51
Figura 52 – Circuito Equivalente do DVR	52
Figura 53 – Circuito Equivalente do UPQC	53
Figura 54 – Circuito Equivalente do UPS	54
Figura 55 – Diagrama Unifilar do Sistema	58
Figura 56 – Diagrama Unifilar Simplificado	59
Figura 57 – Diagrama do Ramo da Tesoura	60
Figura 58 – Configuração dos Cabos de Conexão	61
Figura 59 – Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação Vs Corrente do Motor . . .	63
Figura 60 – Processo de Laminação	64
Figura 61 – Disposição das Lâminas da Tesoura	65
Figura 62 – Processo de Corte	65
Figura 63 – Velocidade x Tempo	66
Figura 64 – Quatro Quadrantes de Operação do Motor CC	67
Figura 65 – Conversor Dual	67
Figura 66 – Malha de Controle para Conversores Duais	68
Figura 67 – Perfil de Velocidade do Motor	69
Figura 68 – Perfil de Corrente do Motor	70
Figura 69 – Disposição Física das Lâmpadas	71

Figura 70 – Perfil de Tensão no Sistema de Iluminação Devido ao Acionamento da Tesoura	72
Figura 71 – Medição de Tensão no Sistema de Iluminação	73
Figura 72 – Método de Geração da Tensão de Referência para DVRs	75
Figura 73 – Esquema Computacional para Análise dos Parâmetros do DVR	76
Figura 74 – Esquema de Geração da Tensão de Referência para o DVR	76
Figura 75 – Conjunto de Fontes Controladas para Injeção da Tensão Série	77
Figura 76 – Perfis de Onda de Tensão Instantânea na Linha e Injetada	78
Figura 77 – Perfis de Onda de Corrente Instantânea Sem Compensação e Injetada	78
Figura 78 – Tensão e Corrente Eficazes no DVR	79
Figura 79 – Potência Injetada Durante o Acionamento da Tesoura	80
Figura 80 – Comparação da Tensão Eficaz na Linha e na Carga após a Compensação	80
Figura 81 – Reator do Tipo BIBRED	82
Figura 82 – Reator do Tipo BIBRED com Estágios Integrados	82
Figura 83 – Sequência de Pulsos do Reator BIBRED	83
Figura 84 – Implementação Computacional do Reator BIBRED	85
Figura 85 – Resultados para o Reator Eletrônico	86
Figura 86 – Potência na Lâmpada Devido ao Acionamento da Tesoura	87
Figura 87 – Luxímetro	101
Figura 88 – Curvas Fotométricas da Lâmpada Ovóide HPS	102
Figura 89 – Arranjo para Teste de Iluminância	102
Figura 90 – Fluxograma Representativo das Etapas do Algoritmo de Otimização dos Parâmetros do Modelo DBDA	103
Figura 91 – Fluxograma Representativo das Etapas do Algoritmo Genético	104

Lista de tabelas

Tabela 1 – Comparação entre Tipos de Lâmpadas	8
Tabela 2 – Quantidade de Lâmpadas na Iluminação Pública	8
Tabela 3 – Perdas em Reatores Eletromagnéticos Comerciais	12
Tabela 4 – Coeficientes Ajustados para o Modelo DBDA	38
Tabela 5 – Medições Necessárias à Implementação do Modelo	40
Tabela 6 – Custos da UPS e do DVR (2-10 MVA)	56
Tabela 7 – Parâmetros do Sistema de Cabos	62
Tabela 8 – Coordenadas dos Centros dos Cabos	62
Tabela 9 – Parâmetros do Motor	68
Tabela 10 – Especificações Técnicas da Lâmpada HPS e do Reator Eletromagnético	70
Tabela 11 – Distribuição das Lâmpadas entre Fases	71
Tabela 12 – Parâmetros Elétricos do DVR Disponível Comercialmente	81
Tabela 13 – Dimensionamento do Reator BIBRED	84
Tabela 14 – Variação Percentual de Potência dos Reatores	86

Lista de abreviaturas

AMT	Afundamento Momentâneo de Tensão
CC	Corrente Contínua
CIE	Comissão Internacional de Iluminação
CLP	Controlador Lógico Programável
CPD	<i>Custom Power Device</i>
DBIA	Dinâmico Baseado na Ionização dos Átomos
DSTATCOM	<i>Distribution Static Compensator</i>
DVR	<i>Dynamic Voltage Restorer</i>
DySC	<i>Dynamic Voltage Sag correctors</i>
HPS	<i>High Pressure Sodium</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
IRC	Índice de Reprodução de Cor
ISO	<i>International Organization for Standardization</i>
ITIC	<i>Information Technology Industry Council</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
NBR	Norma Brasileira
NTC	<i>Negative Temperature Coefficient</i>
PROCEL	Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica
SEMI	<i>Semiconductor Equipment and Materials Institute</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
UPS	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Revisão Bibliográfica	3
1.2	Motivação para o Estudo	5
1.3	Contribuições do Trabalho	6
1.4	Organização do Trabalho	6
2	SISTEMA DE ILUMINAÇÃO	7
2.1	Introdução	7
2.2	Comparação entre Tipos de Lâmpadas	8
2.3	Reator Eletromagnético	9
2.4	Lâmpada de Vapor de Sódio	12
2.4.1	Aspectos Fisiológicos	12
2.4.2	Aspectos Construtivos	13
2.4.3	Distribuição de Potência	14
2.4.4	Fatores Físicos que Contribuem para a Redução da Luminosidade	15
2.5	Funcionamento do Conjunto Reator-Lâmpada	16
2.6	Efeito dos Afundamentos de Tensão	20
2.7	Discussão sobre o Sistema de Iluminação	22
3	MODELAGEM DE LÂMPADAS DE DESCARGA	24
3.1	Introdução	24
3.2	Modelo Resistivo	26
3.2.1	Implementação Computacional	26
3.2.2	Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão	28
3.3	Modelo Dinâmico Baseado na Ionização dos Átomos de Sódio (DBIA)	29
3.3.1	Implementação Computacional	30
3.3.2	Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão	33
3.4	Modelo Dinâmico Baseado na Descarga do Arco de Plasma (DBDA)	35
3.4.1	Implementação Computacional	36
3.4.2	Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão	39
3.5	Comparação entre os Modelos	40
3.5.1	Análise da Metodologia de Implementação	40
3.5.2	Análise Quantitativa	41
3.6	Discussão sobre a Eficácia dos Modelos	45

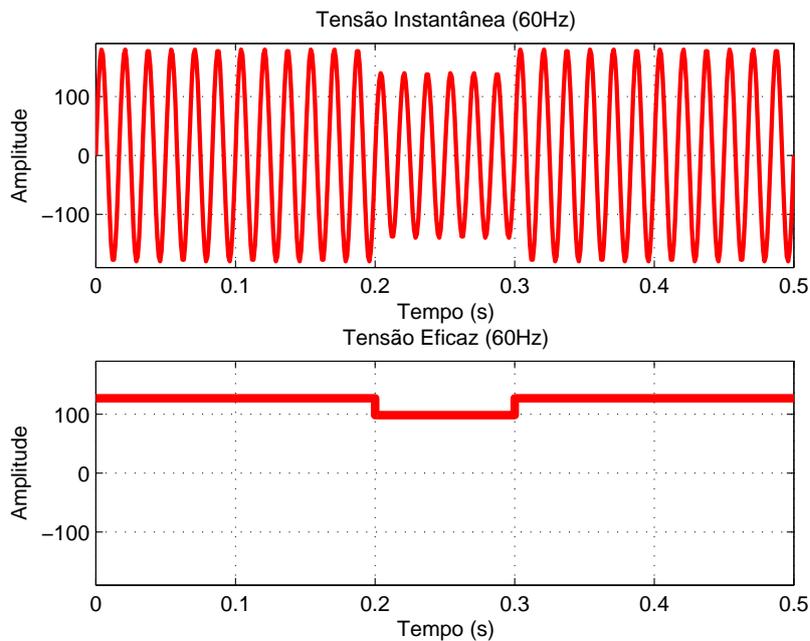
4	MITIGAÇÃO DE AFUNDAMENTOS DE TENSÃO	46
4.1	Introdução	46
4.2	Melhoria no <i>Design</i> do Sistema Elétrico	47
4.2.1	Separação das Impedâncias do Alimentador	48
4.2.2	<i>Spot Network</i>	49
4.2.3	On-site Generation	50
4.3	Mitigação do Distúrbio	51
4.3.1	DVR	52
4.3.2	UPQC	53
4.3.3	UPS	53
4.3.4	Injeção de Potência Ativa	54
4.4	Diminuição da Sensibilidade do Equipamento	55
4.5	Discussão sobre os Métodos de Mitigação	56
5	ESTUDO DE CASO	58
5.1	Introdução	58
5.2	Modelagem do Sistema	58
5.2.1	Z_{trafo}	60
5.2.2	Z_{linha}	61
5.2.3	Z_{reator}	62
5.2.4	Cálculo da Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação	63
5.3	Tesoura de Corte	63
5.3.1	Descrição do Equipamento	64
5.3.2	Acionamento	66
5.3.3	Medições	68
5.4	Sistema de Iluminação	70
5.4.1	Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação Devido ao Acionamento da Tesoura	71
5.5	Métodos de Mitigação Propostos	72
5.5.1	DVR	74
5.5.1.1	Dimensionamento de Potência do DVR	74
5.5.1.2	Geração da Tensão de Referência	75
5.5.1.3	Análise Computacional	75
5.5.1.4	Análise da Implementação Física	81
5.5.2	Reator Eletrônico	81
5.5.2.1	Análise Computacional	84
5.5.2.2	Comparação das Respostas dos Reatores frente à Variação de Tensão	86
5.5.2.3	Análise da Implementação Física e do Custo Inicial	87
5.6	Análise Comparativa das Soluções Sugeridas	88

6	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	90
6.1	Conclusões	90
6.2	Propostas de Continuidade	91
	Referências	92
	ANEXO A – GRANDEZAS FOTOMÉTRICAS	100
	ANEXO B – TESTE DE ILUMINÂNCIA	101
	ANEXO C – OTIMIZAÇÃO DOS PARÂMETROS DO MODELO DBDA	103

1 Introdução

Os afundamentos de tensão de curta duração (do Inglês: *Voltage Sags*) são classificados como um dos problemas da Qualidade da Energia Elétrica (QEE). Segundo a recomendação IEEE Std 1159 (2009), são caracterizados por variações, tipicamente entre 0,5 ciclos e 1 minuto, abaixo da faixa normal de operação de tensão, com magnitude entre 10 e 90% da tensão eficaz. Geralmente, esses fenômenos são efeitos de faltas nos sistemas elétricos e da energização de grandes cargas, como motores. A Figura 1 ilustra os comportamentos das tensões instantânea e eficaz frente à ocorrência de um afundamento de tensão.

Figura 1 – Exemplo de Comportamento dos Afundamentos de Tensão



Fonte: Autoria Própria (2019)

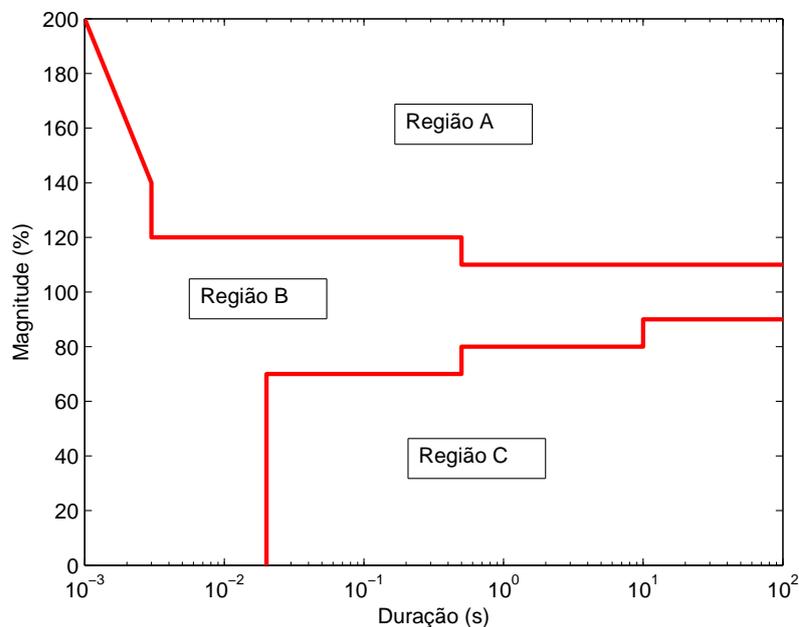
O *sag* se diferencia do *flicker*, que representa o efeito cintiloso nas lâmpadas causado por variações intermitentes na tensão de suprimento, e dos afundamentos de tensão de longa duração, que se caracterizam pela mesma variação de magnitude que os *sags*, mas por um período superior a um minuto. Nacionalmente, esse evento é classificado como afundamento momentâneo de tensão (AMT) e possui as mesmas classificações de magnitude da recomendação IEEE Std 1159 (2009), diferindo no intervalo de duração, que é superior ou igual a um ciclo e inferior ou igual a três segundos (ANEEL, 2018).

Os impactos dos afundamentos de tensão nos consumidores residenciais, industriais e comerciais se distinguem principalmente devido à maior possibilidade de prejuízos financeiros nesses dois últimos. Nesses tipos de consumidores, além da sensibilidade dos

dispositivos eletroeletrônicos, há também as particularidades referentes a cada processo produtivo.

Uma das formas mais conhecidas de representação da sensibilidade dos equipamentos às variações de tensão são as denominadas curvas de sensibilidade. Na década de 70, utilizando dados históricos da operação de computadores, a *Computer Business Equipment Manufacturers Association* (CBEMA) desenvolveu a denominada curva CBEMA, que apresenta a faixa de tensão aceitável para alimentação das fontes de computadores. Na década de 90, houve a reformulação dessa curva pela *Information Technology Industry Council* (ITIC). A curva resultante é apresentada na Figura 2.

Figura 2 – Curva CBEMA/ITIC



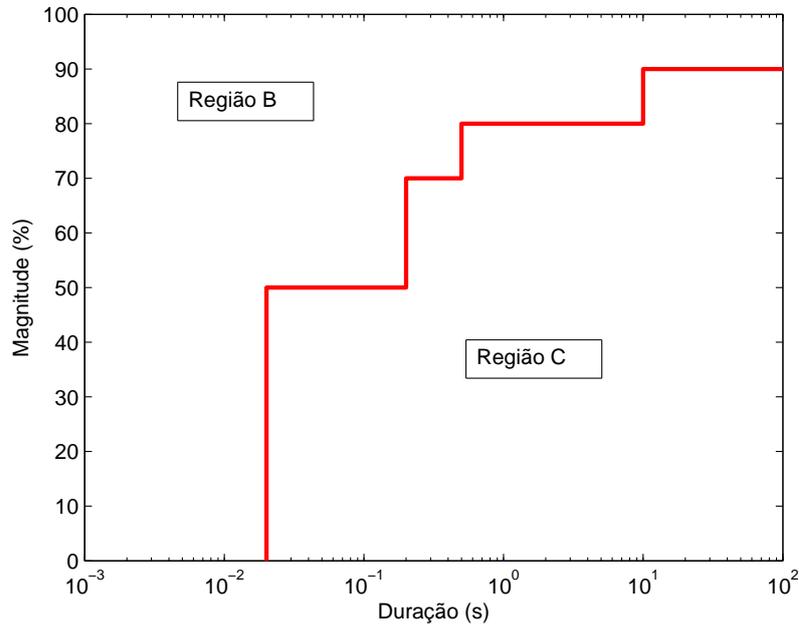
Fonte: Adaptado de ITI (CBEMA) (2000)

Assim como apresentado na Figura 2, as curvas de sensibilidade apresentam três regiões de interesse:

- Região A: Representa a área referente à falhas devido à sobretensão;
- Região B: Representa a faixa de operação aceitável;
- Região C: Representa a área referente à falhas devido à subtensão.

Nos anos 2000, outra curva de sensibilidade foi desenvolvida pela *Semiconductor Equipment and Materials Institute* (SEMI) para estabelecer padrões de tolerância quanto aos afundamentos de tensão em processos industriais de fabricação de equipamentos semicondutores, a SEMI F47, mostrada na Figura 3.

Figura 3 – Curva SEMI F47



Fonte: Adaptado de SEMI F47 (2011)

Além das curvas CBEMA, ITIC e SEMI F47, alguns equipamentos possuem comportamentos específicos quanto aos afundamentos de tensão. Para esses, a norma IEC 61000-4-11 provê os métodos para testar a susceptibilidade quanto à magnitude e duração dos afundamentos de tensão. Portanto, diferentes cargas e processos possuem diferentes curvas de sensibilidade. Por exemplo, um motor pode ter uma curva baseada na velocidade aceitável em seu eixo. Um relé eletromecânico pode ter uma curva baseada na força requerida para se sustentar atracado. E, em um processo de aquecimento, a sensibilidade pode ser relacionada a mínima temperatura permitida.

1.1 Revisão Bibliográfica

O estudo dos *sags* em ambientes industriais, quanto a sensibilidade dos equipamentos, é abordado na literatura para diferentes processos produtivos. Em Lamoree et al. (1993) a análise é realizada em uma indústria de semicondutores, sendo o foco os efeitos nos Controladores Lógicos Programáveis (CLPs), os quais são responsáveis pela automação do processo produtivo. A análise quanto aos efeitos dos *sags* nos CLPs é também feita em Wagner, Andreshak e Staniak (1990) para uma indústria de produção automotiva, em Ezer, Hanna e Penny (2002) para uma indústria de produção de plástico e em Silva, Maia e Costa (2012) para uma indústria do ramo alimentício. Para o modelo de CLP analisado, Wagner, Andreshak e Staniak (1990) concluíram que afundamentos com amplitude de 87% da tensão nominal com duração superior a 8.3 ms desligam o equipamento, sendo

em Silva, Maia e Costa (2012) feitos os testes em laboratório e determinadas suas curvas de sensibilidade.

Lamoree et al. (1993), Wagner, Andreshak e Staniak (1990) e Silva, Maia e Costa (2012) solucionaram os efeitos dos *sags* nos CLPs através da instalação de *Uninterruptible Power Supplies* (UPSs), enquanto Ezer, Hanna e Penny (2002) obtiveram como melhor alternativa o uso de um *Dynamic Voltage Regulator* (DVR). Ezer, Hanna e Penny (2002) realizaram ainda uma análise econômica e concluíram que, durante o período observado, a fábrica recuperou completamente os custos do equipamento através da diminuição das perdas de material devido às paradas e aumento da continuidade do processo.

Em Duran-Gomez, Enjeti e Woo (1999), Holtz, Lotzkat e Stadtfeld (1994) e Stockman et al. (2004) são feitas análises acerca dos efeitos dos *sags* nos acionamentos de velocidade variável em indústrias têxteis. Para a melhora do *ride trough*, Duran-Gomez, Enjeti e Woo (1999) se utilizaram de um conversor *boost* no barramento CC do conversor. Em Holtz, Lotzkat e Stadtfeld (1994), a estratégia utilizada se baseia em evitar o desligamento do dispositivo por subtensão através da regeneração de energia do motor para o barramento CC. Em Stockman et al. (2004), é realizada a avaliação de ambos os métodos, sendo concluído que são viáveis economicamente apenas para sistemas que experimentam mais que dois afundamentos por ano. Uma discussão acerca dos métodos de melhora do *ride trough* também é realizada em Pires, Silva e Filho (2015), sendo complementada com a importância da proteção dos dispositivos periféricos, como contadores e CLPs, que é realizada nesse trabalho através dos compensadores série de tensão em onda quadrada. Cabe ressaltar que através do estudo do comportamento dos acionamentos de velocidade variável frente aos *sags*, Bollen (1997) desenvolveu a caracterização de quatro tipos de *sags* quanto à magnitude e deslocamento angular: no tipo A, ocorre a redução de magnitude nas três fases; no tipo B, ocorre a redução de magnitude apenas em uma fase; no tipo C, ocorre a redução de magnitude em duas fases, mais o deslocamento angular dessas; e no tipo D, ocorre a redução de magnitude em uma fase, mais o deslocamento angular das outras duas.

Os efeitos dos afundamentos de tensão são também analisados para processos que não impactam diretamente os processos produtivos, como é o caso da iluminação. Tendo em vista o ambiente industrial, Dorr et al. (1997) avaliam os efeitos das variações de tensão para diferentes tipos de reatores para lâmpadas de vapor de sódio de alta pressão (do Inglês: *High Pressure Sodium Lamp* (HPS)) de 400 W, as quais são detalhadas em Vliet e Groot (1981). O estudo da aplicação de diferentes modelos de reatores frente aos afundamentos de tensão é também feito em Cheng et al. (2013), Có, Brumatti e Vieira (2003) e Chung et al. (2007).

A variedade de processos e as especificidades de cada um faz com que diferentes soluções aos *sags* sejam desenvolvidas. Farhoodnea, Mohamed e Shareef (2014) apresentam a comparação de quatro dispositivos da família dos *Custom Power Devices* (GHOSH, 2002)

para a melhoria da qualidade de energia com foco nos afundamentos de tensão. O mesmo estudo é realizado em Anaya-Lar e Acha (2001) e, assim como em Farhoodnea, Mohamed e Shareef (2014), conclui-se sobre a superioridade dos DVRs na mitigação desse tipo de evento. Tendo em vista a vantagem técnico-econômica desse dispositivo, em Praveen et al. (2004) é apresentada uma revisão acerca das suas topologias.

Em relação aos aspectos de *software*, Gallo, Landi e Luiso (2010) fazem uma análise dos algoritmos comumente utilizados na detecção e caracterização dos afundamentos, sendo em Ajaei et al. (2011) discutido sobre as formas de controle aplicadas aos DVRs e em Filho et al. (2008) realizada a comparação de três algoritmos clássicos de *Phase Locked Loop* (HAN et al., 2016) para o sincronismo do equipamento com a rede.

O cálculo da magnitude dos afundamentos é apresentado em Zhan e Bollen (2000) para as faltas balanceadas e desbalanceadas através das componentes simétricas. A mesma metodologia é utilizada em Moschakis e Hatziargyriou (2006) junto ao método de Monte Carlo para estimação da distância crítica, ou seja, em quais pontos da rede uma falta provoca afundamentos severos para a carga.

Quanto às formas de análise, em Bollen e Conrad (1996) é apresentado um método gráfico de classificação que mostra simultaneamente as características dos *sags* e a sensibilidade dos equipamentos em estudo, sendo denominado curva de contorno. Lee, Albu e Heydt (2004) e Kyei et al. (2002) discutem a utilização das curvas de sensibilidade, as quais demonstram o efeito combinado da magnitude e duração do *sag* no funcionamento do equipamento. Em Moon, Yun e Kim (2007), demonstra-se a utilização de ambas as técnicas para a caracterização dos efeitos dos afundamentos de tensão em contadores e retificadores controlados.

1.2 Motivação para o Estudo

Através de um estudo prático, este trabalho busca caracterizar e propor soluções para variações de luminosidade em lâmpadas HPS de 400 W acionadas por reatores eletromagnéticos, devido a quedas de tensão causadas pelo acionamento de uma tesoura de corte de material laminado quente em uma indústria do ramo da siderurgia. A causa do problema está nas altas correntes demandadas pela tesoura durante os sucessivos cortes do material laminado, provocando variações de tensão no sistema de iluminação que, mesmo respeitando a magnitude estabelecida pelas normas, causam efeitos luminosos perceptíveis.

As motivações da investigação partem de reclamações dos funcionários da empresa, que se sentem incomodados com a frequência e magnitude dos eventos, assim como da observação pela equipe de manutenção da redução da vida útil das lâmpadas em relação a outras áreas da indústria. Um agravante às variações sucessivas de luminosidade é a operação da empresa no período noturno, que exige uma melhor confiabilidade do sistema

de iluminação, a fim de auxiliar na segurança e bem estar dos funcionários.

1.3 Contribuições do Trabalho

Este trabalho apresenta como contribuições os seguintes itens.

- Análise de um problema real de uma indústria siderúrgica e proposição de soluções adequadas dos pontos de vista técnico e econômico;
- Análise comparativa de modelos de lâmpadas HPS e proposta de modificação em um deles visando a aplicação ao estudo dos efeitos dos afundamentos de tensão;
- Emprego de um algoritmo de otimização para determinação dos parâmetros de um modelo de lâmpada HPS de 400 W;
- Vasta e criteriosa pesquisa sobre a tesoura de corte a quente, tendo em vista a pouca literatura disponível. A compilação de informações permite uma abordagem didática e acessível, constituindo uma fonte bibliográfica útil.

1.4 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta a descrição de um sistema de iluminação composto por reatores eletromagnéticos e lâmpadas HPS, que representa o sistema sensível aos afundamentos em estudo. Após a descrição individual de ambos os componentes, uma análise acerca do funcionamento do conjunto é apresentada, sendo, ao final do capítulo, demonstrado o efeito dos afundamentos de tensão na luminosidade da lâmpada.

O Capítulo 3 apresenta uma revisão dos modelos computacionais existentes na literatura para as lâmpadas HPS e, visando a verificação da aplicabilidade à simulação de afundamentos de tensão em um sistema real, a avaliação estatística comparativa de dois modelos simplificados e um de maior complexidade é apresentada.

No Capítulo 4, realiza-se a descrição dos principais métodos de mitigação de afundamentos de tensão existentes na literatura. São apresentadas soluções quanto ao *design* do sistema elétrico, dispositivos de mitigação e ao nível das cargas. Ao final do capítulo, apresenta-se uma discussão comparativa acerca dos aspectos técnicos e econômicos de implementação de cada solução descrita.

O Capítulo 5 apresenta um estudo de caso, sendo feita a descrição do sistema e dos dispositivos envolvidos, assim como a apresentação dos resultados obtidos através da simulação dos métodos de mitigação propostos ao tipo de solicitação do sistema.

No Capítulo 6, são apresentadas as conclusões e propostas futuras para o trabalho.

2 Sistema de Iluminação

2.1 Introdução

A evolução dos processos industriais trouxe consigo uma maior preocupação acerca do bem estar e segurança dos trabalhadores. Nesse contexto, uma das condições para a realização segura e agradável de uma tarefa é um ambiente suficientemente iluminado.

Leong e Seaver (2015) enfatizam o baixo nível de prioridade dado à etapa de *design* nos sistemas de iluminação industrial, apresentando dados que demonstram a redução de acidentes com a sua melhoria. Dentre as formas de avaliação da qualidade da iluminação, a mais simples é quanto ao ponto de vista dos funcionários, que mesmo não tendo conhecimento técnico acerca do assunto são capazes de opinar sobre as condições do ambiente e servir de parâmetro quanto à necessidade de melhoria do sistema (JAYAWARDENA; DUFFY; MANAHAN, 2017). A regulamentação dos níveis de iluminação suficientes à diversos ambientes e tarefas é feita, nacionalmente, pela NBR ISO/CIE 8995-1:2013. Essa norma objetiva o bem-estar, segurança e a garantia visual da realização das tarefas de forma rápida e precisa.

A escolha do tipo de fonte luminosa a ser utilizado depende dos fatores luminotécnicos, elétricos e econômicos (FILHO, 2015). Para as lâmpadas HPS, que são as analisadas neste trabalho, Cole e Driscoll (2014) e Rodrigues et al. (2011) demonstram que esse modelo possui uma vida útil elevada (acima de 10000 h) e uma boa eficiência luminosa (acima de 100 lm/w), ou seja, para um mesmo nível de iluminamento, requer menos potência elétrica em comparação a outros modelos de lâmpada. Essas características se relacionam diretamente a análise do custo benefício, tornando a possibilidade de investimento nesse modelo de lâmpada atrativa no meio industrial. Em contrapartida, Boyce (2014) e Fraytag et al. (2010) demonstram que esse tipo de lâmpada possui uma baixa reprodução de cores, o que, em consonância com a eficiência luminosa e vida útil, torna sua aplicação pelos projetistas dos sistemas de iluminação preferencial para ambientes extensos em que as atividades realizadas não requeiram uma elevada fidelidade de cores.

Assim como para as outras lâmpadas de descarga, as lâmpadas HPS necessitam de um reator para a sua operação. A função desse componente é fornecer a tensão necessária para o funcionamento da lâmpada e limitar a corrente de operação. Dentre os modelos existentes, o reator eletromagnético, que é o analisado neste trabalho, se destaca pela simplicidade e robustez. Contudo, sua baixa regulação de potência pode influenciar na operação da lâmpada quando utilizado em ambientes em que a tensão sofre variações. Dessa forma, o conhecimento acerca do comportamento do sistema elétrico em que será instalado é indispensável.

2.2 Comparação entre Tipos de Lâmpadas

As diferentes tecnologias de lâmpadas possibilitam a adequação a diversas solicitações fotométricas, econômicas e elétricas dos ambientes. O entendimento das características desses dispositivos e do local a ser instalado permite uma escolha acertiva à sua aplicação. Para evidenciar as diferenças, Boyce (2014) realiza uma comparação entre os diferentes tipos de lâmpada, sendo apresentada de forma resumida através da Tabela 1.

Tabela 1 – Comparação entre Tipos de Lâmpadas

Lâmpada	Eficiência Luminosa (lm/w)	Temperatura de Cor (k)	Vida Útil (h)
Incandescente	8-19	2700	750-2000
Tubular Fluorescente	60-110	3000-5000	9000-20000
Vapor de Mercúrio	30-60	3200-7000	16000-24000
Vapor de Sódio de Alta Pressão	60-140	2100-2500	10000-24000
Vapor de Sódio de Baixa Pressão	100-180	1800	16000-18000

Quanto à eficiência luminosa, as lâmpadas de vapor de sódio são as que apresentam melhores índices, sendo a incandescente a menos eficiente. A temperatura de cor é maior nas lâmpadas fluorescentes tubulares e de vapor de mercúrio, apresentando o menor valor para as lâmpadas de sódio de baixa pressão. A vida útil é maior para as lâmpadas de vapor de mercúrio e de sódio de alta pressão, e menor nas lâmpadas incandescentes.

Do ponto de vista quantitativo, a Tabela 2 apresenta um resumo do estudo realizado em 2008 pelo Programa Nacional de Conservação de Energia Elétrica (PROCEL) sobre a participação dos tipos de lâmpadas na iluminação pública do Brasil.

Tabela 2 – Quantidade de Lâmpadas na Iluminação Pública

Tipo de Lâmpada	Quantidade	Participação
Vapor de Sódio	9.294.611	62,90%
Vapor de Mercúrio	4.703.012	31,80%
Incandescentes	210.417	1,40%
Fluorescentes	119.535	0,80%
Outras	441734	2,93%
TOTAL	14.769.309	100%

Apesar dos dados da Tabela 2 serem desatualizados, pode se notar a maior proporção na participação das lâmpadas de vapor de sódio quanto aos outros modelos. Embora estudos recentes tenham demonstrado a superioridade de novas tecnologias, como é a *LED*, para os aspectos ópticos (JIN et al., 2015) e de eficiência energética (FARAHAT et al., 2015), as restrições econômicas quanto à substituição dessas lâmpadas faz com que

a transição seja lenta, tornando a participação das lâmpadas de vapor de sódio ainda significativa.

2.3 Reator Eletromagnético

Os reatores são equipamentos utilizados junto às lâmpadas de descarga e são responsáveis por prover a tensão de funcionamento, assim como limitar a corrente de operação. Comercialmente, esses equipamentos se subdividem em eletromagnéticos e eletrônicos. Do ponto de vista econômico, o baixo custo dos reatores eletromagnéticos devido a sua simplicidade construtiva e sua alta durabilidade os torna preferíveis em relação aos eletrônicos (MORAIS, 2002). Um exemplo desse tipo de equipamento é visto na Figura 4.

Figura 4 – Exemplo de Reator Eletromagnético

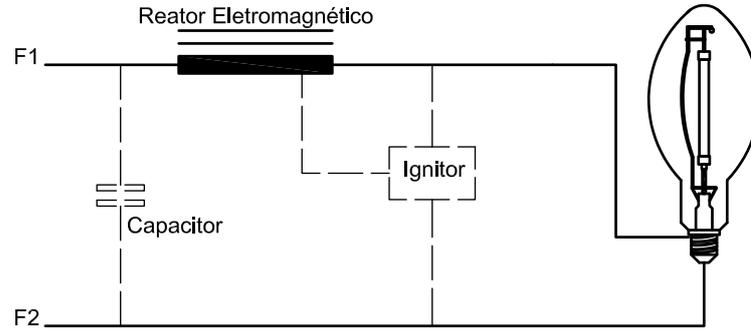


Fonte: (QUALITRAFO, 2018)

Uma das características mais evidentes nesse equipamento é o peso. Os reatores de 480 VA, por exemplo, possuem, em média, um peso de 3,3 kg, em que a maior parte é referente ao núcleo de material ferromagnético existente em seu interior.

O diagrama simplificado de ligação de um reator eletromagnético é apresentado na Figura 5.

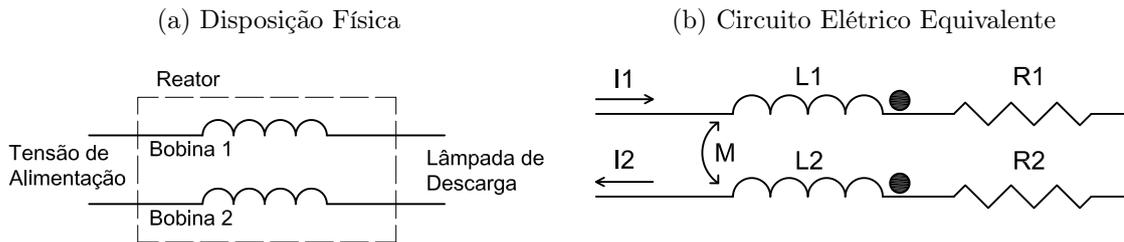
Figura 5 – Esquema Elétrico de um Reator Eletromagnético



Fonte: Autoria Própria (2019)

O elemento principal desse equipamento é comumente constituído por uma bobina que envolve um núcleo de material ferromagnético e é ligada em série com a lâmpada. O modelo de reator analisado neste trabalho se utiliza de duas bobinas, em que a disposição física é vista na Figura 6a e o circuito elétrico equivalente na Figura 6b.

Figura 6 – Representação do Reator Eletromagnético



Fonte: Autoria Própria (2019)

O circuito equivalente do reator é composto por uma indutância e uma resistência por bobina, além de uma indutância mútua. A representação desse circuito é realizada na literatura por uma resistência e uma indutância equivalentes (LIN; YAN; HUI, 2011) (MADER; HORN, 1992). A resistência equivalente é dada pela soma das resistências de cada bobina, enquanto a indutância equivalente é dada pelas Equações 2.1 e 2.2:

$$L_+ = L_1 + L_2 + 2M \quad (2.1)$$

$$L_- = L_1 - L_2 + 2M \quad (2.2)$$

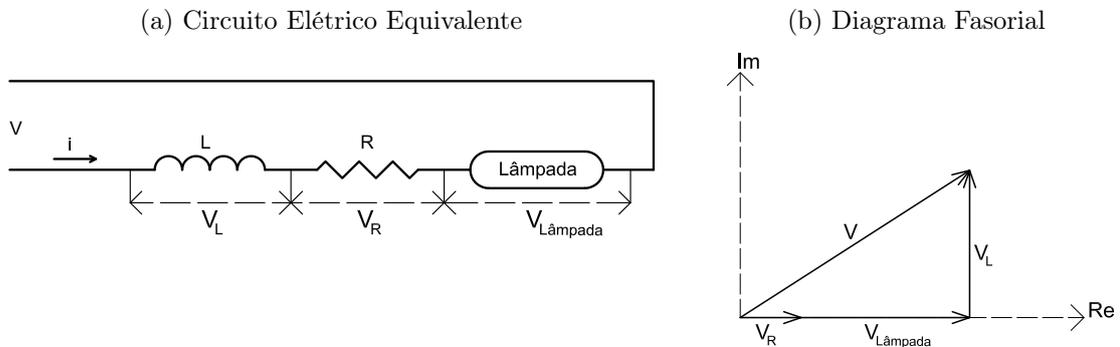
Em que,

$$M = k\sqrt{L_1L_2} \quad (2.3)$$

Sendo k o coeficiente de acoplamento magnético, que é igual a 1 para núcleos de material ferromagnético.

Dessa forma, a tensão no circuito de iluminação, vista na Figura 7a, é representada pelo diagrama fasorial da Figura 7b.

Figura 7 – Representação Elétrica do Conjunto Reator-Lâmpada

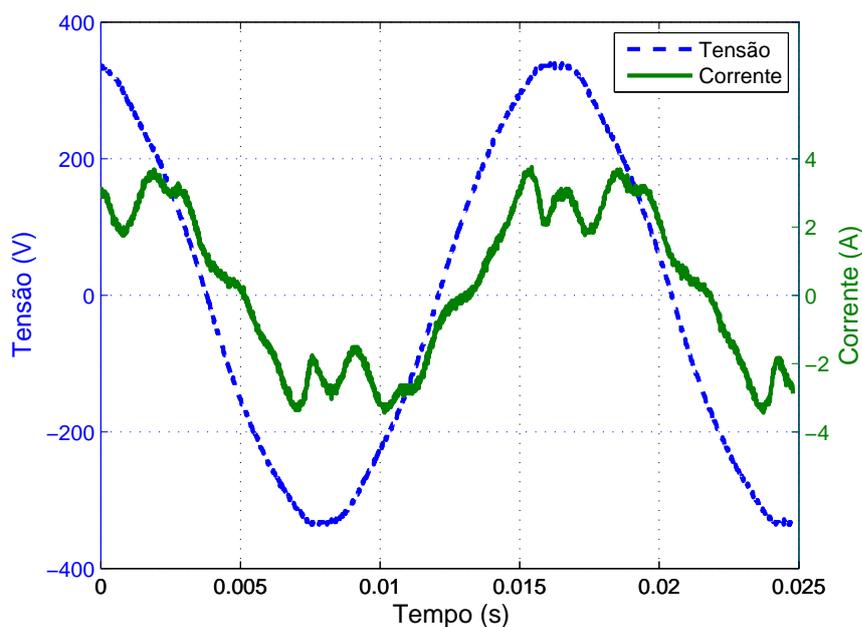


Fonte: Autoria Própria (2019)

A parcela resistiva do reator é desprezada em alguns trabalhos devido a sua baixa contribuição em relação à reatância indutiva (BURGIO; MENNITI, 2013). A tensão no indutor está em quadratura com a tensão da lâmpada, sendo a corrente, assim como para os circuitos indutivos, atrasada.

De maneira geral, o funcionamento do reator ocorre pela limitação do fluxo de corrente que circula na bobina. Devido a não linearidade do material ferromagnético do núcleo, ocorre a distorção da corrente de alimentação, que pode ser vista na Figura 8, para um reator de 480 VA.

Figura 8 – Formas de Onda da Tensão e Corrente de Alimentação do Reator



Fonte: Autoria Própria (2019)

Além do reator eletromagnético apresentado na Figura 5, alguns fabricantes adicionam ao mesmo encapsulamento um capacitor para correção do fator de potência e um ignitor, que provê o pulso elevado de tensão necessário ao acionamento da lâmpada.

A baixa regulação de potência e as perdas geradas por aquecimento são algumas das desvantagens dos reatores eletromagnéticos. Groot e Vliet (1986) apresentam os valores dessa última característica para diferentes potências, através da Tabela 3.

Tabela 3 – Perdas em Reatores Eletromagnéticos Comerciais

Potência do Reator (W)	Perdas (W)
50	8
70	11
100	11
150	20
250	30
400	35
1000	60

Nota-se que as perdas variam segundo a potência do equipamento, sendo percentualmente maiores para a menor potência (16%) e menores para a maior potência (6%). Para o reator de 480 VA /400 W estudado neste trabalho, o valor de perdas de 33 W foi obtido experimentalmente.

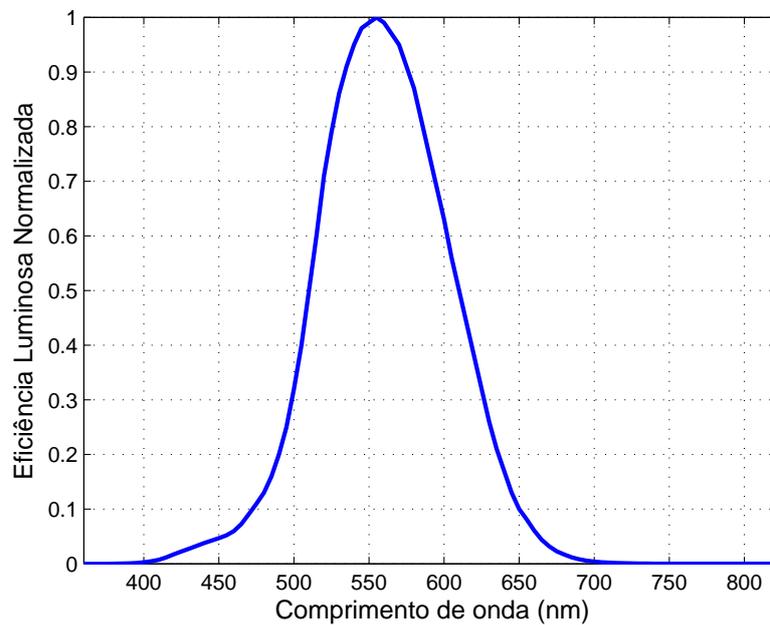
2.4 Lâmpada de Vapor de Sódio

2.4.1 Aspectos Fisiológicos

O olho humano é sensível apenas a radiações com comprimento de onda entre 400nm e 700nm, havendo distinção entre situações com alta luminosidade (visão fotópica) e baixa luminosidade (visão escotópica). Para um observador normal em um ambiente de alta luminosidade, uma radiação com comprimento de onda de aproximadamente 550nm produz o melhor efeito visual. Esse aspecto é apresentado na Figura 9 pela curva de sensibilidade do olho humano (JAYAWARDENA; DUFFY; MANAHAN, 2017).

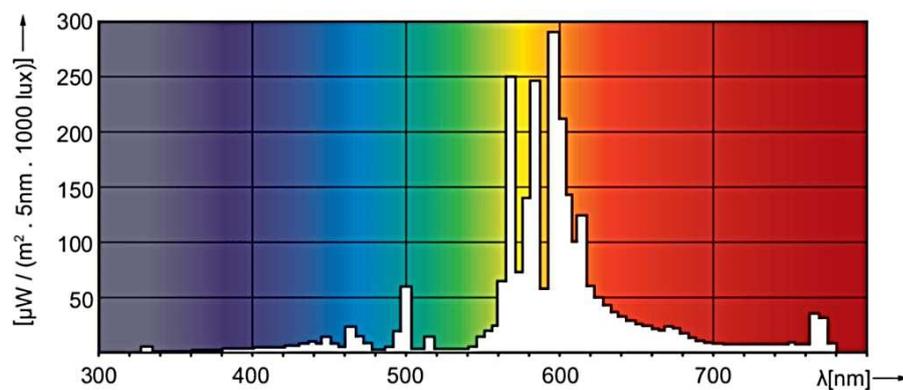
As lâmpadas HPS possuem a máxima irradiação de potência luminosa em uma frequência de onda próxima a de melhor efeito visual ao olho humano, em aproximadamente 565nm. A distribuição de potência irradiada pela lâmpada é apresentada na Figura 10, em que pode se perceber três picos preponderantes de irradiação entre os comprimentos de onda entre 540 nm e 620 nm.

Figura 9 – Curva de Sensibilidade do Olho Humano



Fonte: Adaptado de Jayawardena, Duffy e Manahan (2017)

Figura 10 – Espectro de Potência Luminosa - Lâmpada HPS 400 W



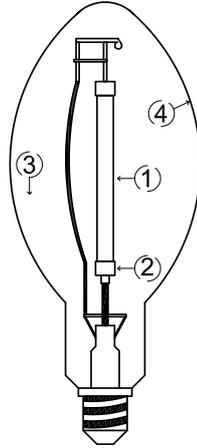
Fonte: (FRAYTAG et al., 2010)

O índice de reprodução de cores (IRC) desse tipo de lâmpada varia entre 70 e 80, sendo 100 o IRC da luz solar. Sua temperatura de cor varia de 1900 K a 2200 K, ou seja, dá um tom mais suave às cores do ambiente.

2.4.2 Aspectos Construtivos

As características construtivas das lâmpadas HPS são vistas, de forma resumida, na Figura 11.

Figura 11 – Características Construtivas da Lâmpada HPS



Fonte: Autoria Própria (2019)

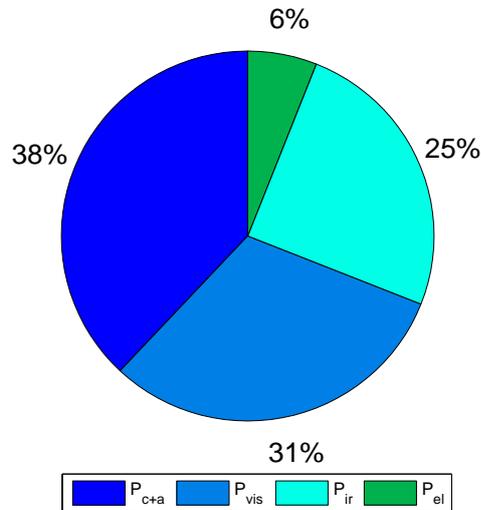
As lâmpadas HPS possuem um tubo de descarga (1) com alto ponto de fusão e resistente aos efeitos químicos do vapor de sódio, o qual comporta. Nas extremidades do tubo, existem eletrodos (2) responsáveis pela aplicação da tensão necessária para a ionização do gás. Entre o tubo de descarga e o bulbo externo existe um vácuo (3), que diminui a perda de calor do tubo de descarga para o ambiente. No caso das lâmpadas ovóides, a parte interna do bulbo pode ser revestida de material (4), geralmente fósforo, que possibilita a emissão de radiação com espectro mais adequado à visão.

2.4.3 Distribuição de Potência

Groot e Vliet (1986) apresentam a distribuição de potência para as lâmpadas HPS de 400 W conforme a Figura 12.

A maior parte da potência elétrica fornecida à lâmpada se transforma na soma das perdas de condução e absorção P_{c+a} , que representa as perdas associadas aos efeitos térmicos no tubo de descarga. Para o modelo referente à Figura 12, esse termo corresponde à 38% da potência de entrada. A potência radiante no espectro visível P_{vis} , que é aquela com comprimento de onda entre 400 nm e 700 nm, e produz a sensação visível, é dada por 31%. A potência radiante no espectro infravermelho P_{ir} , que não produz sensação visível, é a terceira maior, com 25%. Por último, a potência dos eletrodos P_{el} representa 6% da potência total. Essa parcela da potência é responsável pela manutenção da temperatura nos eletrodos ao nível requerido para a emissão de luz pelos elétrons.

Figura 12 – Distribuição de Potência para Lâmpadas HPS de 400 W

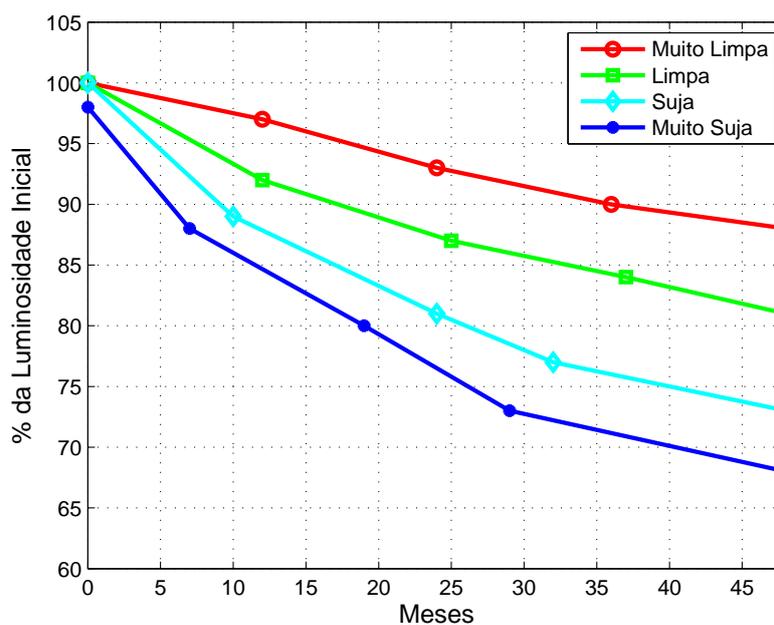


Fonte: Adaptado de Groot e Vliet (1986)

2.4.4 Fatores Físicos que Contribuem para a Redução da Luminosidade

Dois fatores físicos influenciam diretamente a redução da luminosidade das lâmpadas HPS: o aumento da idade, que aumenta o desgaste dos eletrodos, e a sujeira acumulada no bulbo externo, que ofusca a passagem da luz. Driscoll et al. (2008) apresentam, através da Figura 13, a influência desses fatores.

Figura 13 – Influência da Idade e Sujeira na Luminosidade da Lâmpada



Fonte: (DRISCOLL et al., 2008)

Em 40 meses, uma lâmpada muito limpa pode ter sua luminosidade reduzida a 88%, enquanto uma muito suja, a 70%. A Figura 14 apresenta um exemplo de lâmpada muito limpa, à direita, e muito suja, à esquerda.

Figura 14 – Exemplo do Nível de Sujeira em Lâmpadas HPS



Fonte: Aatoria Própria (2019)

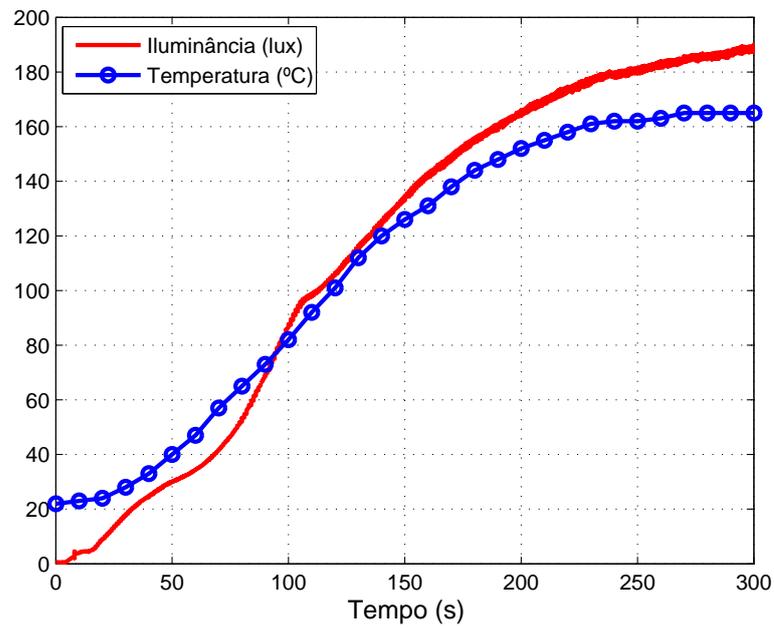
O nível muito sujo apresentado na Figura 14 é típico de processos que envolvam a liberação de particulados, como são os casos da mineração e da siderurgia.

2.5 Funcionamento do Conjunto Reator-Lâmpada

O acionamento das lâmpadas HPS é feito por meio da combinação ignitor e reator. No processo de ignição, gera-se um pulso elevado de tensão que ioniza o gás entre os eletrodos. A partir desse momento, o ignitor é desativado e o reator passa a exercer a função de estabilizador de corrente, tendo em vista o início da condução pelos eletrodos através do gás por uma coluna de plasma. Dessa forma, ocorre a descarga luminescente. O aumento da luminosidade se dá pelo aumento da temperatura no tubo de descarga, causado pela vaporização do sódio metálico em seu interior, que provoca o aumento de pressão e, conseqüentemente, a maior excitação dos átomos de sódio. Nota-se, através da Figura 15, o aumento da luminosidade com a temperatura para uma medição realizada no bulbo externo de uma lâmpada de 400W.

O modelo de lâmpada analisado demora cerca de 5 minutos para que sua temperatura e, conseqüentemente, a iluminância apresentem comportamentos com baixas taxas de variação. Ambas as curvas apresentaram comportamentos aproximados, com maior taxa de crescimento entre 50 s e 200 s de funcionamento.

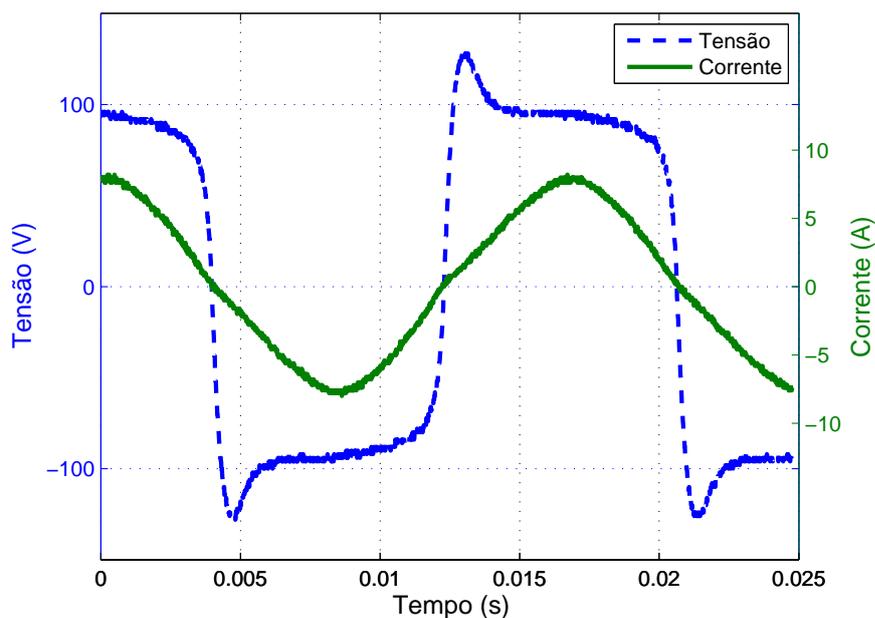
Figura 15 – Curva de Iluminância vs Temperatura em uma Lâmpada HPS de 400 W



Fonte: Autoria Própria (2019)

Para condições normais de operação em regime permanente, a temperatura e iluminância não apresentam variações. As formas de onda típicas de tensão e corrente para esse caso são vistas na Figura 16.

Figura 16 – Formas de Onda da Tensão e Corrente em uma Lâmpada HPS

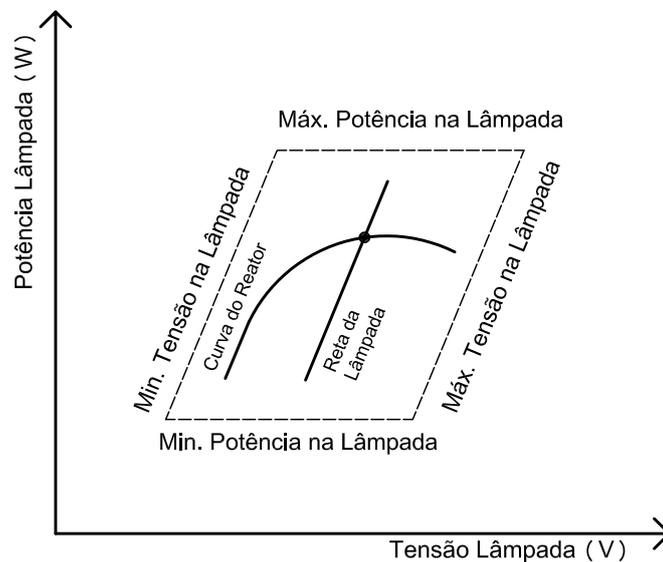


Fonte: Autoria Própria (2019)

Quando em regime permanente, as propriedades do arco elétrico da lâmpada dependem da frequência de operação, no caso da Figura 16, 60Hz. Nota-se, para essa figura, que a corrente se aproxima da senoidal e a tensão se comporta como uma onda quadrada com um pico em seu início. Esse comportamento ocorre devido a operação em baixa frequência, pois durante a inversão da corrente senoidal ocorre o resfriamento do plasma no tubo de descarga e, conseqüentemente, o aumento da impedância do arco elétrico, caracterizando a forma de tensão apresentada. Para a operação em alta frequência, como é a dos reatores eletrônicos, não há tempo para o plasma se resfriar, logo a corrente e tensão apresentam comportamentos aproximadamente senoidais. Mader e Horn (1992) realizam uma analogia do funcionamento da lâmpada com a de um resistor NTC, enfatizando que a diferença entre os dois consiste na constante de tempo, que é de milisegundos para as lâmpadas e de segundos para o resistor.

Tendo em vista que a lâmpada é projetada para o funcionamento através de uma fonte de alimentação de valor fixo, para a representação do seu ponto de operação, utiliza-se do paralelogramo de potência (GROOT; VLIET, 1986). Assim como apresentado pela Figura 17, o ponto de operação da lâmpada se dá pela interseção da curva característica do reator e da reta da lâmpada.

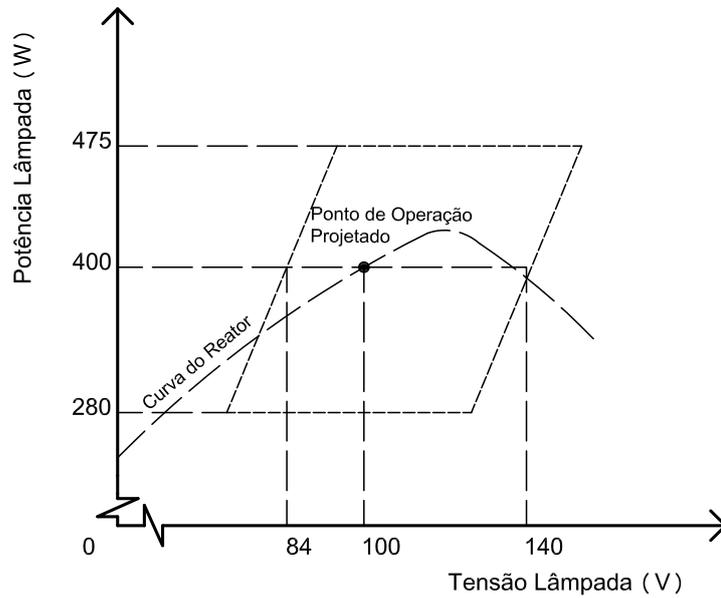
Figura 17 – Paralelogramo de Potência



Fonte: Adaptado de Groot e Vliet (1986)

A curva característica do reator apresenta a variação de potência da lâmpada em relação à tensão, para uma tensão constante de acionamento durante a fase de aquecimento. A reta da lâmpada demonstra a variação de potência em relação a tensão na lâmpada. O paralelogramo de uma lâmpada de 400 W é visto na Figura 18 (CHEN; KANE, 1982).

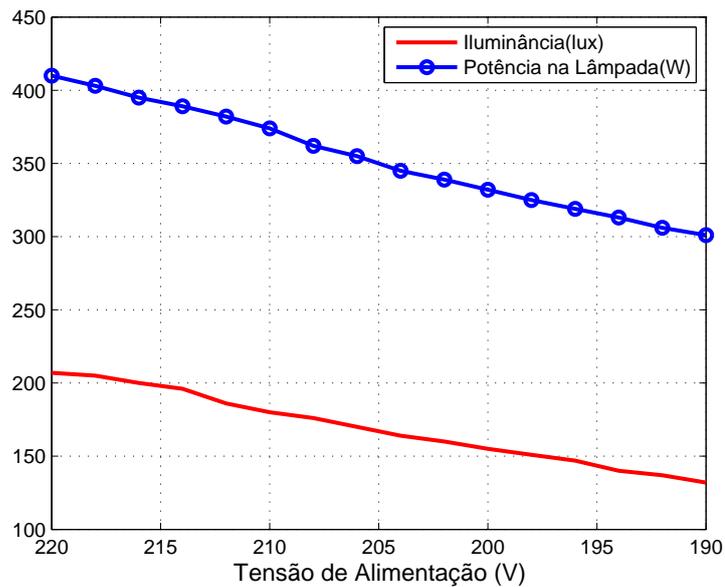
Figura 18 – Paralelogramo de Potência - Lâmpada 400 W



Fonte: Adaptado de Chen e Kane (1982)

Nota-se, pelo paralelogramo de potência, que a redução da tensão aplicada ao conjunto reator-lâmpada causa o mesmo comportamento à potência elétrica. Da mesma forma, assim como apresentado na Figura 19 para a mesma lâmpada da Figura 18, a redução da tensão aplicada causa o mesmo comportamento na luminosidade.

Figura 19 – Curvas de Iluminância e Potência em Relação à Tensão em uma Lâmpada HPS de 400 W



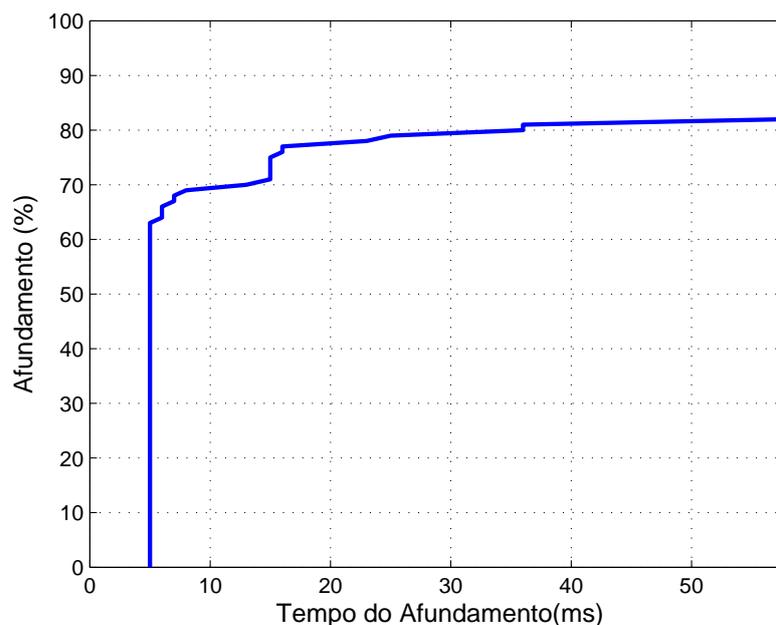
Fonte: Autoria Própria (2019)

A operação do conjunto reator-lâmpada em regime permanente para a tensão nominal de 220 V consome 410 W e fornece uma iluminância de 207 lux. A potência e a iluminância apresentam decaimento aproximadamente linear com a redução da tensão, apresentando valores de 301 W e 132 lux em regime permanente para a tensão de 190 V. Nesse teste, a redução de tensão em cada passo foi realizada de forma lenta através de um varivolt e o registro dos dados ocorreu após 30 s de estabilização.

2.6 Efeito dos Afundamentos de Tensão

Huaying et al. (2016) realizam os ensaios necessários para estabelecer a curva de sensibilidade do conjunto reator - lâmpadas HPS de 400 W. Os resultados dos ensaios são representados pela Figura 20.

Figura 20 – Curva de Sensibilidade para Lâmpadas HPS de 400 W



Fonte: Adaptado de Huaying et al. (2016)

A curva vista na Figura 20 possui quatro regiões bem definidas. Para o período de 0 até 5 ms, a lâmpada não se desliga para afundamentos de qualquer magnitude. Entre 5 e 15 ms, afundamentos abaixo de 70% causam o desligamento. Entre 15 e 36 ms, afundamentos de 80% são necessários para o desligamento. E, entre 36 e 58 ms, afundamentos de 82% causam o desligamento. O autor enfatiza que, mesmo para o caso em que não há desligamento, ocorre uma queda na iluminação da lâmpada.

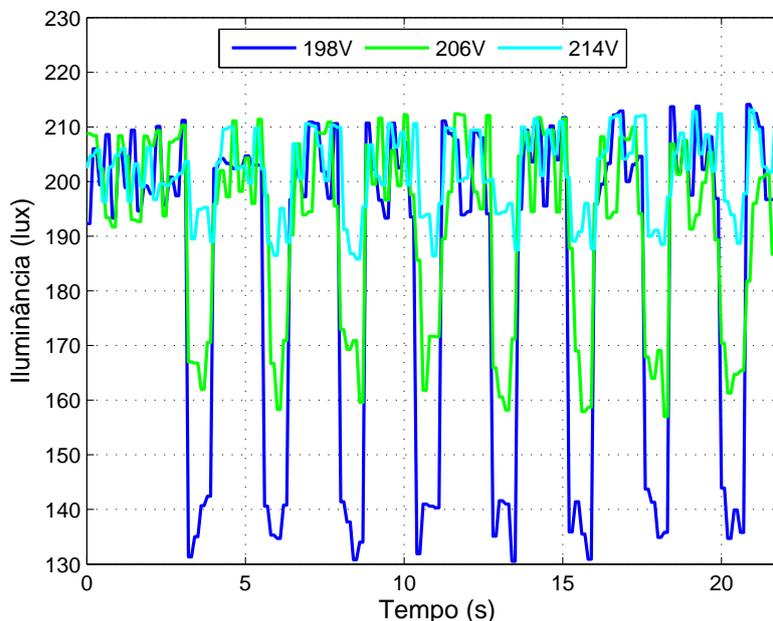
Assim como visto na Figura 19, a variação da tensão de alimentação no sistema reator-lâmpada causa a variação no mesmo sentido na iluminância da lâmpada. Contudo, assim como discutido em (DORR et al., 1997), a variação da tensão realizada para a

coleta de dados nessa figura foi feita de forma lenta e em passos de 1 V, sendo que em afundamentos rápidos a regulação de potência é reduzida em aproximadamente 10% para um afundamento de 20 V/s. Dessa forma, para afundamentos rápidos, a redução de iluminância é mais evidente.

Além do aspecto de regulação de potência dos reatores, os diversos modelos de lâmpadas apresentam diferentes comportamentos quanto a duração dos afundamentos de tensão. Parte disso se deve à constante de tempo da lâmpada, que age no sentido de atrasar a redução da iluminância em relação ao afundamento. Para o caso da lâmpada HPS, a constante de tempo é inferior a 1 ms (MADER; HORN, 1992). Ou seja, a lâmpada de vapor de sódio de alta pressão é sensível a vários dos afundamentos típicos do setor elétrico, como são aqueles devido à partida de grandes motores, cuja duração pode ser da ordem de centenas de milissegundos (AZCONDO et al., 2011).

Tendo em vista uma lâmpada operando em regime permanente, afundamentos repetitivos com intervalo entre eventos maior que a constante de tempo da lâmpada e com duração inferior a do tempo de operação estável não causam nenhum evento acumulativo quanto a redução de luminosidade. Esse efeito é demonstrado na Figura 21 para três valores de afundamento com duração de 1 s e mesmo tempo de intervalo entre eventos.

Figura 21 – Efeito dos Afundamentos Repetitivos de Tensão na Iluminância



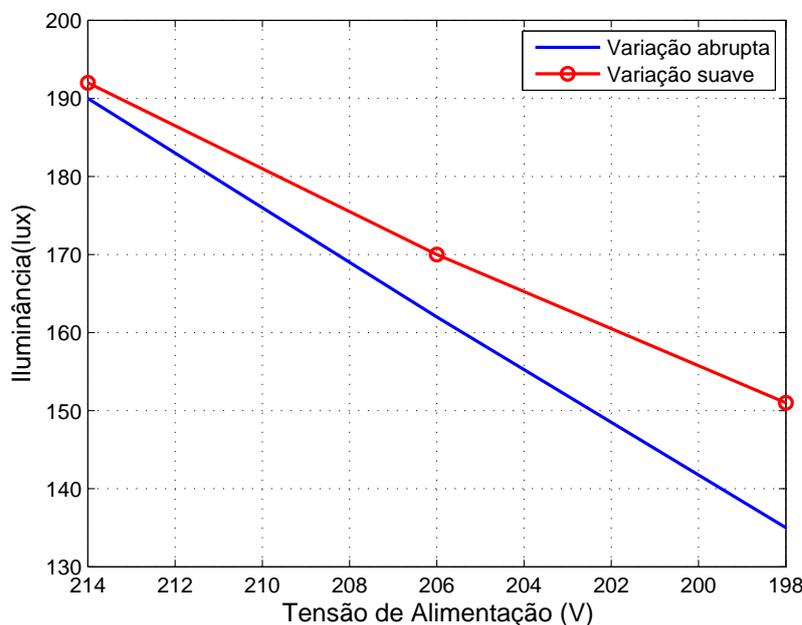
Fonte: Autoria Própria (2019)

Nos testes realizados para geração da Figura 21, utilizou-se como tensão nominal 220 V, em que o chaveamento para as tensões de afundamento é feita através de triacs (WAGNER; ANDRESHAK; STANIAK, 1990). Nota-se a variação da iluminância, mesmo para o período em regime permanente (entre 0 e 2 s), de valores entre 195 lux e 210 lux.

Esse fato ocorre por efeito do chaveamento através do dispositivo semi-condutor, que causa cortes no início da forma de onda de alimentação com tempo de 2 ms, ou seja, superior à constante de tempo da lâmpada.

Para o afundamento de 198 V, houve, em média, a redução de 205 lux para 135 lux, sendo para 206 V uma redução para 162 lux e para 214 V a redução para 190 lux. Em relação à Figura 19, o afundamento de 198 V provocou uma redução 10,6% maior na iluminância, sendo para 206 V, 4,5% maior e para 214 V, 3% maior. Esse fato pode ser melhor observado através da Figura 22.

Figura 22 – Comparação da Iluminância para Variações de Tensão Suaves e Abruptas



Fonte: Autoria Própria (2019)

Os testes se realizaram para uma lâmpada nova muito limpa. Considerando uma lâmpada muito suja em aproximadamente 15 meses de utilização, por exemplo, espera-se que a iluminância apresentada na Figura 21 diminua para 83% de seu valor. Assim, em regime permanente, espera-se obter uma iluminância de 166 lux, caindo a até 116 lux para a redução de tensão a 198 V.

2.7 Discussão sobre o Sistema de Iluminação

Tendo em vista os variados tipos de lâmpadas disponíveis comercialmente, os sistemas de iluminação compostos por lâmpadas HPS acionadas por reatores eletromagnéticos se destacam pela sua robustez e baixo custo. Esse fato ocorre principalmente pela simplicidade contrutiva desses equipamentos, que evita as implicações que ocorrem em sistemas eletrônicos, como é a baixa vida útil dos capacitores em relação aos outros componentes,

por exemplo. No entanto, a pouca tecnologia empregada possui alguns reveses, como é a baixa regulação de potência dos reatores eletromagnéticos. Através dos testes realizados em laboratório caracterizou-se a variação da potência de uma lâmpada HPS de 400 W, assim como da luminosidade, em relação à variação da tensão de suprimento do conjunto. Constatou-se que variações de tensão relativamente pequenas podem provocar efeitos visuais significativos. Dessa forma, a consideração dos aspectos econômicos da aplicação das lâmpadas HPS acionadas por reatores eletromagnéticos deve ser acompanhada do estudo do comportamento da tensão de suprimento do conjunto para que se evitem problemas luminosos.

3 Modelagem de Lâmpadas de Descarga

3.1 Introdução

O comportamento do arco de plasma nas lâmpadas de descarga apresenta variações no espectro de frequência, permitindo que diferentes modelos sejam adotados em sua representação segundo a frequência de operação.

Assim como apresentado no Capítulo 2, a operação das lâmpadas de descarga na frequência da rede (60 Hz) apresenta um comportamento aproximadamente senoidal para a corrente e aproximado a uma onda quadrada com um pico nos instantes iniciais de cada ciclo, para a tensão. Para a operação em altas frequências (>1.5 kHz)(VIEJO et al., 2011), como é o caso do acionamento por reatores eletrônicos, que operam as lâmpadas na faixa de frequência típica de 27 kHz até 75 kHz (BEN-YAAKOV; GULKO, 1997), a coluna de plasma apresenta um comportamento aproximadamente resistivo, o que permite uma representação simplificada para a lâmpada.

Contudo, uma representação resistiva não possibilita a incorporação dos fenômenos existentes no funcionamento em baixas frequências. Dessa forma, para uma representação adequada em baixas frequências, necessita-se incluir ao modelo as características dinâmicas da coluna do arco de plasma.

Assim como descrito por Koprnický (2008), a modelagem matemática das lâmpadas de descarga pode ser dividida em dois ramos, o dos modelos baseados nas equações do plasma e o dos globais. No primeiro, são englobados os seguintes aspectos:

- Modelagem Física
 - Modelagem das Propriedades do Plasma: transporte de radiação; aquecimento do gás; perdas/balanco térmico; e características elétricas;
 - Modelagem Térmica (distribuição de temperatura nas paredes do bulbo).
- Modelagem Termoquímica
 - Equilíbrio/transporte químico;
 - Condutividade/viscosidade térmica.

Os trabalhos existentes na literatura para essa classificação são abordados do ponto de vista dos postulados de Francis (VIEJO et al., 2011) e quanto à termodinâmica, e balanço de energia (LASKOWSKI; DONOGHUE, 1981). Para a primeira abordagem, Francis (1948) se utiliza de três postulados:

- A taxa de produção de elétrons na coluna de plasma é proporcional à corrente e ao gradiente da tensão;

- A taxa de perda de elétrons é proporcional à sua densidade η_e ;
- A resistência instantânea da coluna de plasma $\frac{v_l}{i_l}$ é inversamente proporcional à densidade de elétrons η_e .

Essas três informações podem ser sintetizadas pela equação diferencial 3.1 e pela Equação 3.2.

$$\frac{d\eta_e}{dt} = \alpha i_l v_l - \beta \eta_e \quad (3.1)$$

$$\frac{v_l}{i_l} = \frac{F}{\eta_e} \quad (3.2)$$

Em que α , β e F são constantes que dependem das dimensões do tubo de descarga e das propriedades do gás, i_l é a corrente através do plasma e v_l é a tensão entre os eletrodos.

As Equações 3.1 e 3.2 pode ser reescritas para a condutância da coluna de plasma $\sigma_e = \frac{i_l}{v_l}$ através da Equação 3.3, a qual rege os modelos denominados de condutância dinâmica (LOO et al., 2005).

$$\frac{d\sigma_e}{dt} = \left(\frac{\alpha}{F} v_l^2 - \beta \right) \sigma_e \quad (3.3)$$

Quanto à segunda forma de abordagem, Viejo et al. (2011) descrevem as condições termodinâmicas das lâmpadas de descarga de baixa e alta pressão, enfatizando as particularidades em suas representações. Pelo critério de Griem (GRIEM, 2005), observa-se que, ao contrário das lâmpadas de descarga de baixa pressão, as lâmpadas de descarga de alta pressão operam na região de equilíbrio térmico local, pois possuem densidade de elétrons superior a estabelecida pelo critério. Para essa condição, a densidade de elétrons e a temperatura do arco podem ser deduzidas pelas equações de Saha (SAHA, 1920) e pelo balanço de energia do plasma. Tais premissas constituem a base para a formulação de importantes modelos da literatura, como é o apresentado por Yan, Hui e Chung (2003).

As representações do ramo dos modelos baseados nas equações do plasma demandam conhecimentos físicos, químicos e matemáticos avançados, sendo a representação computacional também complexa. Por outro lado, nos modelos globais são realizadas análises de caixa preta e empíricas. Ou seja, busca-se descrever o comportamento da lâmpada através da análise dos dados de entrada e de saída, que geralmente são a tensão, a corrente e a potência. De maneira geral, esses modelos buscam estabelecer a relação apresentada pela Equação 3.4, em que a tensão na lâmpada é descrita por uma função dependente da sua potência e corrente.

$$V_{l\u00e2mpada} = f(P_{l\u00e2mpada}, I_{l\u00e2mpada}) \quad (3.4)$$

Assim como descrito em Yan, Tam e Hui (2007), a formulação empírica adotada nesse ramo de representação permite uma fácil adequação aos *softwares* de simulação de circuitos, pois possibilita a obtenção de equações simplificadas para a representação dos parâmetros da lâmpada.

Neste trabalho, procede-se com a investigação acerca dos dois principais modelos globais encontrados na literatura, o resistivo e o dinâmico baseado na ionização dos átomos de sódio (DBIA), e do modelo baseado nas equações do plasma denominado dinâmico baseado na descarga do arco de plasma (DBDA). Uma abordagem comparativa entre os modelos é adotada visando avaliar a fidelidade de representação dos parâmetros elétricos da lâmpada, a simplicidade matemática e computacional, além da adequação dos modelos à representação dos efeitos das variações de tensão, que é feita em relação à potência da lâmpada, pois confere o significado elétrico e possibilita a relação aos efeitos luminosos.

3.2 Modelo Resistivo

Ferrero et al. (2000) apresentam uma forma simplificada de representação das lâmpadas de descarga para o projeto de reatores eletrônicos baseada em sua resistência equivalente. Metodologias semelhantes foram utilizadas, mas não detalhadas, em Melis (1992) para o desenvolvimento de curvas de reatores eletrônicos para lâmpadas HPS e em Ben-Yaakov e Gulko (1997) para o projeto desse mesmo tipo de reator.

A premissa do modelo é o comportamento aproximadamente linear da resistência da coluna do arco de plasma para diferentes valores de potência, em uma determinada frequência. Ferrero et al. (2000) traçam os valores de resistência através dos valores de tensão e corrente RMS medidos na lâmpada para as frequências de 50 Hz e 100 kHz. O mesmo experimento é repetido neste trabalho para uma lâmpada HPS de 400 W operando em 60 Hz. O resultado é apresentado pela Figura 23.

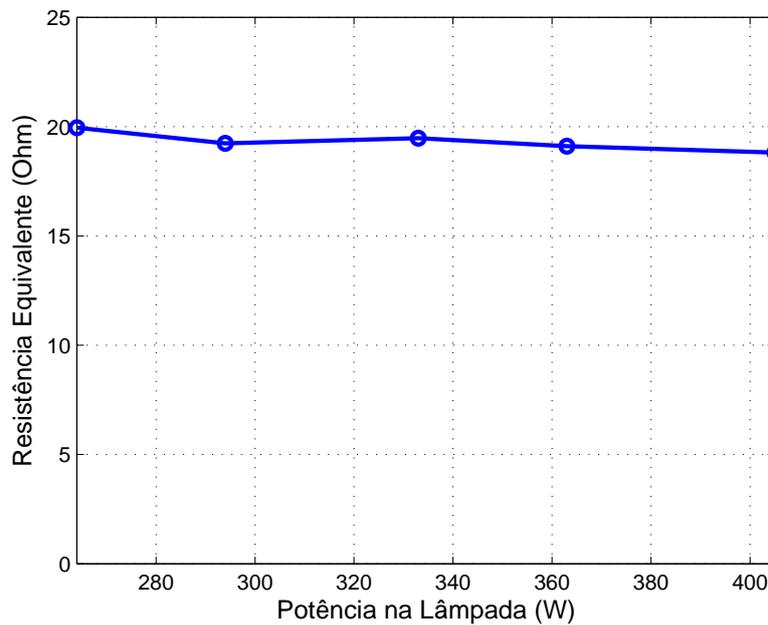
O valor da resistência equivalente é referente a divisão da tensão pela corrente, na potência de operação desejada. Para a lâmpada analisada operando em potência nominal, o valor da resistência equivalente é de 18.8Ω .

3.2.1 Implementação Computacional

A implementação computacional do modelo resistivo realizada em ambiente *SIMULINK* [®] é apresentada na Figura 24.

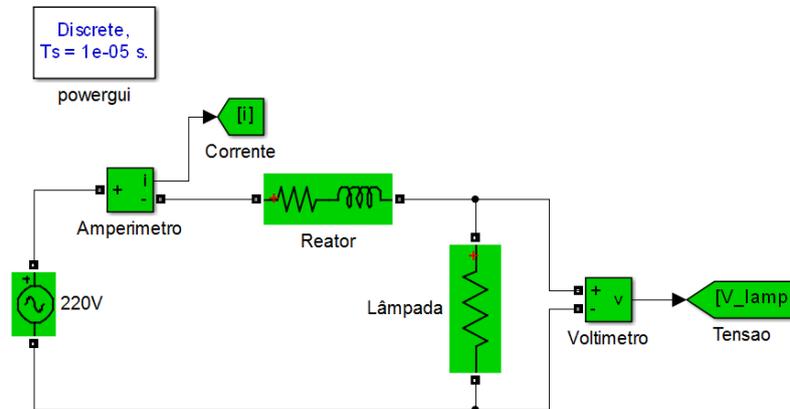
Neste modelo, a tensão de alimentação é de 220 V, que é a de entrada do reator. O reator é modelado como um elemento resistor-indutor série com valores de 1.4Ω e 90 mH, respectivamente. A lâmpada é representada como um elemento puramente resistivo, com valor de 18.8Ω . Os valores de tensão e corrente da lâmpada são monitorados por um voltímetro e um amperímetro.

Figura 23 – Resistência Equivalente vs. Potência da Lâmpada



Fonte: Autoria Própria (2019)

Figura 24 – Implementação Computacional do Modelo Resistivo

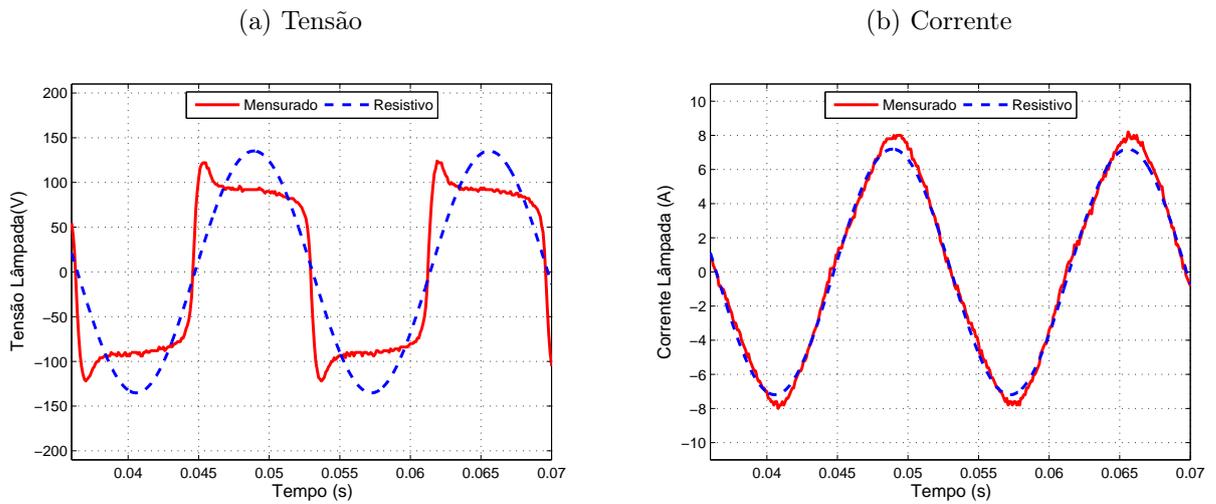


Fonte: Autoria Própria (2019)

As Figuras 25a e 25b apresentam a verificação do modelo através da comparação com os valores reais para a tensão e corrente, respectivamente.

Pela Figura 25a, nota-se que a tensão simulada não equivale à mensurada em forma. Tanto o pico inicial em cada semiciclo, quanto a forma aproximadamente quadrada não são representadas. A Figura 25b demonstra que a corrente se aproxima de maneira adequada em forma e amplitude.

Figura 25 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo Resistivo

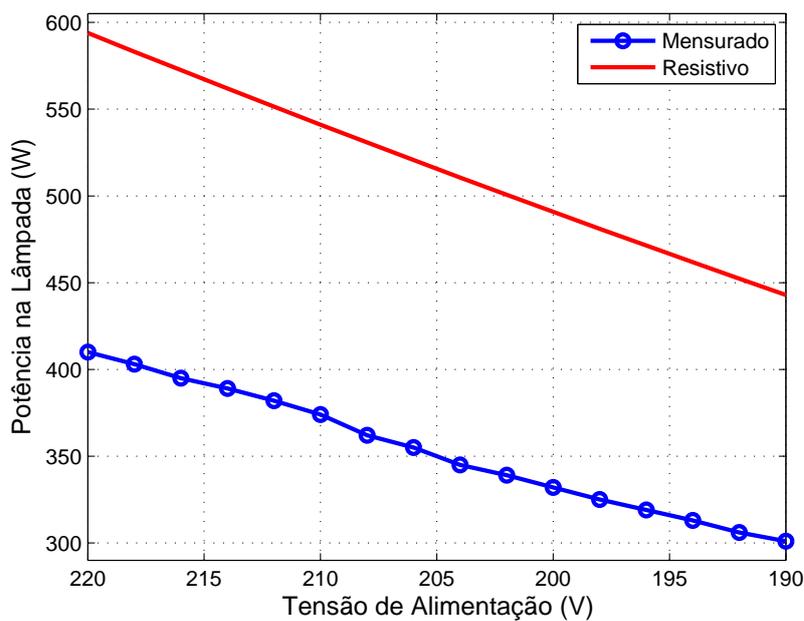


Fonte: Autoria Própria (2019)

3.2.2 Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão

Para a avaliação do modelo frente às variações de tensão, é realizada a observação do comportamento da potência na lâmpada em relação à redução da tensão de alimentação em passos de 2 V. A Figura 26 ilustra os resultados obtidos para o modelo resistivo, apresentando a comparação com a potência medida.

Figura 26 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo Resistivo



Fonte: Autoria Própria (2019)

Apesar de apresentar inclinações das retas semelhantes, o modelo resistivo apresenta, em média, uma magnitude de potência 40% maior durante o intervalo de tensão analisado. Esse fato é devido à dificuldade de representação da forma de onda de tensão pelo modelo, que multiplicado pelo valor da corrente, provoca uma potência instantânea maior que o caso real. Uma das formas de reduzir essa diferença seria ajustar a resistência do modelo através da curva de potência, que é um procedimento adotado em Ferrero et al. (2000) para altas frequências. No entanto, devido a incompatibilidade na forma de onda da tensão para baixas frequências, esse procedimento provocaria um maior desvio das formas de onda de tensão e corrente.

3.3 Modelo Dinâmico Baseado na Ionização dos Átomos de Sódio (DBIA)

A necessidade da otimização do conteúdo harmônico da corrente de linha nos reatores de lâmpadas fluorescentes levou Mader e Horn (1992) a desenvolverem um modelo para as lâmpadas de descarga que conseguisse reproduzir o comportamento da tensão tanto para as baixas, como altas frequências. A aplicação desse modelo a diferentes frequências é estudada em Ferreira (2013).

Para o desenvolvimento do modelo, Mader e Horn (1992) se basearam no fato de que o processo de ionização dos átomos no tubo de descarga da lâmpada é o mais lento (1 ms) dentre todos os envolvidos na geração da luz. A densidade de ionização, que representa o número de ions por unidade de volume, é relacionada à potência instantânea da lâmpada por uma média móvel, que pode ser realizada por meio de um filtro passa baixas de primeira ordem. A Equação 3.5 representa a relação entre a potência instantânea e a densidade de ionização em termos da transformada de Laplace.

$$\rho(s) = C \frac{1}{1 + \tau s} P_L(s) \quad (3.5)$$

Em que C é uma constante de proporcionalidade, ρ é a densidade de ionização e τ é a constante de tempo de ionização. No domínio do tempo, a Equação 3.5 pode ser representada pela equação diferencial apresentada na Equação 3.6.

$$P_L(t) = \frac{1}{C} (\rho(t) + \tau \frac{d\rho(t)}{dt}) \quad (3.6)$$

A análise é simplificada substituindo-se a densidade de ionização e a constante C pela potência média da lâmpada, \overline{P}_L . Dessa forma, a Equação 3.5 pode ser substituída pela Equação 3.7.

$$\overline{P}_L(s) = \frac{1}{1 + \tau s} P_L(s) \quad (3.7)$$

Existem duas situações em que a densidade de ionização é constante, na operação em alta frequência e em corrente contínua (CC). Mader e Horn (1992) utilizam das características CC para o desenvolvimento da modelagem.

Em CC, tem-se que:

$$\overline{P}_L = P_L = V_{LCC} I_L \quad (3.8)$$

Em que V_{LCC} é a tensão CC em que a densidade de ionização é constante e I_L é a corrente da lâmpada para a tensão V_{LCC} .

A resistência da lâmpada é dada por:

$$R = \frac{V_{LCC}}{I_L} \quad (3.9)$$

Multiplicando o numerador e o denominador da Equação 3.9 por V_{LCC} , tem-se que:

$$R = \frac{V_{LCC}^2}{I_L V_{LCC}} \quad (3.10)$$

Sendo o denominador igual a \overline{P}_L , a Equação 3.10 se torna a Equação 3.11.

$$R = \frac{V_{LCC}^2}{\overline{P}_L} \quad (3.11)$$

Para uma frequência arbitrária, tem-se que;

$$V_L = R I_L \quad (3.12)$$

Substituindo a Equação 3.11 na Equação 3.12, obtem-se a Equação 3.13.

$$V_L = \frac{V_{LCC}^2}{\overline{P}_L} I_L \quad (3.13)$$

Em Sá (2009), a tensão V_{LCC} é admitida como a tensão nominal eficaz da lâmpada, $V_{Neficaz}$. Assim, a Equação 3.13 pode ser representada pela Equação 3.14.

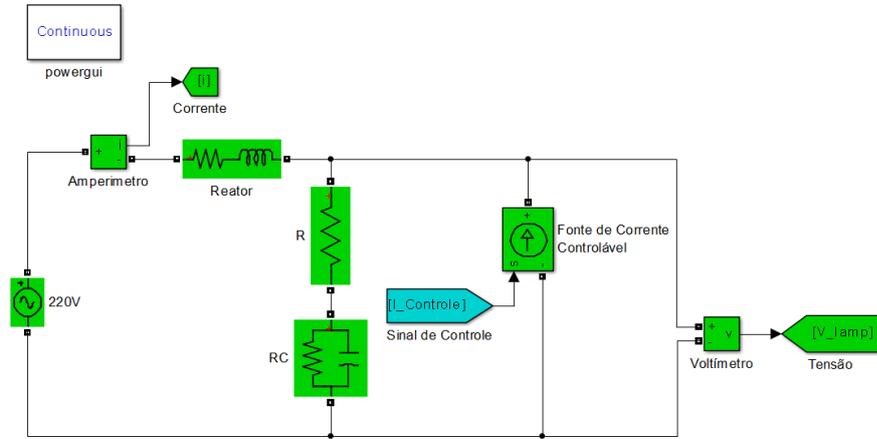
$$V_L = \frac{V_{Neficaz}^2}{\overline{P}_L} I_L \quad (3.14)$$

3.3.1 Implementação Computacional

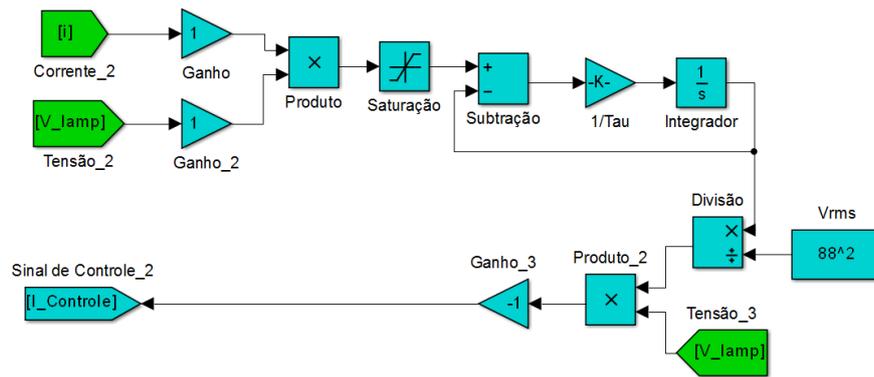
A implementação computacional do modelo DBIA realizada em ambiente *SIMULINK*® é apresentada nas Figuras 27a e 27b. A metodologia apresentada neste trabalho é a mesma de Perdigão e Saraiva (2004).

Figura 27 – Simulação Computacional do Modelo DBIA

(a) Circuito Elétrico



(b) Geração do Sinal de Corrente

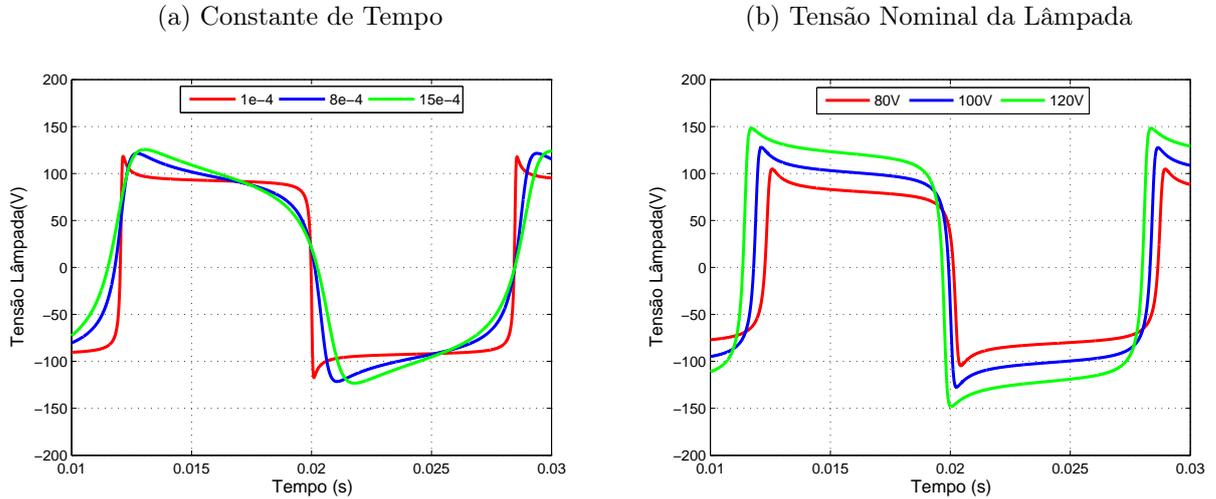


Fonte: Autoria Própria (2019)

As representações da fonte de tensão e do reator apresentadas na Figura 27a são as mesmas do modelo resistivo. Após o reator, Perdigão e Saraiva (2004) adicionaram um ramo RC para produzir o pulso inicial de tensão a cada reversão de corrente. A combinação dos valores dos resistores e do capacitor gera uma constante de tempo de 0,4 ms. A lâmpada é modelada com uma fonte de corrente, em que o sinal de controle é advindo do arranjo apresentado na Figura 27b. A geração do sinal de corrente é feita através da Equação 3.14. Inicialmente, a potência instantânea é obtida pela multiplicação da corrente e tensão eficaz. Um bloco de saturação é adicionado para limitar os valores da potência. A realização da média móvel é feita por uma malha realimentada, em que a malha aberta consiste em um bloco de ganho com o inverso da constante de tempo em série com um bloco integrador. O resultado da média móvel é dividido pelo quadrado da tensão eficaz nominal da lâmpada e, posteriormente, multiplicado pela tensão instantânea da lâmpada. A fase do sinal de controle é invertida por um ganho -1 para que a corrente e a tensão da fonte estejam em fase.

Para o melhor entendimento sobre a influência das constantes τ e V_{eficaz} no comportamento da tensão, as Figuras 28a e 28b apresentam a tensão pela variação desses parâmetros, respectivamente.

Figura 28 – Efeito da Variação das Constantes do Modelo DBIA



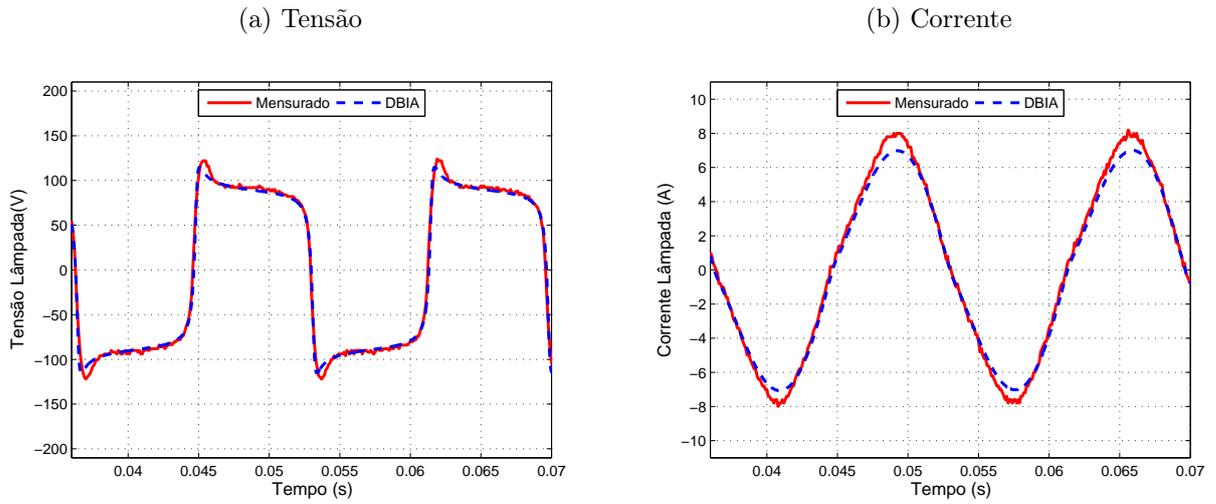
Fonte: Autoria Própria (2019)

Pela Figura 28a, nota-se que um menor valor de τ aproxima a tensão à forma de onda quadrada e estreita o pico inicial de cada ciclo. Com o aumento do valor desse parâmetro, a forma de onda tende à senoidal, havendo o alargamento e suavização do pico inicial. A variação do parâmetro V_{eficaz} , vista na Figura 28b, demonstra que esse parâmetro tem influência na amplitude da forma de onda.

Através do valor $V_{eficaz} = 88V$ mensurado na lâmpada e do ajuste do valor de τ para 0.34 ms, as Figuras 29a e 29b apresentam a verificação do modelo através da comparação com os valores reais para a tensão e corrente, respectivamente.

Através do resultado apresentado na Figura 29a, nota-se que o modelo se adequa em forma para a tensão, em que a maior diferença ocorre no pico inicial de cada semiciclo. A Figura 29b demonstra que a corrente se adequa em forma e amplitude.

Figura 29 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo DBIA

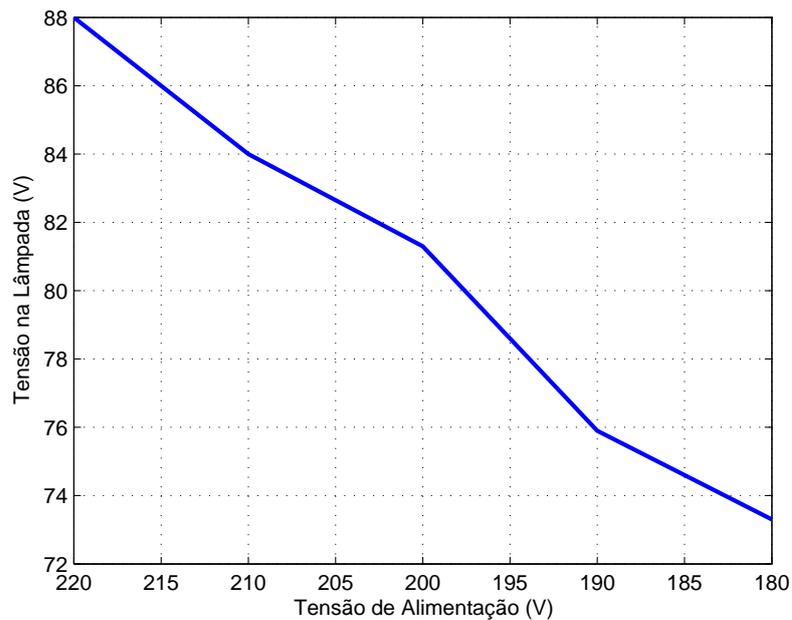


Fonte: Autoria Própria (2019)

3.3.2 Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão

A implementação proposta por Perdigão e Saraiva (2004) leva em consideração a operação da lâmpada em regime permanente. Dessa forma, adota-se o parâmetro V_{eficaz} como constante. Contudo, assim como apresentado pela Figura 30, para os reatores eletromagnéticos, a tensão na lâmpada varia segundo a tensão de alimentação do reator.

Figura 30 – Tensão na Lâmpada vs Tensão de Alimentação



Fonte: Autoria Própria (2019)

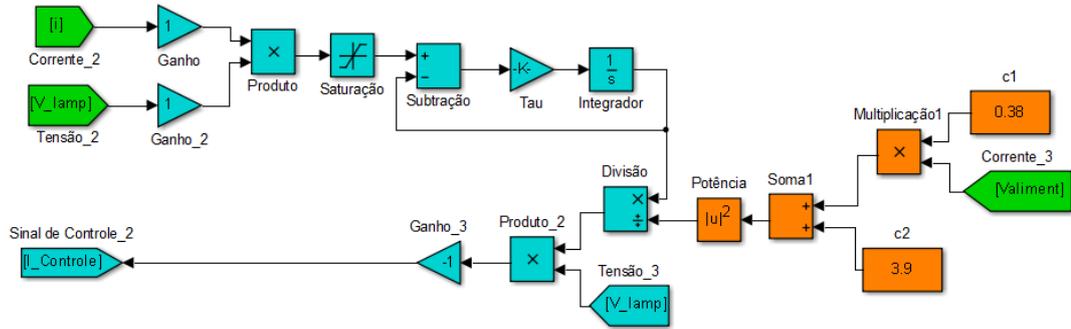
A curva apresentada na Figura 30 pode ser aproximada pela reta descrita pela

Equação 3.15.

$$V_{Lampada} = 0.38V_{Alimentacao} + 3.9 \quad (3.15)$$

Dessa forma, a Figura 27b é modificada assim como apresentado pela Figura 31.

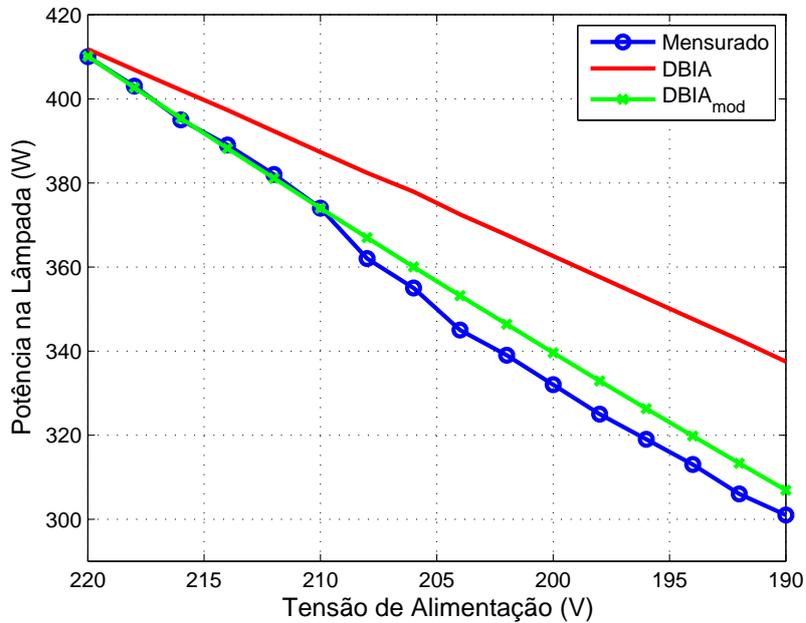
Figura 31 – Modificação da Geração do Sinal de Corrente do Modelo DBIA



Fonte: Autoria Própria (2019)

A aproximação ao comportamento real da potência na lâmpada através da modificação do modelo é apresentada pela Figura 32.

Figura 32 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo DBIA



Fonte: Autoria Própria (2019)

Para a tensão nominal (220 V), a potência real e dos modelos possui uma variação menor a 0,3%. À medida que a tensão é reduzida, o modelo com tensão fixa da lâmpada se distancia da potência real. Para uma tensão de 190 V, o desvio de potência desse modelo

é de 12%, sendo reduzido para 2% através do modelo ajustado, o que o torna adequado aos estudos quanto aos afundamentos de tensão.

3.4 Modelo Dinâmico Baseado na Descarga do Arco de Plasma (DBDA)

A fim de realizar a representação dos processos físicos das lâmpadas de descarga, Yan, Hui e Chung (2003) apresentam uma modelagem tendo como premissa a Equação 3.16, que descreve o balanço de energia quanto ao aumento incremental de temperatura no bulbo interno da lâmpada para as condições de equilíbrio térmico local.

$$\frac{dT}{dt} = a_1(i^2R - P_{con} - P_{rad}) \quad (3.16)$$

Em que T é a temperatura do gás, a_1 é uma constante de ajuste do modelo, i é a corrente fluindo através da lâmpada, R é a resistência da coluna do arco, P_{con} é a potência de perdas pela condução térmica e P_{rad} é a potência de perdas por radiação. O valor da resistência da coluna do arco de plasma, R , é dado em função da temperatura pela Equação 3.17.

$$R(T) = a_2T^{-3/4}exp\left(\frac{ea_3}{2KT}\right) \quad (3.17)$$

Em que a_2 e a_3 são constantes de ajuste do modelo, e é a carga do elétron e K é a constante de Boltzmann. Essa equação busca uma aproximação ao comportamento diretamente proporcional entre a resistência da coluna do arco de plasma e a concentração de elétrons deduzida em Saha (1920).

A potência de perdas pela condução térmica, P_{con} , é dada pela equação de Laplace apresentada pela Equação 3.18.

$$P_{con} = a_4(T - T_0) \quad (3.18)$$

Em que a_4 é uma constante de ajuste do modelo e T_0 é a temperatura inicial das paredes do bulbo interno da lâmpada, dada por 1000 K.

A potência de perdas por radiação é dada pela forma mais simples da equação de Boltzmann, apresentada pela Equação 3.19.

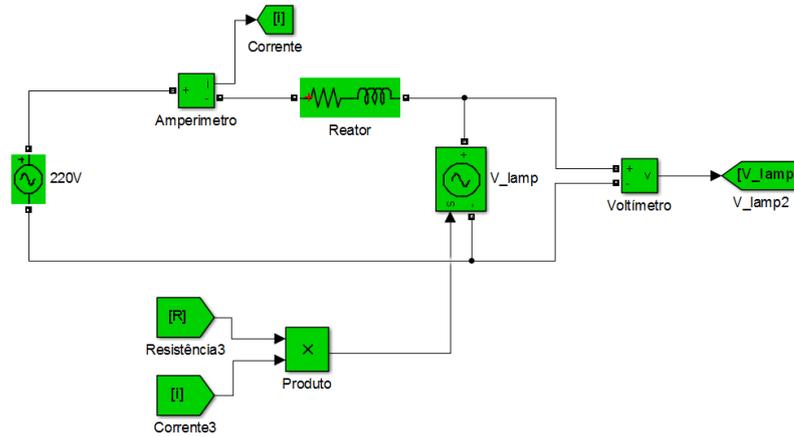
$$P_{rad} = a_5exp\left(\frac{-ea_6}{KT}\right) \quad (3.19)$$

Em que a_5 e a_6 são constantes de ajuste do modelo.

3.4.1 Implementação Computacional

A implementação computacional do circuito elétrico do modelo DBDA realizada em ambiente *SIMULINK*® é apresentada na Figura 33.

Figura 33 – Circuito Elétrico do Modelo DBDA

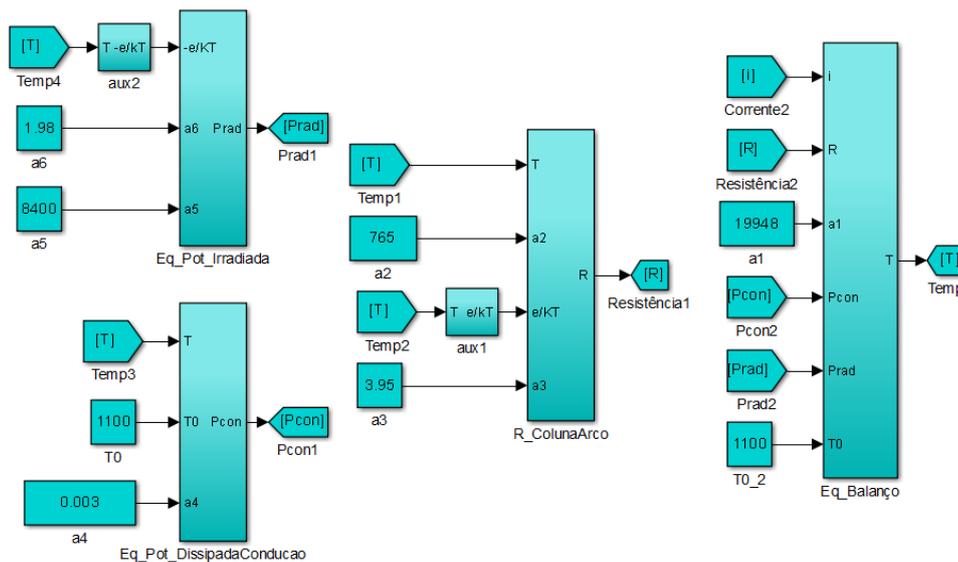


Fonte: Autoria Própria (2019)

As representações da fonte de tensão e do reator apresentadas na Figura 33 são as mesmas do modelo resistivo e do modelo DBIA. A lâmpada é modelada como uma fonte de tensão, em que o sinal de controle é advindo da multiplicação da corrente do circuito pela resistência modelada.

A representação geral do modelo é vista na Figura 34.

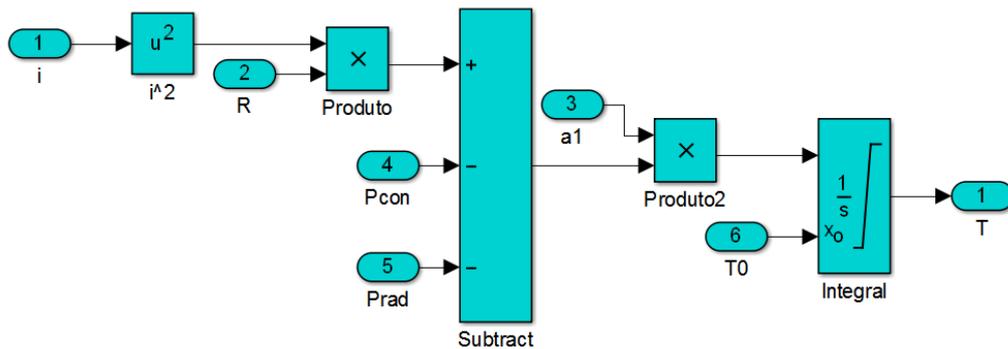
Figura 34 – Representação Geral do Modelo DBDA



Fonte: Autoria Própria (2019)

O bloco Eq_Balanco, que representa a Equação 3.16, recebe as constantes a_1 e T_0 , a corrente i do circuito e as variáveis dependentes da temperatura P_{con} , que é a potência conduzida, P_{rad} , que é a potência radiada, e R , que é a resistência da coluna do arco de descarga. A saída do bloco, T , corresponde à temperatura instantânea. O detalhamento do bloco é apresentado na Figura 35.

Figura 35 – Representação Computacional da Equação 3.16

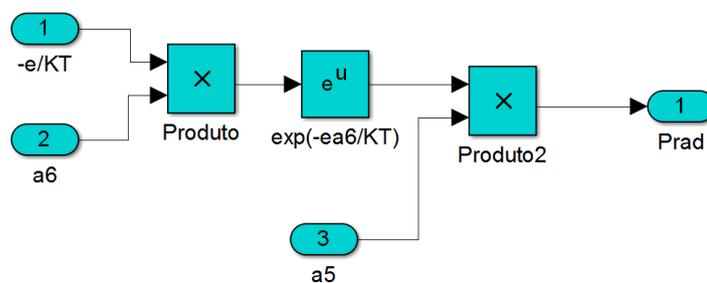


Fonte: Autoria Própria (2019)

Na Figura 35, o resultado da subtração da potência radiada e da potência conduzida pela potência instantânea é multiplicado pela constante a_1 e aplicada a um integrador com valor inicial igual a T_0 .

O detalhamento do bloco Eq_Pot_Radiada é apresentado na Figura 36. Esse bloco apresenta a multiplicação da constante a_5 pela exponencial da multiplicação da constante a_6 pelo negativo da carga do elétron, dividido pelo produto da constante de Boltzmann e da temperatura.

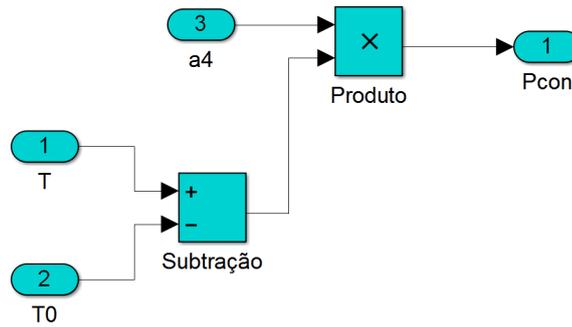
Figura 36 – Representação Computacional da Equação 3.19



Fonte: Autoria Própria (2019)

Na Figura 37, realiza-se o detalhamento do bloco Eq_Pot_DissipadaConducao, em que ocorre a multiplicação da constante a_4 pela diferença entre a temperatura instantânea e a temperatura inicial.

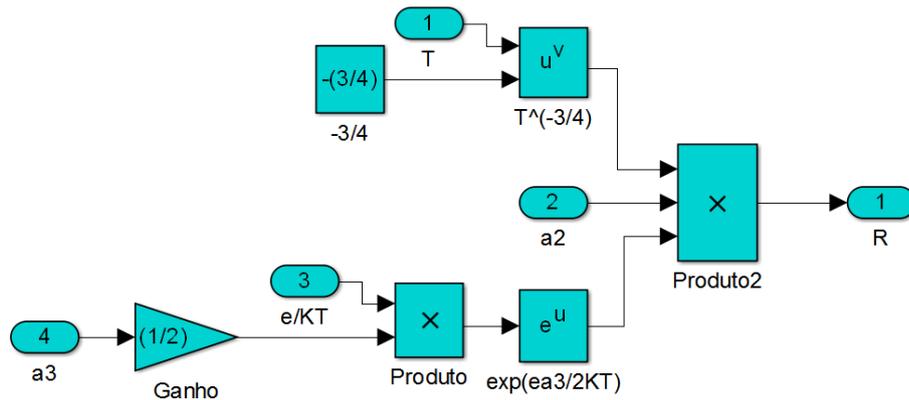
Figura 37 – Representação Computacional da Equação 3.18



Fonte: Autoria Própria (2019)

O detalhamento do bloco $R_ColunaArco$ é apresentado na Figura 38. Nesse bloco ocorre a multiplicação da constante a_2 pela temperatura elevada a uma constante negativa e pela exponencial da multiplicação de meio da constante a_3 pela carga do elétron, dividido por duas vezes o produto da constante de Boltzmann e da temperatura.

Figura 38 – Representação Computacional da Equação 3.17



Fonte: Autoria Própria (2019)

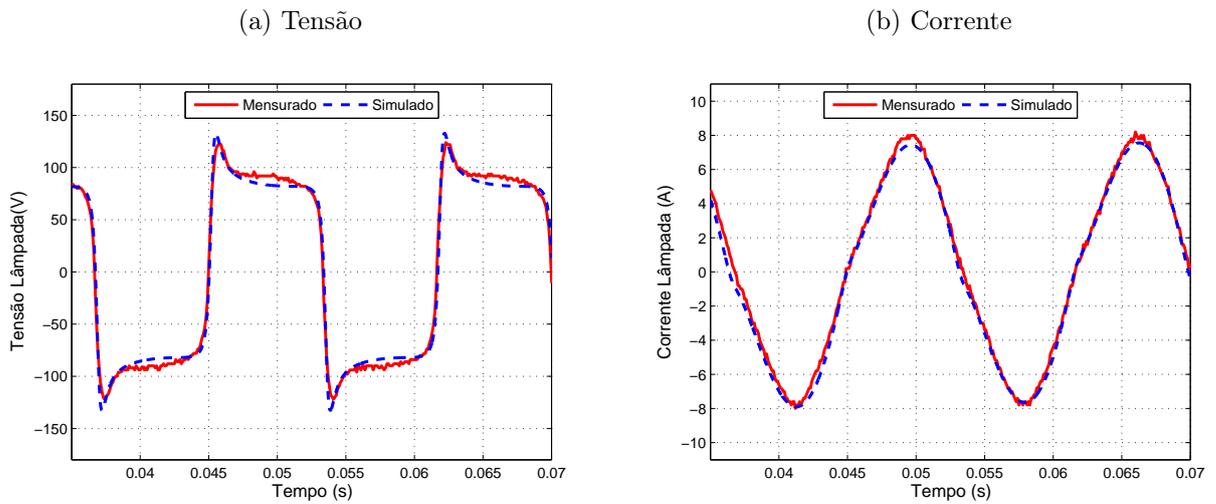
Para que o modelo aproxime seu comportamento de corrente e tensão das medições reais, é necessário realizar o ajuste dos parâmetros de a_1 até a_6 conforme o algoritmo apresentado pelo ANEXO C. Os valores obtidos através da aplicação do algoritmo para uma lâmpada de 400 W são vistos na Tabela 4.

Tabela 4 – Coeficientes Ajustados para o Modelo DBDA

a_1	a_2	a_3	a_4	a_5	a_6
19127	7740,1	1,5308	0,0021	1278	2,2716

Para esses valores de coeficientes, os perfis de tensão e corrente obtidos pelo modelo são comparados às formas de onda reais através da Figura 39.

Figura 39 – Comparação entre os Valores Mensurados e Simulados no Modelo DBDA



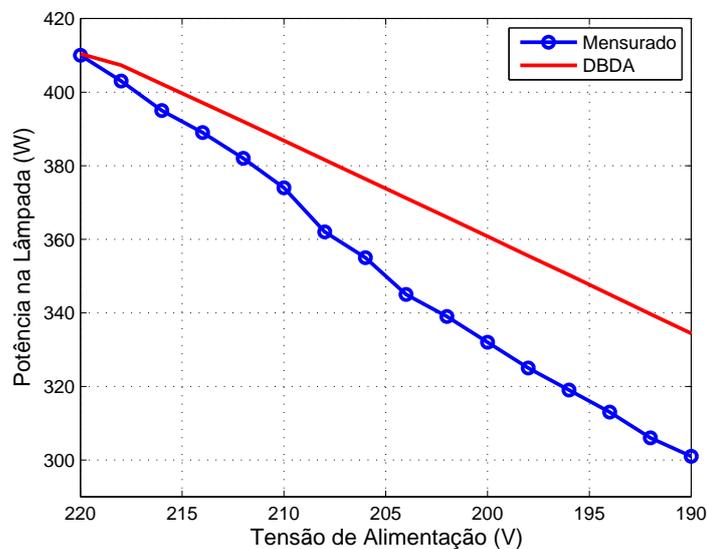
Fonte: Autoria Própria (2019)

Através dos resultados apresentados pela Figura 39a, nota-se que, assim como o modelo DBIA, o DBDA se adequa em forma e amplitude para a tensão. A Figura 39b demonstra que o mesmo ocorre para a corrente.

3.4.2 Avaliação do Modelo Frente às Variações de Tensão

O comportamento da potência em relação à variação de tensão de alimentação para o modelo DBDA é visto na Figura 40 e comparado a medição real.

Figura 40 – Comparação entre a Potência Mensurada na Lâmpada e a Obtida pelo Modelo DBDA



Fonte: Autoria Própria (2019)

Para a operação em regime permanente (220 V), o modelo DBDA apresenta um desvio em relação a potência medida de 0,12%. À medida que a tensão é reduzida, o erro aumenta. Para uma tensão de alimentação de 190 V, o erro é de 11%.

A adequação do modelo DBDA às variações de tensão exige um amplo conhecimento dos processos físico-químicos envolvidos na produção da luz nas lâmpadas HPS. A modificação deve satisfazer tanto a dinâmica do comportamento da tensão e corrente como da temperatura, que é a principal variável do modelo. Dessa forma, a modificação do modelo DBDA visando a adequação do perfil de potência não é tratada neste trabalho a fim de evitar formulações demasiadamente complexas.

3.5 Comparação entre os Modelos

Para a comparação entre os modelos, foi necessária a realização das simulações com o mesmo passo computacional. Da mesma forma, necessitou-se que o sinal simulado fosse amostrado para a mesma base de tempo do sinal real e ajustado em fase. Dessa maneira, possibilitou-se a análise do erro entre o cenário real e o simulado.

3.5.1 Análise da Metodologia de Implementação

A análise da metodologia de implementação pode ser realizada quanto à quantidade de variáveis mensuradas necessárias ao modelo e quanto à complexidade de implementação. A Tabela 5 apresenta um resumo quanto à quantidade de variáveis mensuradas necessárias à implementação dos modelos.

Tabela 5 – Medições Necessárias à Implementação do Modelo

Modelo	Tensão	Corrente
Resistivo	Sim	Sim
DBIA	Sim	Não
DBDA	Sim	Sim

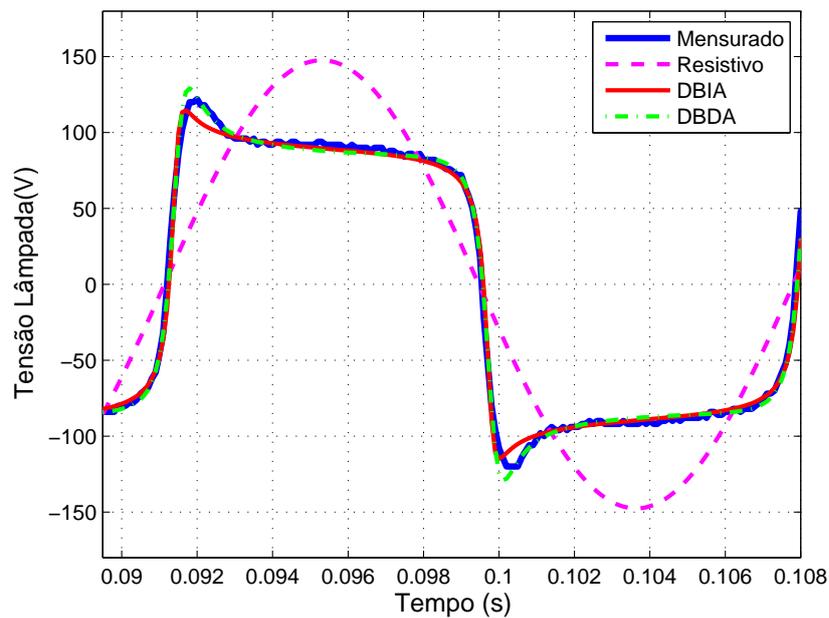
O modelo resistivo necessita da medição de tensão e corrente RMS na lâmpada a fim da aplicação da lei de Ohm. O modelo DBIA necessita apenas da medição da tensão RMS para sua formulação. Contudo, para ambos os casos, os valores necessários podem ser obtidos através dos catálogos dos fabricantes. Para o modelo DBDA, a medição de corrente e tensão no tempo são necessárias para a obtenção dos seus coeficientes de ajuste. Além de exigir mais tempo na construção do modelo, a necessidade de medição pode se tornar inviável caso os equipamentos necessários não estejam disponíveis.

Dessa forma, caso fossem considerados os aspectos referentes a implementação dos modelos, o DBDA seria aquele mais dispendioso, tendo em vista sua complexidade matemática e a necessidade de ajuste dos parâmetros.

3.5.2 Análise Quantitativa

A Figura 41 apresenta a plotagem sobreposta das formas de onda de tensão real e dos modelos das lâmpadas. Nota-se que o modelo resistivo não se adequa em forma, ao contrário do DBIA e o DBDA, que possuem desvios significativos apenas no pico inicial da onda de tensão. Uma melhor representação desses desvios, através dos erros absolutos, é vista na Figura 42.

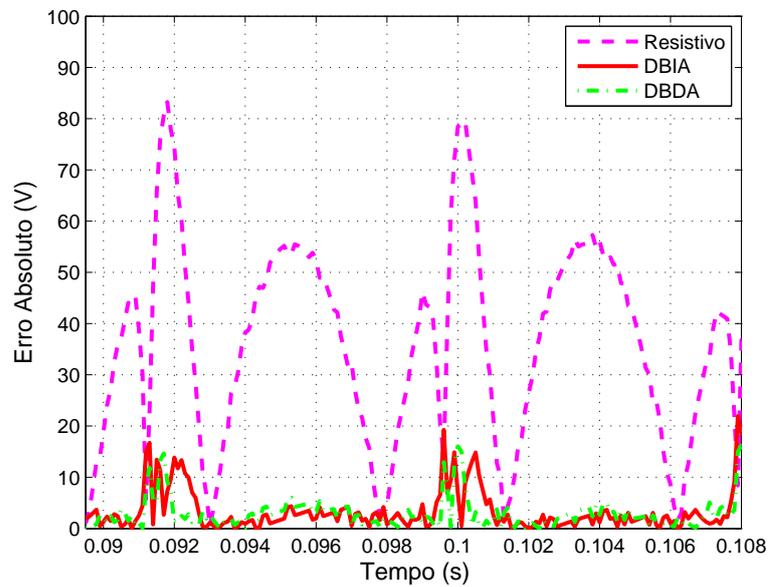
Figura 41 – Comparação do Perfil de Onda de Tensão



Fonte: Autoria Própria (2019)

Os modelos DBIA e DBDA apresentam uma distribuição mais uniforme dos desvios, em relação ao modelo resistivo. Para esses dois, o DBDA se adequou melhor ao pico inicial da tensão, enquanto o DBIA à parte superior aproximadamente horizontal da forma de onda.

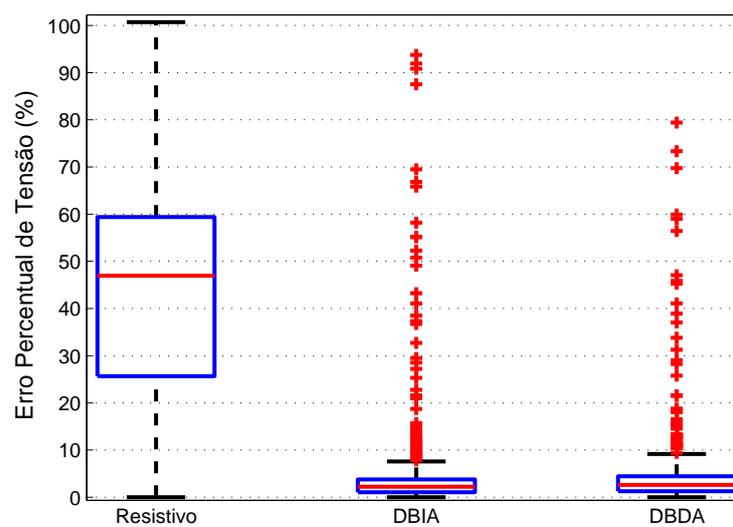
Figura 42 – Comparação dos Erros Absolutos de Tensão



Fonte: Autoria Própria (2019)

A representação em *BoxPlot* dos erros percentuais de tensão é apresentada na Figura 43. Essa representação evita erros de observação, que acontecem, por exemplo, com a média e desvio padrão, que são afetados, de forma exagerada, por valores extremos (MORETTIN; BUSSAB, 2012).

Figura 43 – *BoxPlot* dos Erros Percentuais de Tensão



Fonte: Autoria Própria (2019)

O eixo dos erros foi limitado a 100% para a melhor visualização do *BoxPlot*, tendo

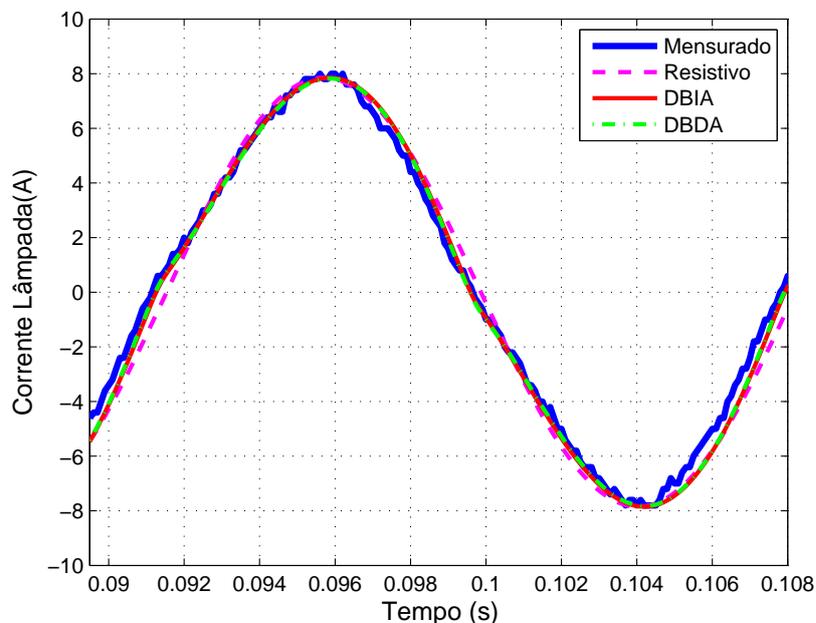
em vista a presença de *outliers* maiores a 748%.

O modelo resistivo apresenta mediana de 46,9% e a distribuição dos dados entre o primeiro e terceiro quartis ocorre entre 25,65% e 59,39%. O valor superior é dado por 100,69% e possui quatro outliers, com máximo em 288%. Para o DBIA, a mediana é de 2,23% e a distribuição dos dados entre o primeiro e terceiro quartis ocorre entre 1,076% e 3,76%. O valor superior é dado por 7,59% e possui 122 outliers, com máximo em 748%. Por último, o DBDA possui mediana de 2,62% e a distribuição dos dados entre o primeiro e terceiro quartis ocorre entre 1,28% e 4,43%. O valor superior é dado por 9,16% e possui 69 outliers, com máximo em 404%.

A comparação dos *BoxPlot's* permite concluir que o modelo DBIA é o que possui a menor mediana e distribuição dos erros de tensão, em que o DBDA possui valores próximos, mas um menor número de outliers. Quanto a esses últimos, a observação deve ser cuidadosa, pois tendo-se, por exemplo, um valor real igual a 0,1 V e o simulado igual a 1,1 V, o erro percentual é dado por $[(1,1 - 0,1)/0,1] \times 100 = 1000\%$, que é um número expressivo percentualmente, mas não corresponde a uma diferença significativa.

A comparação entre as ondas de corrente real e simuladas é vista na Figura 44. Mesmo não tendo uma boa aproximação em forma para a tensão, o modelo resistivo se adequa bem em forma para a corrente. Contudo, percebe-se que os modelos DBIA e DBDA se ajustam melhor.

Figura 44 – Comparação do Perfil de Onda de Corrente

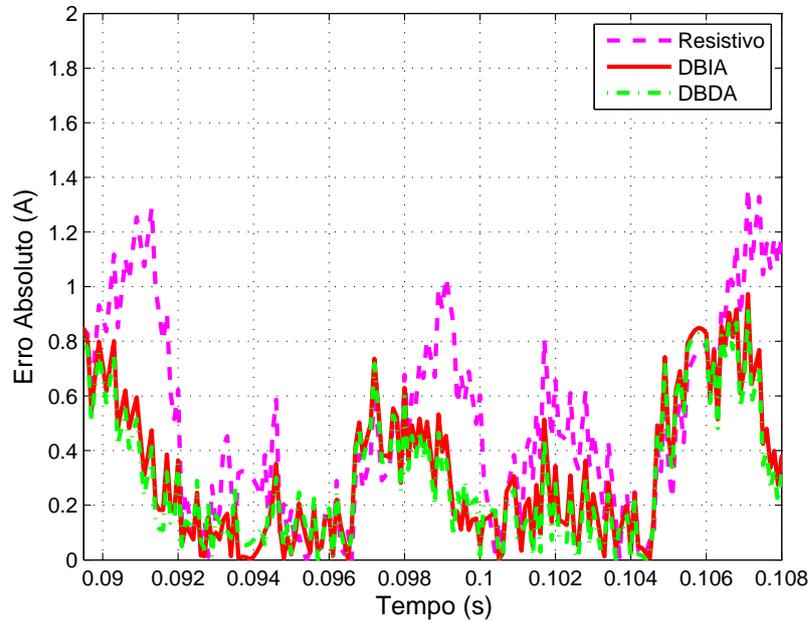


Fonte: Autoria Própria (2019)

Os desvios absolutos de corrente são vistos na Figura 45. Os maiores desvios de corrente para o modelo resistivo ocorrem na região inclinada da senoide real. Os modelos

DBIA e DBDA apresentam os menores desvios, sendo o DBDA o que melhor se ajusta.

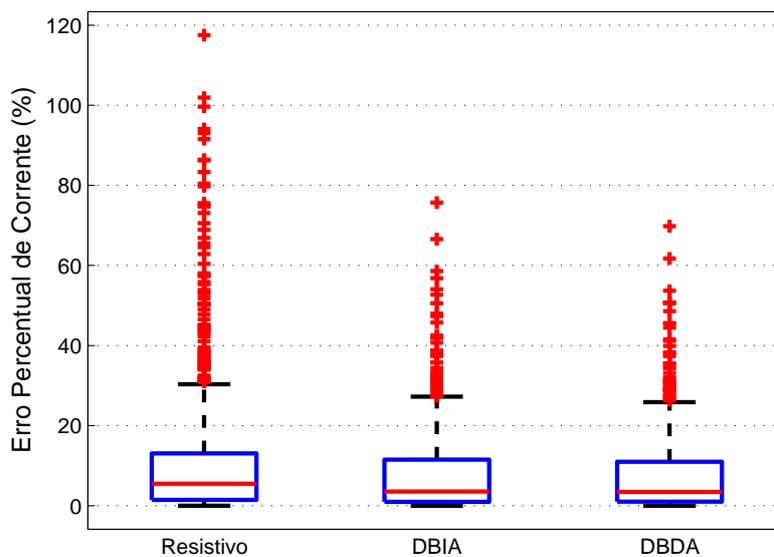
Figura 45 – Comparação dos Erros Absolutos de Corrente



Fonte: Autoria Própria (2019)

A representação em *BoxPlot* dos erros percentuais da corrente é apresentada na Figura 46.

Figura 46 – *BoxPlot* dos Erros Percentuais de Corrente



Fonte: Autoria Própria (2019)

De maneira geral, a mediana e a distribuição dos erros é menor para a corrente, em relação à tensão. A maior mediana é a do modelo resistivo com valor de 5,49%. Esse modelo possui também a maior distribuição dos erros, que ao contrário da tensão, difere pouco quanto aos outros modelos. Nota-se que o valor dos outliers do erro de corrente também se comporta melhor, em relação à tensão, quanto aos valores extremos. O máximo valor é do modelo resistivo, sendo de 117%.

A comparação dos *BoxPlot's* permite concluir que o modelo DBDA é o que possui a menor mediana e distribuição dos erros de corrente. Assim como aconteceu na tensão para os outliers, o modelo DBDA também possui um melhor comportamento em relação ao modelo DBIA.

3.6 Discussão sobre a Eficácia dos Modelos

O tempo computacional gasto pelos modelos apresentou valores moderados. Dessa forma, para o fim proposto neste trabalho, esse parâmetro não influencia na aplicabilidade dos modelos.

Por outro lado, a simples inspeção visual das figuras comparativas permite inferir sobre a melhor representação propiciada pelos modelos DBIA e DBDA para a tensão e corrente na frequência de 60Hz. Em que a confirmação da aplicabilidade desses modelos foi possível através de uma análise estatística, que permite dizer o quanto os modelos se aproximam das medições e da pouca diferença entre os dois.

Quanto ao rigor matemático, o modelo DBDA é mais complexo ao DBIA, além de exigir o ajuste dos seus parâmetros através de um algoritmo de otimização. A maior simplicidade do DBIA e a utilização da tensão eficaz da lâmpada como uma variável permitiram que se adequasse facilmente a representação das variações de tensão nos reatores eletromagnéticos a esse modelo. Dessa forma, o modelo de lâmpada HPS a ser utilizado neste trabalho para a representação do acionamento via reatores eletromagnéticos operando em 60Hz é o DBIA, pois representa as formas de onda de corrente e tensão com erros aceitáveis e possui uma fácil adequação aos efeitos das variações de tensão nos reatores eletromagnéticos, que é o foco deste trabalho.

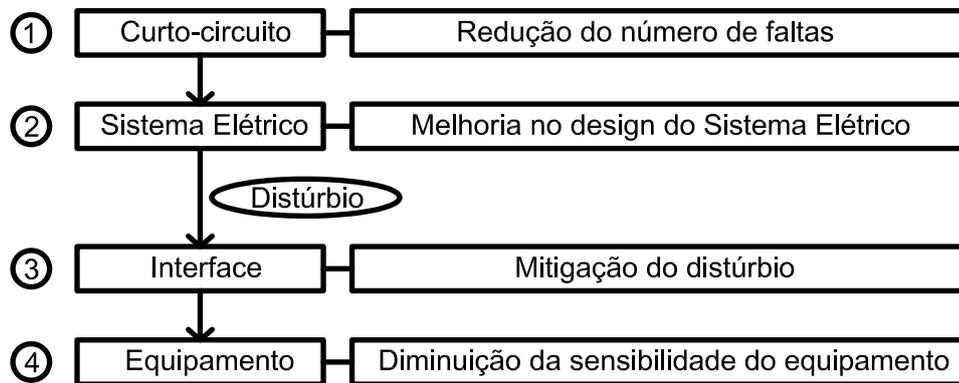
4 Mitigação de Afundamentos de Tensão

4.1 Introdução

As origens dos AMTs são referentes ao aumento instantâneo e de curta duração da corrente do sistema. Bollen (2001) define as principais fontes desse fenômeno como partida de motores, energização de transformadores e faltas no sistema elétrico. Neste trabalho, consideram-se os efeitos da primeira fonte, tendo em vista o estudo de um caso real. Nessa situação, um afundamento devido à partida de um motor trifásico, ou de corrente contínua acionado por um conversor trifásico, também será trifásico, pois constituem cargas equilibradas (STYVAKTAKIS; BOLLEN; GU, 2000).

Segundo Bollen (2000), as filosofias de mitigação dos AMTs podem ser classificadas por níveis, assim como apresentado pela Figura 47.

Figura 47 – Níveis de Mitigação de AMTs



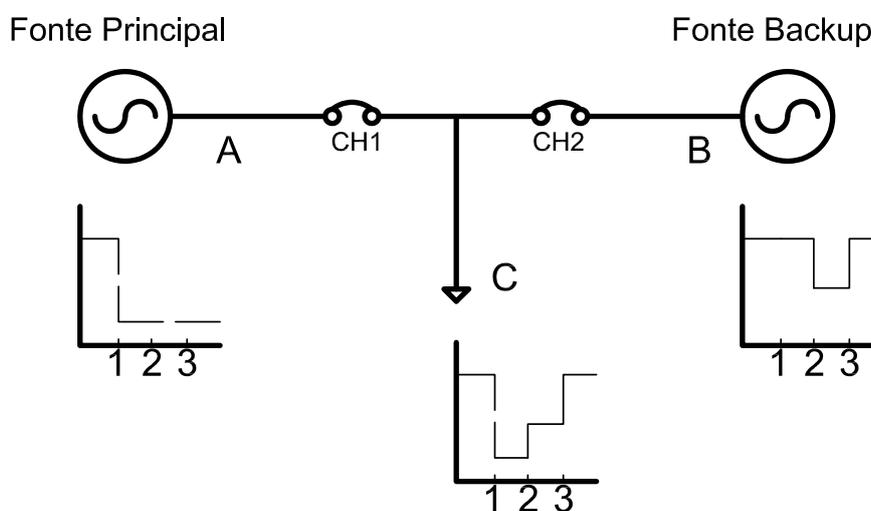
Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

O histórico de eventos relatados na literatura e a experiência das indústrias e agentes da energia elétrica faz com que, nos sistemas modernos, os níveis 1 e 2 sejam contemplados ainda na etapa de projeto, enquanto os níveis 3 e 4 ocorrem tradicionalmente de maneira corretiva. Tendo em vista o foco nos afundamentos devido à partida de motores, o primeiro nível de classificação não é estudado neste trabalho, pois trata das melhorias com o intuito de evitar curto-circuitos, como é o caso do uso de cabos subterrâneos no lugar dos aéreos, aumento da isolamento dos cabos, entre outros. Os níveis 2 e 3 têm o intuito de não permitir que o equipamento sensível seja atingido pela integralidade do AMT, enquanto no 4, o equipamento percebe completamente o afundamento, mas não é sensibilizado. Os níveis 2, 3 e 4 são detalhados a seguir.

4.2 Melhoria no *Design* do Sistema Elétrico

A melhoria no *design* do sistema elétrico auxilia tanto na amenização dos efeitos das interrupções, quanto dos AMTs. No que se refere às interrupções, as técnicas clássicas utilizam o chaveamento do ramal em falta para outro operando normalmente para a alimentação da carga, aplicando o princípio da redundância (RANSOM, 2013). Apesar de minimizar os efeitos da interrupção, esse tipo de procedimento não garante que a tensão não sofra um afundamento. Sua forma de operação é apresentada através da Figura 48.

Figura 48 – Exemplo de Chaveamento entre Alimentadores



Fonte: Autoria Própria (2019)

O ponto A experimenta um afundamento ou interrupção no momento 1. O mesmo fenômeno é sentido pela carga, no ponto C. Sendo os alimentadores independentes, assume-se que o alimentador *backup* não sinta o evento do principal. No tempo 2, o evento é detectado, havendo a abertura da CH1 e alimentação da carga através da fonte *backup* pela CH2. No momento da comutação, a tensão na carga está entre a nominal e a do afundamento. No tempo 3, a comutação termina e a tensão se reestabelece aos níveis normais. Nota-se que, por assumir a carga entre os tempos 2 e 3, a fonte *backup* pode sofrer um afundamento devido a solicitação de corrente para sua alimentação. A literatura apresenta a aplicação dessa técnica para diferentes níveis de tensão, como em Mokhtari, Dewan e Travani (2000) para uma rede de 4 kV e Jipping e Carter (1999) para uma rede de 15 kV.

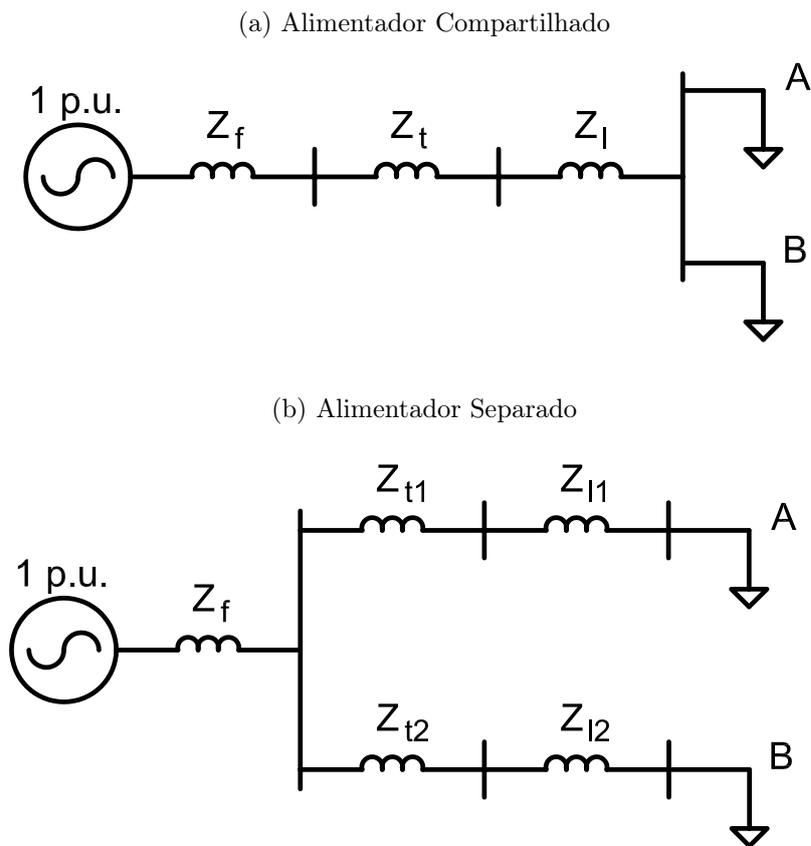
Quanto aos AMTs, existem três formas principais de melhoria no sistema elétrico visando a sua atenuação: a separação das impedâncias do alimentador, o reforço por ramos adjacentes (do inglês: *Spot Network*) e o reforço por gerador local (do inglês: *On-site Generation*). Tais técnicas são solidamente descritas na literatura, sendo efetivamente

empregadas na etapa de projeto (GLOVER MULUKUTLA S. SARMA, 2011)(GONEN, 2014).

4.2.1 Separação das Impedâncias do Alimentador

O conceito da separação das impedâncias do alimentador é apresentado pelas Figuras 49a e 49b.

Figura 49 – Separação das Impedâncias do Alimentador



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

Considerando uma fonte com impedância Z_f conectada a um transformador de alta impedância Z_t , que alimenta uma barra com duas cargas através de um alimentador com impedância Z_l , como visto na Figura 49a, uma falta no alimentador B causará a mesma redução de tensão no alimentador A. A separação das impedâncias vista na Figura 49b faz com que a tensão no alimentador A passe a ser dada em p.u. pela Equação 4.1.

$$V_A = \frac{Z_{t2} + Z_{l2}}{Z_f + Z_{t2} + Z_{l2}} \quad (4.1)$$

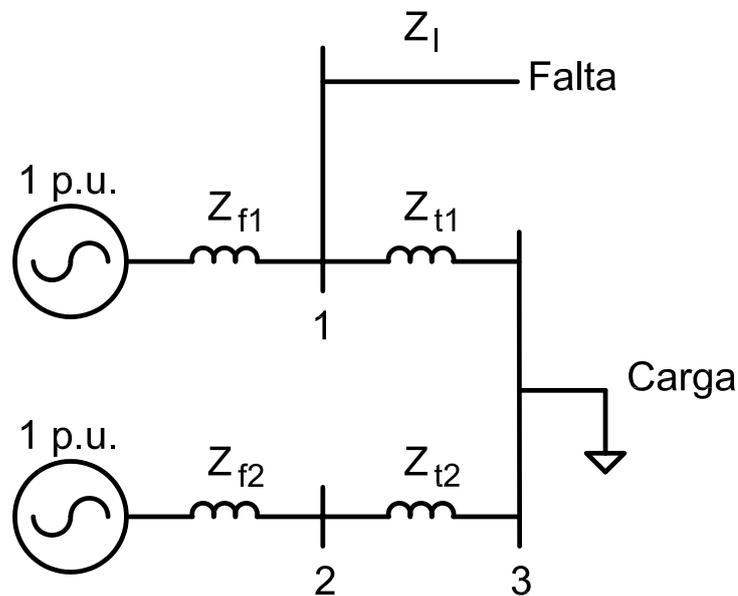
Na Equação 4.1, considera-se o alimentador A operando a vazio. O valor de impedância dos transformadores, que é elevado em relação aos demais, faz com que haja pouca

variação de tensão no ponto de ligação comum de Z_{t1} e Z_{t2} , garantindo ao alimentador A uma maior confiabilidade.

4.2.2 *Spot Network*

A característica básica da *spot network* é a alimentação da barra de carga através de duas ou mais barras com um nível de tensão superior. Segundo Glover Mulukutla S. Sarma (2011), esse tipo de arranjo concede ao sistema um alto nível de confiabilidade. Um exemplo de uso dessa técnica é visto na Figura 50.

Figura 50 – Exemplo de *Spot Network*



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

A barra da carga é alimentada através de duas barras independentes, ou seja, a barra 1 não sente os afundamentos provenientes da barra 2 e vice-versa. As impedâncias Z_{f1} e Z_{f2} são as impedâncias das fontes, Z_{t1} e Z_{t2} são as impedâncias dos transformadores, e Z é a impedância do alimentador em falta por unidade de distância, em que l é a distância da barra 1 até o ponto de falta.

Considerando uma falta em um alimentador originado da barra 1, como apresentado pela Figura 50, a amplitude da tensão nessa barra pode ser encontrada através do divisor de tensão $Zl - Z_{f1}$, pela Equação 4.2.

$$V_1 = \frac{Zl}{Zl + Z_{f1}} \quad (4.2)$$

Em que se desconsidera a influência da fonte 2, visto que a impedância em série dos dois transformadores é muito maior à Z_{f1} .

Sendo as fontes 1 e 2 independentes, a tensão na barra da carga é dada pela Equação 4.3.

$$V_{carga} = V_1 + \frac{Z_{t1}}{Z_{t1} + Z_{t2} + Z_{f1}}(1 - V_1) \quad (4.3)$$

Assumindo $Z = Z_{f1}$, $Z_{t1} = Z_{t2}$ e que $Z_{f1} \ll Z_{t1}$, e $Z_{f2} \ll Z_{t2}$, para a simplificação, a tensão na carga pode ser representada pela Equação 4.4.

$$V_{carga} = \frac{l + \frac{1}{2}}{l + 1} \quad (4.4)$$

Sendo,

$$V_1 = \frac{l}{l + 1} \quad (4.5)$$

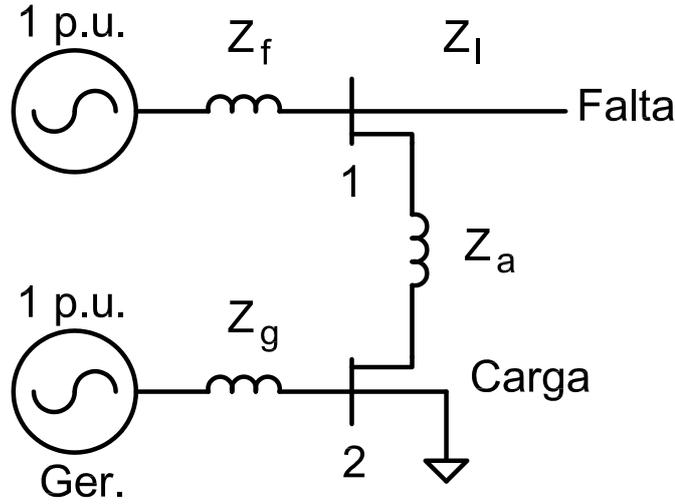
Para um sistema radial operando sem a conexão da barra 2, a tensão na barra da carga é igual a dada pela Equação 4.5. Nesse caso, para a simplificação adotada, nota-se que, para $l = 0$, a tensão na barra da carga é igual a zero. Para a mesma distância da falta, com a conexão da barra 2, a tensão na barra da carga passa a ser 0,5 p.u.. Esses valores variam segundo os parâmetros do sistema, mas de maneira geral, o reforço por alimentadores adjacentes permite uma maior robustez da tensão quanto aos AMTs.

4.2.3 On-site Generation

A instalação de geradores locais possibilita a mitigação dos AMTs de duas formas: aumentando o nível de curto-circuito da barra em que foi instalado e mitigando os afundamentos advindos de faltas em outras barras. A primeira forma pressupõe a obediência da especificação de corrente de curto-circuito dos componentes do sistema, a fim de que não seja excedida. Para isso, requer-se que o transformador que liga o gerador ao sistema possua uma alta impedância. Quanto à mitigação de afundamentos advindos de outras barras, o gerador mantém a tensão na barra local através da alimentação da falta.

O circuito equivalente representativo da técnica de *on-site generation* é apresentado na Figura 51.

Figura 51 – Exemplo de *On-site Generation*



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

Em que Z_g é a impedância do gerador durante a falta e Z_a é a impedância entre a barra do gerador e a barra 1. Sem a presença do gerador, a tensão na barra da carga é igual à da barra 1. Com a presença do gerador, a tensão na barra 1 é relacionada à barra da carga, V_2 , pela Equação 4.6.

$$(1 - V_2) = \frac{Z_g}{Z_a + Z_g}(1 - V_1) \quad (4.6)$$

A queda de tensão na barra da carga é $\frac{Z_g}{Z_a + Z_g}$ vezes a queda de tensão na barra 1, sendo menor para um maior valor de Z_a (conexão fraca) e menor Z_g (gerador maior). Nem mesmo uma falta na barra 1 que cause um afundamento de 0% nesse ponto possibilita que a tensão caia a zero na barra 2, sendo o valor mínimo dado pela Equação 4.7.

$$V_{min_{barra2}} = \frac{Z_a}{Z_a + Z_g} \quad (4.7)$$

Para esse caso, nota-se que uma conexão fraca possibilita uma menor redução de tensão.

4.3 Mitigação do Distúrbio

As formas de mitigação do distúrbio ocorrem entre o sistema elétrico e o equipamento a ser protegido. A maioria das técnicas é baseada na injeção de potência ativa, compensando as perdas ocorridas durante o afundamento. Os dispositivos modernos utilizados para essa tarefa se utilizam da eletrônica de potência, fazendo parte dos denominados *Custom Power Devices* (CPDs), que são dispositivos projetados para a melhoria da qualidade da energia nos sistemas elétricos (GHOSH, 2002).

Os CPDs capazes de realizar a injeção de potência ativa comumente encontrados na literatura são o DVR(WOODLEY; MORGAN; SUNDARAM, 1999), o *Unified Power Quality Conditioner*(UPQC)(FUJITA; AKAGI, 1998) e o UPS(WINDHORN, 1992).

Alguns outros dispositivos são encontrados na literatura para esse nível de mitigação, como é o caso dos transformadores de tensão constante (RANDALL; ARCHER; LEWIS, 1971), mas não são mais compatíveis à tecnologia existente, gerando perdas excessivas ou possuindo uma resposta lenta aos afundamentos.

4.3.1 DVR

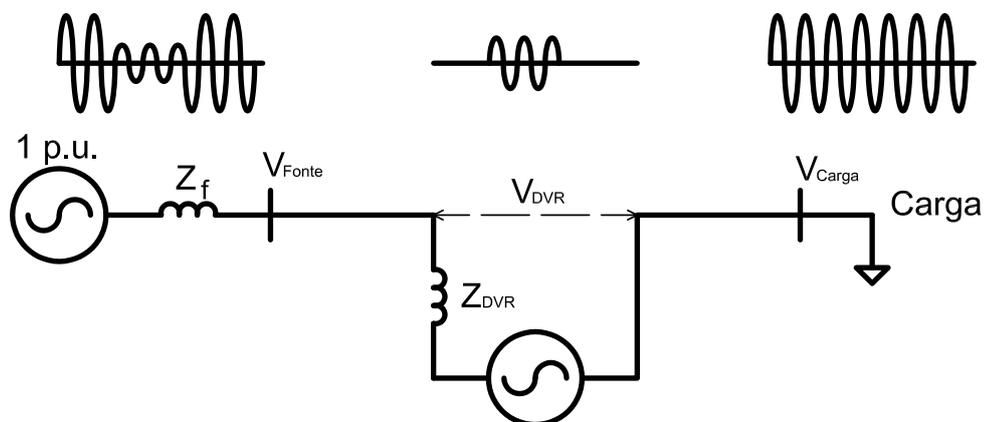
Uma extensa revisão bibliográfica acerca desse equipamento é realizada por Farhadi-Kangarlu, Babaei e Blaabjerg (2017), compreendendo o princípio de operação, topologias e técnicas de controle, sendo em Nielsen e Blaabjerg (2005) realizados testes comparativos para quatro topologias de DVRs de 10 kVA. Quanto aos AMTs, Woodley, Morgan e Sundaram (1999) apresentam a aplicação do primeiro DVR a um sistema de 12,47 kV/2 MVA, tendo capacidade de compensação de afundamentos de até 50%/500 ms.

Os DVRs consistem em uma fonte de tensão controlada em série com a fonte de tensão principal. A tensão nos terminais da carga é igual a soma da tensão da fonte principal com a fornecida pelo dispositivo, conforme a Equação 4.8.

$$\bar{V}_{carga} = \bar{V}_{fonte} + \bar{V}_{DVR} \quad (4.8)$$

A representação do funcionamento do DVR é vista na Figura 52, através do seu circuito equivalente.

Figura 52 – Circuito Equivalente do DVR



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

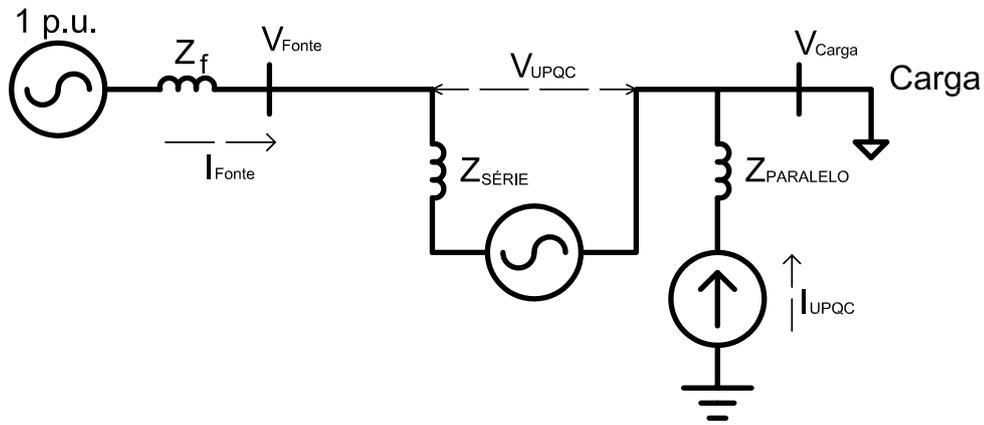
Ocorrendo um distúrbio na tensão da fonte (V_{Fonte}), o dispositivo injeta no sistema a tensão série requerida para a adequação da tensão da carga (V_{Carga}). Para isso, necessita-se que o dispositivo obedeça as restrições de fase, frequência e magnitude.

4.3.2 UPQC

A primeira menção ao UPQC na literatura ocorre em Fujita e Akagi (1998), sendo feitos testes em laboratório de um modelo de 20 kVA visando atestar a confiabilidade do dispositivo. Uma extensa revisão da literatura é feita em Khadkikar (2012), em que apresentam-se as formas de configuração e compensação, além dos recentes desenvolvimentos.

Segundo Ghosh (2002), os UPQCs combinam a compensação da tensão série dos DVRs com a compensação paralela de corrente realizada pelos DSTATCOMs (MAHELA; SHAIK, 2015). O circuito equivalente desse dispositivo é apresentado pela Figura 53.

Figura 53 – Circuito Equivalente do UPQC



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

Assumindo que tanto a tensão da fonte, como sua corrente são desbalanceadas e distorcidas, o UPQC deve realizar duas funções:

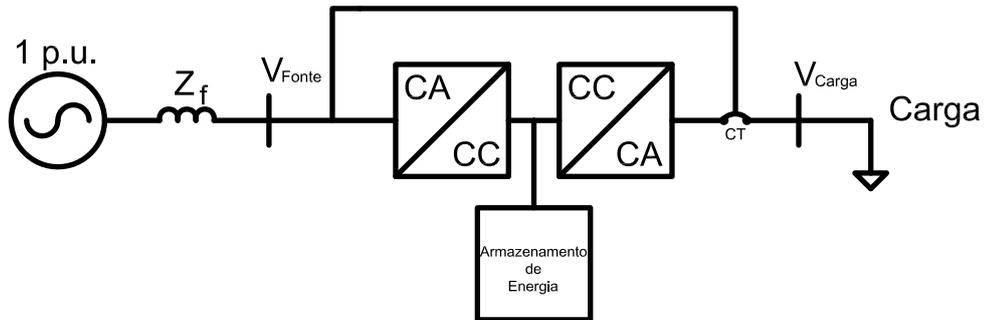
- Converter a corrente do alimentador I_{Fonte} para a senoidal e balanceada através da compensação paralela.
- Converter a tensão da carga V_{Carga} para a senoidal e balanceada, e realizar a regulação para o valor desejado através da compensação série.

4.3.3 UPS

O desenvolvimento de uma UPS com transistores de potência teve sua primeira menção na literatura em Mizutani et al. (1984) para uma potência de 100 kVA, sendo em Aamir, Kalwar e Mekhilef (2016) apresentada uma extensa revisão bibliográfica, compreendendo o princípio de operação, topologias, técnicas de controle e os aspectos futuros.

Devido ao baixo custo e fácil instalação, as UPSs são os dispositivos mais comumente utilizados na mitigação dos afundamentos e interrupções em baixa potência. A configuração típica desse dispositivo é apresentada pela Figura 54.

Figura 54 – Circuito Equivalente do UPS



Fonte: Adaptado de Bollen (2000)

Durante a operação normal, o dispositivo recebe a tensão alternada da rede, converte para a tensão contínua e converte novamente para a alternada com mesma frequência, fase e amplitude da rede. Para esse caso, a tensão contínua é ligeiramente superior à do elemento armazenador, de forma a carregá-lo e proporcionar que a carga seja suprida através da energia proveniente da rede. Uma chave de transferência é instalada como *by-pass* a fim de evitar que a carga sofra com falhas no conversor, como seria a tensão de saída em níveis inadequados. Durante um afundamento, o elemento armazenador de energia supre o conversor CC/CA para a manutenção da tensão da carga, podendo suprir a energia necessária por minutos, ou mesmo horas.

4.3.4 Injeção de Potência Ativa

Para cumprir com os requisitos de potência ativa injetada no sistema, os dispositivos de mitigação devem obedecer a requisitos mínimos de potência armazenada. Para determinação desse valor, assume-se, inicialmente, a tensão da carga igual a 1 p.u., conforme a Equação 4.9, e a corrente com a mesma magnitude por unidade, mas com o fator de potência atrasado $\cos\phi$, conforme a Equação 4.10.

$$\bar{V}_{carga} = 1 + j0 \quad (4.9)$$

$$\bar{I}_{carga} = \cos\phi - j\text{sen}\phi \quad (4.10)$$

Considera-se também um afundamento de tensão com magnitude V e salto de fase ψ .

$$V_{afund} = V \cos\psi - jV \sin\psi \quad (4.11)$$

A potência aparente requisitada pela carga é dada pela Equação 4.12.

$$P_{carga} + jQ_{carga} = \bar{V}_{carga} \bar{I}_{carga}^* = \cos\phi + j\sin\phi \quad (4.12)$$

Para um afundamento, a potência aparente requisitada pela carga passa a ser dada pela Equação 4.13.

$$P_{afund} + jQ_{afund} = \bar{V}_{afund} \bar{I}_{carga}^* = \cos(\phi + \psi) + j\sin(\phi + \psi) \quad (4.13)$$

Dessa forma, a potência ativa necessária ao dispositivo para a injeção no sistema é dada pela diferença das Equações 4.12 e 4.13.

$$P_{disp} = P_{carga} - P_{afund} \quad (4.14)$$

Que pode ser reescrita como a Equação 4.15.

$$P_{disp} = \left[1 - \frac{V \cos(\phi + \psi)}{\cos(\phi)} \right] P_{carga} \quad (4.15)$$

Para afundamentos em que não ocorrem saltos de fase, a Equação 4.15 é reescrita como a Equação 4.16.

$$P_{disp} = [1 - V] P_{carga} \quad (4.16)$$

Ou seja, a potência ativa requerida é linearmente proporcional a queda de tensão.

Para afundamentos trifásicos balanceados, a mesma quantidade de potência é injetada por fase. Dessa forma, o requerimento de potência em um sistema trifásico para afundamentos balanceados é aquele da Equação 4.16 multiplicado por três.

4.4 Diminuição da Sensibilidade do Equipamento

Os equipamentos alimentados pelo sistema elétrico possuem diferentes sensibilidades aos AMTs, variando segundo seu tipo, estratégias de controle e aplicação (DUGAN MARK F. MCGRANAGHAN, 2004). Conseqüentemente, por muitas vezes é difícil a identificação de quais características causam a sua má operação. As características comumente utilizadas na investigação são a magnitude e a duração, e, de forma menos frequente, o deslocamento de fase, o desequilíbrio de tensão e o ponto de início e fim do afundamento.

A solução de mitigação ao nível do equipamento só recebe a devida atenção após o acontecimento de eventos que sensibilizem-no. Para Bollen (2000), essa é a solução mais efetiva contra os efeitos dos afundamentos, tendo o viés de não extinguí-lo.

Nesse sentido, uma das soluções mais simples é a troca do equipamento por um com um melhor *ride through*. Para o caso de equipamentos eletrônicos, a imunidade dos afundamentos pode ser melhorada significativamente através do aumento da capacitância do barramento de corrente contínua (CC). Da mesma forma, a utilização de um conversor mais sofisticado para a alimentação, que opere para uma maior faixa de tensão de entrada, pode ser suficiente à melhoria da sensibilidade do equipamento.

4.5 Discussão sobre os Métodos de Mitigação

Os métodos de mitigação baseados no *design* do sistema elétrico são adequados à etapa de projetos da instalação, podendo se tornar extremamente onerosos para instalações já existentes. Para as redes radiais no nível de consumo, o método de separação das impedâncias do alimentador é comumente empregado, enquanto a *spot network*, devido a necessidade de um alimentador adicional, é menos aplicada. Entre esses métodos, o que se adequa de forma mais simples a uma planta existente é o de *on-site generation*, pois não necessita de mudanças significativas no arranjo da rede, a não ser a conexão do gerador à barra desejada (GOSWAMI; GUPTA; SINGH, 2012). Em contrapartida, o acionamento mecânico do gerador, geralmente realizado por motores elétricos ou à diesel, constitui um custo de operação, que pode não justificar a utilização desse equipamento. Para os dois primeiros métodos, o custo inicial é alto, podendo se tornar impraticável em instalações existentes, enquanto o custo de manutenção é baixo. Para o terceiro método, ambos os custos são elevados, não diferindo de forma tão significativas em relação aos dois primeiros métodos quanto a aplicação em instalações novas ou existentes.

Quanto aos dispositivos de mitigação, os três modelos citados são aplicáveis de forma mais simples a uma planta já existente, em relação aos métodos referentes a mudança no sistema elétrico. Dessa forma, para um melhor retorno financeiro, a viabilidade de cada um deve ser analisada. O UPQC é o dispositivo mais caro entre os analisados, pois utiliza um arranjo mais complexo de conversores em sua configuração. Para a UPS e o DVR, Dugan Mark F. McGranaghan (2004) realizam uma análise dos custos, os quais são apresentados pela Tabela 6.

Tabela 6 – Custos da UPS e do DVR(2-10 MVA)

Dispositivo	Custo Típico (\$)	Custo de Operação (% do Custo Típico)
UPS	500/kVA	15
DVR	300/kVA	5

Assim como descrito em Sannino, Svensson e Larsson (2003), o baixo custo e simples operação tornaram as UPSs a solução padrão para aparelhos de baixa potência. Contudo, os custos associados às perdas por conversão e à manutenção das baterias tornam a sua aplicação à potências elevadas menos viável economicamente, em relação ao DVR. Dessa forma, os DVRs se apresentam como uma solução atrativa do ponto de vista técnico econômico.

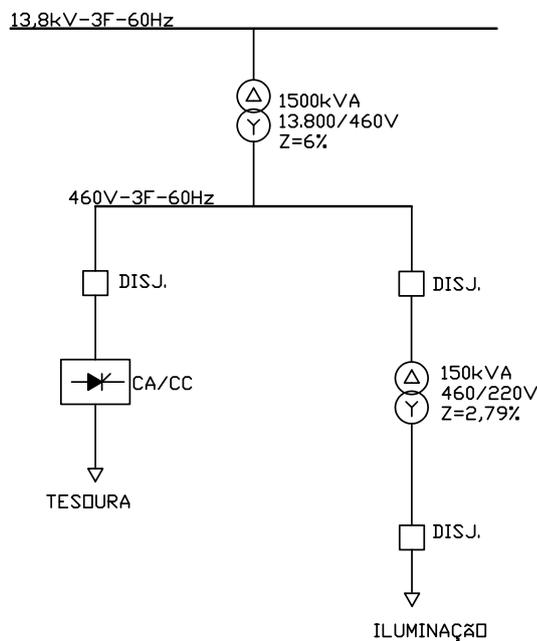
As soluções ao nível das cargas podem ser extremamente vantajosas economicamente caso a quantidade de equipamentos sensibilizados seja pouca. No entanto, é tão custosa quanto maior for o número de equipamentos a intervir. Para esse caso, deve se conhecer a susceptibilidade dos novos equipamentos a serem instalados no sistema, pois serão submetidos diretamente aos afundamentos. Para o caso da iluminação através de lâmpadas HPS, Cheng et al. (2013) e Orletti et al. (2009) citam a capacidade de armazenamento de energia dos reatores eletrônicos como mecanismo de melhora no *ride through*. Para as lâmpadas de 400 W, o preço desses dispositivos varia entre R\$ 400,00 e R\$ 500,00 (PHILIPS, 2019), o que pode torná-los mais viáveis que os dispositivos de mitigação.

O alimentador principal de 13,8 kV é ligado a um transformador Δ -Y de 1500 kVA/ $Z=6\%$ que abaixa a tensão para 460 V. O ramo de 460 V se subdivide em três:

- Ramo da esquerda: Possui um conjunto de Eletroímãs acionado por um conversor CA/CC que é alimentado por um autotransformador de 25 kVA (460 V/380 V-170 V). Neste ramo, existem também dois disjuntores que alimentam cargas não informadas.
- Ramo central: Possui uma tesoura de corte de material laminado quente, que consiste em um motor CC de 280 kW/440 V controlado por um conversor CA/CC e um disjuntor que alimenta uma carga não informada.
- Ramo da direita: É composto de dois conjuntos de motores acionados por conversores CC/CA, cada um contendo 12 motores de 3 CV. Este ramo comporta também o sistema de iluminação, que é suprido por um transformador Δ -Y de 150 kVA que abaixa a tensão para 220 V.

Tendo em vista a melhor visualização da causa e efeito das quedas de tensão, o diagrama unifilar pode ser simplificado conforme a Figura 56.

Figura 56 – Diagrama Unifilar Simplificado



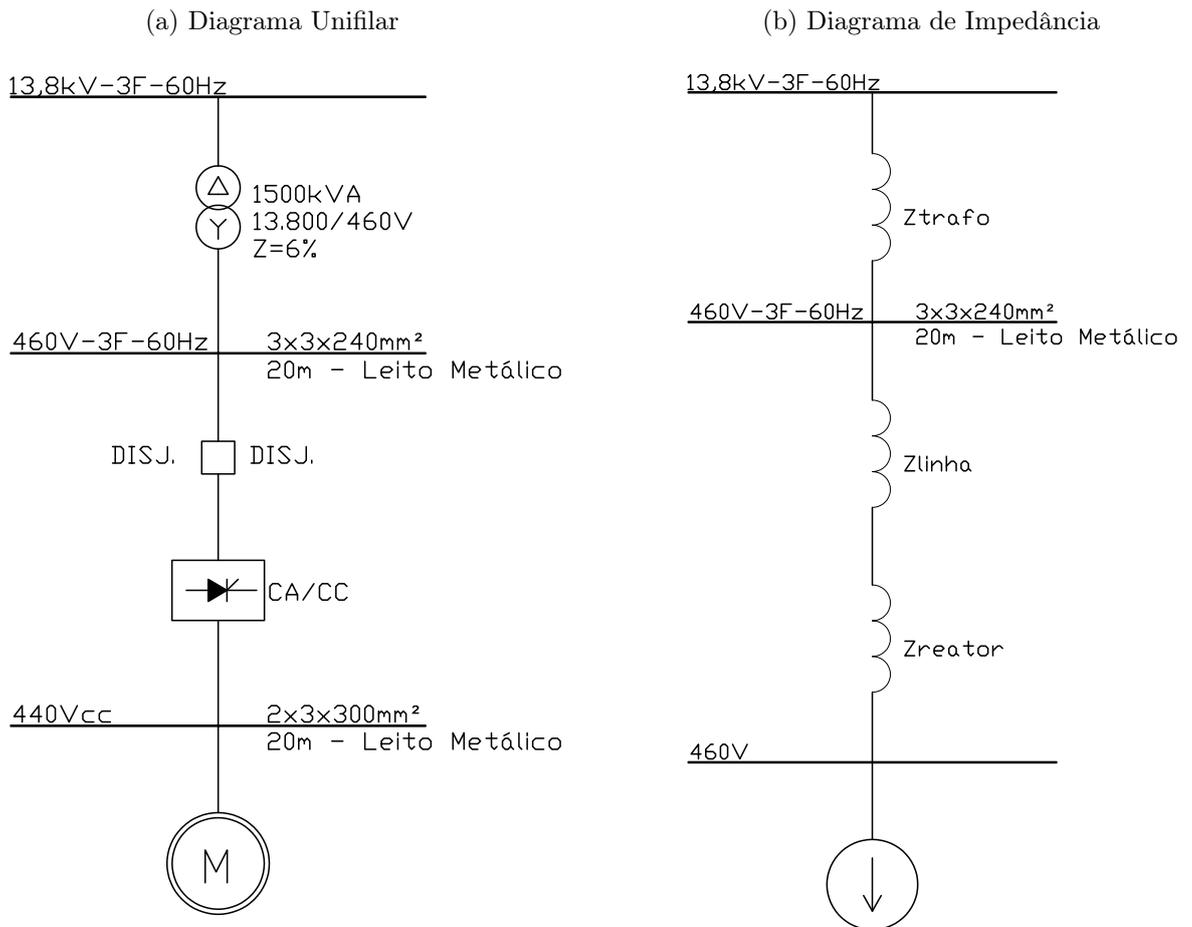
Fonte: Autoria Própria (2019)

Nota-se que as únicas cargas que funcionam continuamente durante o acionamento da tesoura são os dois conjuntos de motores, totalizando 17,9 kVA, o que corresponde

a 1,19% da carga nominal do transformador. Dessa forma, a desconsideração das demais cargas não prejudica a visualização dos efeitos das quedas de tensão no sistema de iluminação quanto ao acionamento da tesoura de corte.

O diagrama unifilar pode ser representado em termos das impedâncias dos transformadores e das linhas. Para o ramo da tesoura, que é o que transporta a corrente de maior magnitude, a representação é feita conforme as Figuras 57a e 57b.

Figura 57 – Diagrama do Ramo da Tesoura



Fonte: Autoria Própria (2019)

As impedâncias Z_{trafo} , Z_{linha} e Z_{reator} apresentadas na Figura 57b são referentes ao transformador, aos cabos e ao reator do conversor, respectivamente. O conjunto conversor/motor é apresentado como uma fonte de corrente, visto que o perfil da corrente de entrada do conversor é um parâmetro conhecido do sistema.

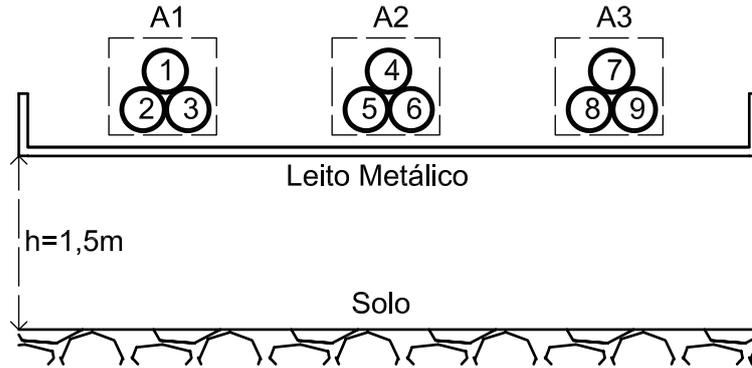
5.2.1 Z_{trafo}

O valor de impedância do transformador é um dado de placa do equipamento e, para esse caso, é dado percentualmente como 6%.

5.2.2 Z_{linha}

O valor de Z_{linha} é referente à impedância dos cabos que ligam o transformador ao conversor. Esses cabos possuem bitola de 240 mm² e um percurso de 20 m em leito metálico na configuração trifólio, assim como apresentado na Figura 58.

Figura 58 – Configuração dos Cabos de Conexão



Fonte: Autoria Própria (2019)

A1, A2 e A3 representam os três arranjos de cabos, em que 1, 4 e 7 correspondem à fase A, 2, 5 e 8 correspondem à fase B e 3, 6 e 9 à fase C.

Os parâmetros do sistema de cabos são apresentados na Tabela 7. Por questões de simplificação, desconsiderou-se a presença de outros cabos.

Considerando o centro geométrico da seção transversal do leito apresentado na Figura 58 como referência espacial, as coordenadas dos cabos são dadas conforme a Tabela 8.

Através da metodologia desenvolvida em Souza (2015), considerando a resistividade do solo igual a $1,0 \times 10^{-6} \Omega/m$ e os valores apresentados nas Tabelas 7 e 8 foram obtidos os valores de sequência positiva de resistência e indutância da linha iguais a $8.679914413916312 \times 10^{-5} \Omega/m$ e $1.141568828654227 \times 10^{-6} H/m$, respectivamente. O valor percentual de impedância para esses valores é dado pela Equação 5.1.

$$Z_{linha\%} = \frac{Z_{real}}{\frac{V_{base}^2}{S_{base}}} \quad (5.1)$$

$$Z_{linha\%} = \frac{\sqrt{(8.67 \times 10^{-5} \Omega/m * 20m)^2 + (2 * \pi * 60Hz * 1.14 * 10^{-6} H/m * 20m)^2}}{\frac{460V^2}{1500kW}} * 100 = 6,22\%$$

Tabela 7 – Parâmetros do Sistema de Cabos

Características Geométricas e Eletromagnéticas dos Cabos	
Raio do Condutor	0,00874 m
Raio da Isolação	0,01094 m
Condutividade do Condutor Central	58,14 MS/m
Permissividade Dielétrica da Cobertura Isolante	2,3
Propriedades Eletromagnéticas do Leito Metálico	
Condutividade em MS/m:	4,8 MS/m
Permeabilidade Magnética Relativa	400
Dimensões do Leito Metálico	
Largura Externa	0,723 m
Largura Interna	0,722 m
Altura entre a Base do Leito Metálico em Relação ao Solo	1,5 m
Altura Lateral Externa do Leito Metálico	0,06 m

Tabela 8 – Coordenadas dos Centros dos Cabos

	Fase A	Fase B	Fase C
A1	-0,15; 1,532685	-0,16144; 1,51294	-0,13865; 1,51294
A2	0; 1,532685	-0,01144; 1,51294	0,01144; 1,51294
A3	0,15; 1,532685	0,13856; 1,51294	0,16144; 1,51294

5.2.3 Z_{reator}

O valor de impedância do reator é obtido através do catálogo do fabricante do conversor, sendo igual a 0,012 mH. Considerando $V_{base} = 460$ V e $S_{base} = 1500$ kVA, o valor percentual de impedância do reator é dado pela Equação 5.2.

$$Z_{reator\%} = \frac{Z_{real}}{\frac{V_{base}^2}{S_{base}}} = \frac{2 * \pi * 60Hz * 0,012mH}{\frac{460V^2}{1500kW}} * 100 = 3,2\% \quad (5.2)$$

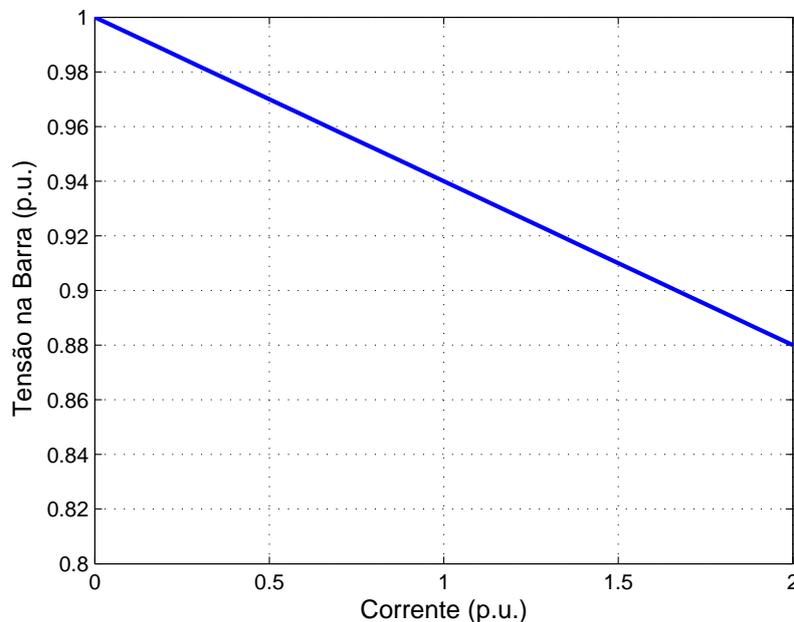
5.2.4 Cálculo da Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação

Sendo conhecido o comportamento da corrente do motor, a tensão no ramo do sistema de iluminação pode ser calculada em p.u. através da relação descrita na Equação 5.3.

$$V_{ilum.,pu} = 1 - Z_{trafo,pu} * I_{motor} = 1 - 0,06 * I_{motor} \quad (5.3)$$

A Figura 59 expressa a relação obtida na Equação 5.3. Nessa figura apresenta-se a relação entre a tensão no ramo do sistema de iluminação e a corrente requisitada pelo motor.

Figura 59 – Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação Vs Corrente do Motor



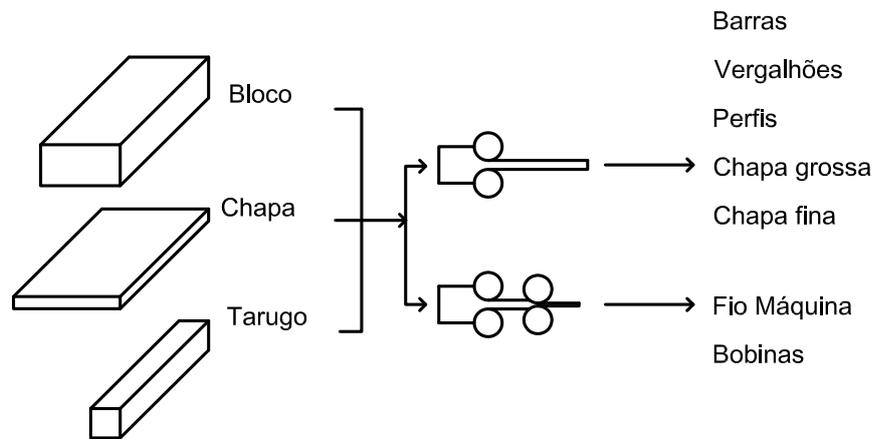
Fonte: Autoria Própria (2019)

Nota-se que para que a tensão caia 0,07 p.u. (7%), que é o limite aceitável pela norma regulamentadora NBR5410 (2004), é necessário a solicitação de uma corrente de 1,2 p.u., o que corresponde em valor real a 3,92 kA. Dessa forma, comprova-se o dimensionamento adequado do sistema.

5.3 Tesoura de Corte

Uma planta siderúrgica possui um processo sequencial no tratamento do aço, que compreende desde o recebimento da matéria prima até a entrega do produto final. Uma das últimas etapas do processo é a laminação, em que as barras, blocos e chapas, ainda em alta temperatura, são modelados segundo a necessidade.

Figura 60 – Processo de Laminação



Fonte: Autoria Própria (2019)

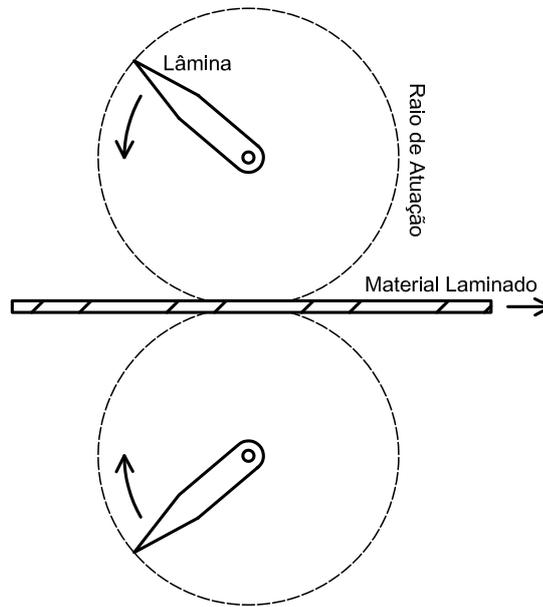
Durante esse processo, são determinados os comprimentos do produto final, que dependem das especificações do lote de material a ser entregue, ou seja, das solicitações do cliente. Para isso, são necessários cortes que são realizados com o material ainda quente, pois nesse estado se exige menor força do equipamento de corte, além da conservação das propriedades físicas e químicas do material. Para os produtos de menor bitola, como vergalhões e fios máquina, o corte é comumente realizado pelo equipamento denominado tesoura de corte rotatória. O princípio de funcionamento desse equipamento propicia o corte do material de forma rápida e precisa, respeitando o comprimento especificado para o produto, além da possibilidade de operação repetitiva.

5.3.1 Descrição do Equipamento

A tesoura de corte é composta por duas lâminas acopladas por engrenagens, em que sua disposição possibilita que o movimento angular sincronizado entre as duas corte o material laminado quente em transporte.

O acionamento do mecanismo é comumente feito por um motor CC. Quando um sinal de comando é enviado ao conversor que aciona esse motor, aplica-se a tensão necessária para que as lâminas acelerem de forma que passem pelo material transportado com velocidade linear pouco maior a esse, de 110% a 120%. Dessa forma, o material (barra) é arremessado para fora da zona de atuação da tesoura devido ao excesso de velocidade. Após isso, a barra passa a ser transportada com velocidade superior à do processo anterior para que se evitem choques com a sua sucessora. Além disso, o excesso de velocidade cria um distanciamento (*gap*) entre as barras adjacentes cortadas, o que permite a detecção por sensores dos seus inícios e finais, habilitando a tesoura para novos cortes (SHEPHERD, 1964).

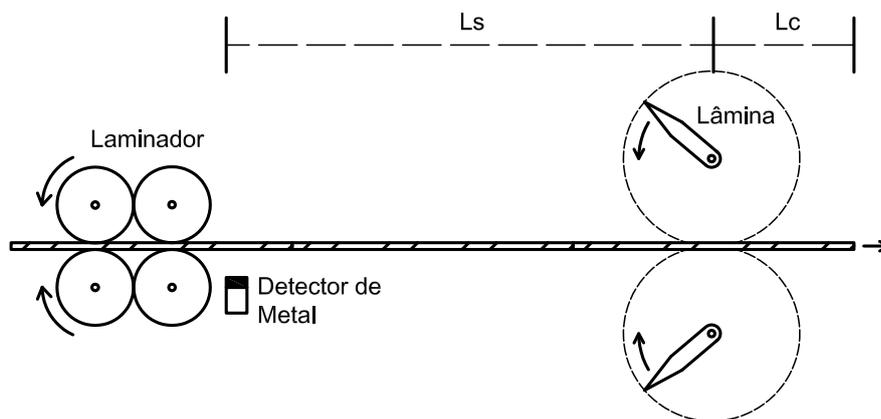
Figura 61 – Disposição das Lâminas da Tesoura



Fonte: Autoria Própria (2019)

A Figura 62 apresenta a disposição dos equipamentos que constituem o processo de corte das barras.

Figura 62 – Processo de Corte



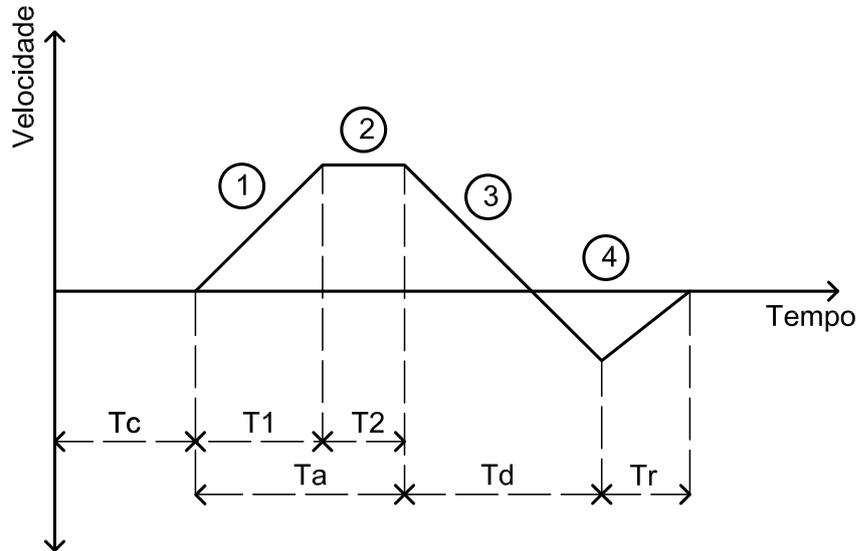
Fonte: Autoria Própria (2019)

Um detector de metal é usado na identificação do material que chega do laminador, determinando o ponto de referência para medição de comprimento. A distância L_s entre o detector e o centro da tesoura é fixa, enquanto L_c é o comprimento do material a se cortar, variando segundo as solicitações de tamanho de barra.

Para que se realize o corte do material de forma periódica, é necessário que a tesoura desenvolva a característica de velocidade x tempo apresentada na Figura 63 (MADHIVA-

NAN; NARAYANAN, 2012).

Figura 63 – Velocidade x Tempo



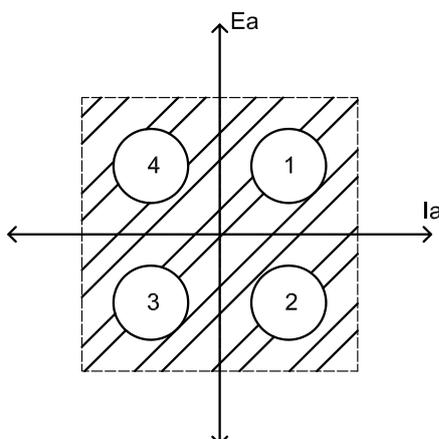
Fonte: Adaptado de Madhivanan e Narayanan (2012)

Inicialmente, a tesoura está em repouso. O tempo T_c representa a duração entre a detecção da barra pelo detector e a aceleração da tesoura. Ao fim do tempo T_c , a tesoura é acelerada até a velocidade máxima para a realização do corte (1), o que é representado pelo tempo T_1 , sendo T_2 o tempo requisitado no corte do material (2). A soma dos tempos T_1 e T_2 é denominado T_a , e representa o tempo desde a aceleração das lâminas até o corte do material. Após o corte, as lâminas são desaceleradas (3) e levadas novamente à posição de repouso (4). O tempo total de desaceleração é representado por T_d , sendo o tempo de reposicionamento das lâminas dado por T_r . O perfil apresentado na Figura 63 será repetido quantas vezes se realize o corte das barras. Salienta-se que a determinação da posição das lâminas ocorre através de um encoder que realiza a detecção da posição angular do eixo do motor.

5.3.2 Acionamento

Devido à necessidade de controle de velocidade, o acionamento da tesoura de corte é comumente realizado por um motor CC. Para esse tipo de motor, o controle de velocidade é realizado através do perfil de tensão aplicado à sua armadura. Tendo em vista o comportamento de velocidade apresentado na Figura 63, nota-se a necessidade de operação do motor nos quatro quadrantes da região $E_a \times I_a$, conforme a Figura 64 (JOOS; BARTON, 1975).

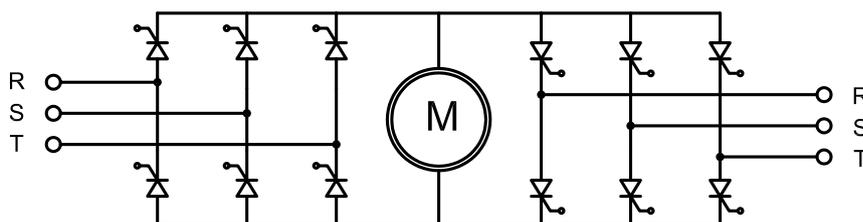
Figura 64 – Quatro Quadrantes de Operação do Motor CC



Fonte: Adaptado de Joos e Barton (1975)

No primeiro quadrante, o torque e a velocidade do motor são positivos, correspondendo aos instantes 1 e 2 da Figura 63. No segundo quadrante ocorre uma ação de frenagem, ou seja, a velocidade é negativa mas o torque é positivo. Essa ação corresponde do início do tempo T_r ao instante em que a velocidade é nula. A operação no terceiro quadrante ocorre quando ambas as grandezas são negativas, o que acontece após o instante 3 alcançar a velocidade nula até o fim do tempo T_d . A operação no quarto quadrante acontece para um torque negativo e velocidade positiva, ocorrendo do início do instante 3 até que a velocidade seja nula. Para esse tipo de operação, utiliza-se da topologia de conversor apresentada na Figura 65, denominada conversor dual.

Figura 65 – Conversor Dual

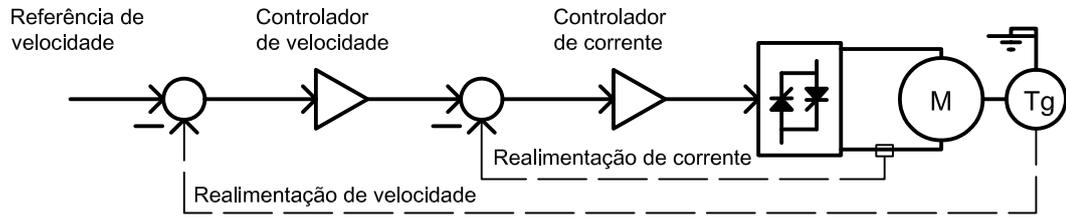


Fonte: Autoria Própria (2019)

Essa configuração de conversor, utilizando-se de tiristores, possibilita o acionamento de motores de potência elevada, proporcionando o chaveamento de correntes da ordem de quiloamperes.

Para que o perfil desejado de velocidade seja alcançado, faz-se necessário a reatualização dos valores de velocidade e corrente de armadura do motor para o cálculo do ângulo de disparo dos tiristores. Dessa forma, a malha de controle apresentada na Figura 66 faz-se necessária (VHASURE; PRAKASHA; KRISHNAN, 1993).

Figura 66 – Malha de Controle para Conversores Duais



Fonte: Adaptado de Vhasure, Prakasha e Krishnan (1993)

A realimentação de velocidade, provida por um taco gerador, e a velocidade requerida são subtraídas e transformadas em um sinal de referência de corrente pelo controlador de velocidade. O sinal realimentado de corrente de armadura é subtraído do sinal de corrente de referência e transformado no ângulo de disparo dos tiristores pelo controlador de corrente. Dessa forma, o conversor aplica a tensão necessária à armadura do motor para que esse siga os parâmetros de referência de velocidade e corrente.

5.3.3 Medições

No estudo de caso em questão, analisou-se o comportamento de uma tesoura de corte acionada por um motor CC de 280 kW da fabricante NIDEC. Os parâmetros do motor são apresentados na Tabela 9.

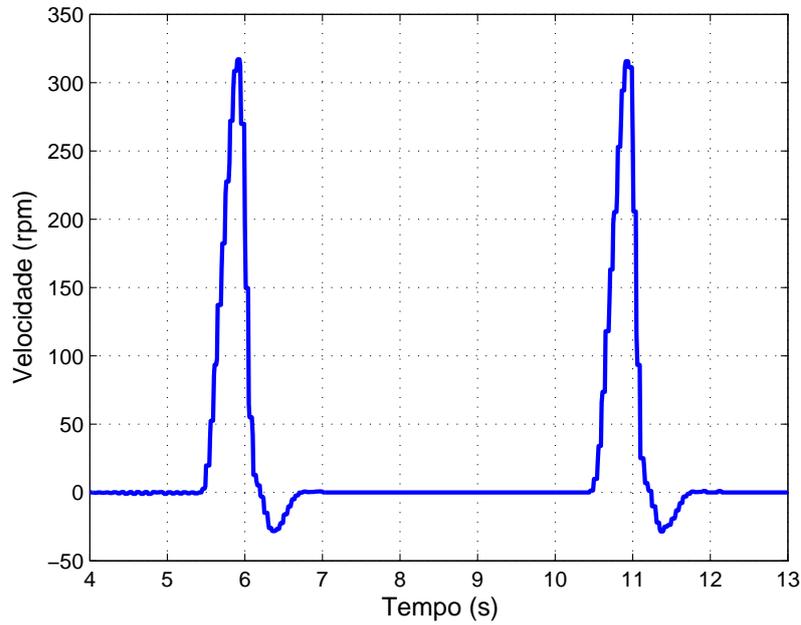
Tabela 9 – Parâmetros do Motor

I_f	I_a	V_a	R_a	L_a	W_n	T_n
19,6 A	703 A	440 V	42 mΩ	0,76 mH	700 rpm	3938 Nm

O conversor que aciona o motor é o DCS800-D5 da ABB, sendo o sistema supervisor o DriveWindows2, que possibilita a aquisição de parâmetros em um intervalo de 10 ms. Esse conversor permite a operação em quatro quadrantes e, para esse caso, foi configurado no modo de campo fixo, permitindo que o motor opere somente na região de torque constante. Utiliza-se um controlador PI de corrente com parâmetros $K_p=0.21$ e $T_i=18$ ms e um controlador proporcional de velocidade com parâmetro $K_p=8.5$.

Os tempos T_a , T_d e T_r são parametrizados com 0 s, ou seja, espera-se que as etapas se realizem instantaneamente. No entanto, devido à inércia do conjunto, assim como apresentado na Figura 67 pelos dados obtidos através do sistema supervisor do conversor, o perfil de velocidade apresenta tempos definidos. O início de cada período ocorre através de um sinal enviado por um controlador lógico programável, devido à leitura de posicionamento do encoder.

Figura 67 – Perfil de Velocidade do Motor



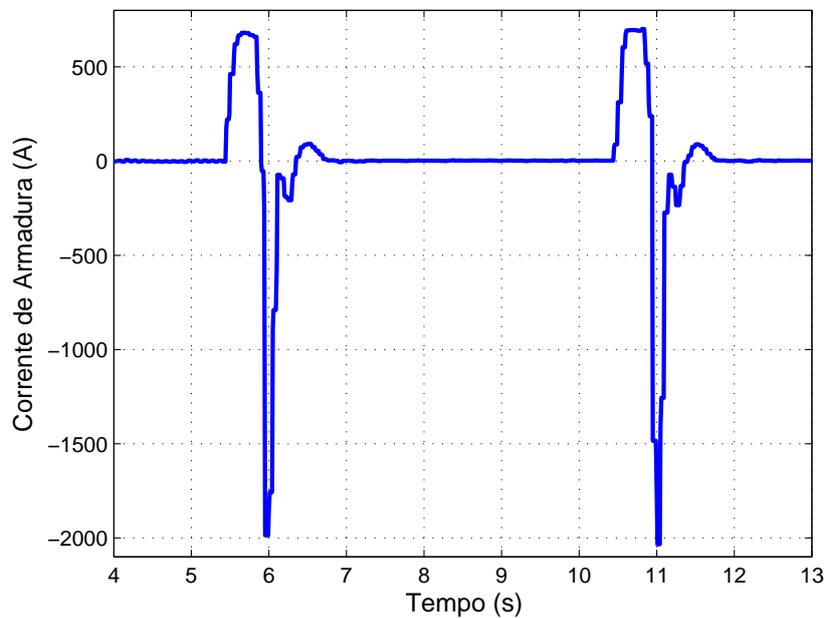
Fonte: Autoria Própria (2019)

O tempo T_a é de aproximadamente 0,4 s e a velocidade máxima do eixo durante esse período é de 315 rpm, o tempo T_d é de aproximadamente 0,45 s e a velocidade em módulo do eixo ao fim desse período é de 30 rpm, o tempo T_r dura 0,3 s até que a tesoura retorne ao repouso. Nota-se também pela Figura 67, que o tempo T_c para o período analisado foi de 5 s.

Para o perfil de velocidade apresentado na Figura 67, o motor apresenta o comportamento de corrente apresentado pela Figura 68.

Durante o tempo T_a , o motor alcança o maior valor de corrente enquanto opera no primeiro quadrante, sendo de aproximadamente 690 A. O comportamento no tempo T_d se divide em dois. O primeiro momento se dá do início do tempo T_d até o momento em que o motor para de operar no quarto quadrante. Nesse instante, a corrente de armadura apresenta seu maior valor em módulo, alcançando aproximadamente 2000 A. Ao fim desse período, a corrente adquire o valor em módulo de algumas dezenas de amperes até que o motor inicie sua operação no terceiro quadrante. A partir desse momento, a corrente volta a crescer em módulo e atinge valores aproximados de 200 A. No último momento, o motor opera no segundo quadrante, sendo a corrente máxima para esse momento da ordem de 100 A.

Figura 68 – Perfil de Corrente do Motor



Fonte: Autoria Própria (2019)

5.4 Sistema de Iluminação

O sistema de iluminação é composto, predominantemente, por lâmpadas SON 400W E E40 CO 1SL acionadas por reatores VSTE-400A26-IGOS, ambos da empresa PHILIPS. As especificações técnicas dos dispositivos são apresentadas pela Tabela 10.

Tabela 10 – Especificações Técnicas da Lâmpada HPS e do Reator Eletromagnético

Lâmpada HPS		Reator Eletromagnético	
Tensão nominal	105 V	Tensão nominal	220 V
Corrente nominal	4,45 A	Corrente nominal	2,10 A
Potência nominal	400 W	Potência nominal	400 W
Fluxo Luminoso	48000 lm	Fator de Potência	0,95
Temperatura de Cor	200 K	Frequência nominal	60 Hz
IRC	25	Perdas	44,5 W
Eficiência Luminosa	122 lm/W	Temperatura de trabalho	130°

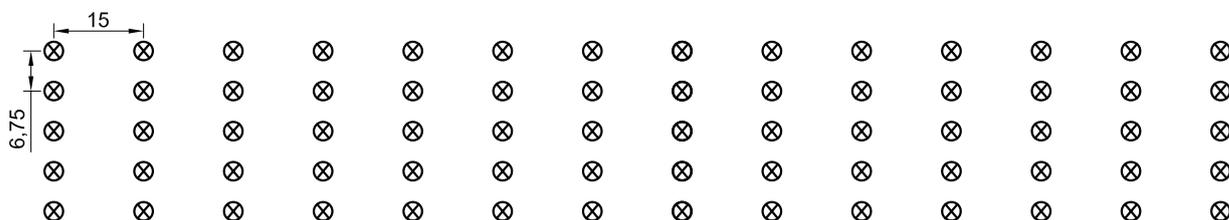
A distribuição das lâmpadas entre fases é apresentada pela Tabela 11.

A disposição física das lâmpadas é representada na Figura 69. São 14 fileiras contendo 5 lâmpadas, cada. As fileiras possuem 27 m de comprimento e espaçamento entre as lâmpadas de aproximadamente 6,75 m. O espaçamento entre as fileiras é de 15 m, sendo a altura igual a 22 m.

Tabela 11 – Distribuição das Lâmpadas entre Fases

Iluminação (480 VA)		Potência entre Fases (VA)		
Quantidade	Potência Total (VA)	AB	AC	BC
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
5	2400	2400		
5	2400		2400	
5	2400			2400
Total		12000	12000	9600

Figura 69 – Disposição Física das Lâmpadas

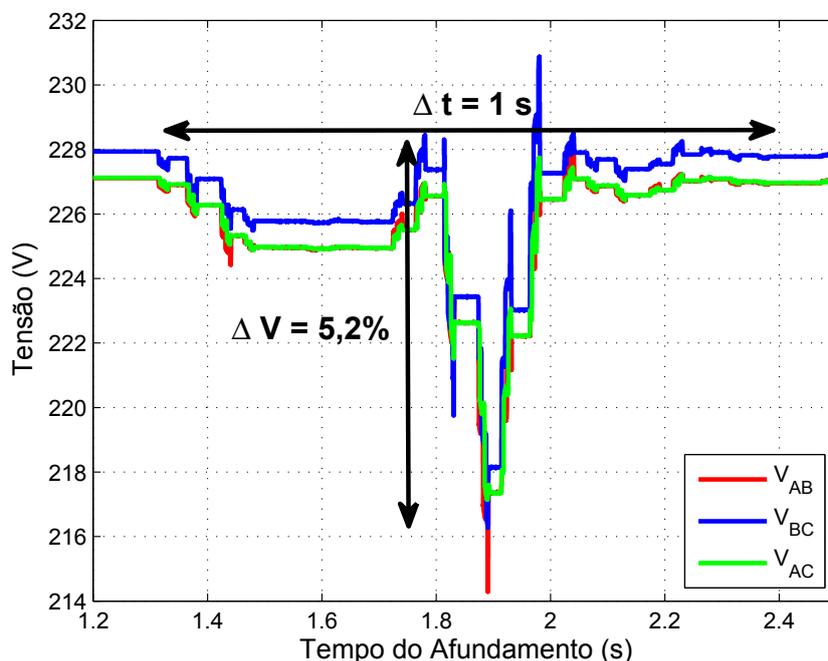


Fonte: Autoria Própria (2019)

5.4.1 Tensão no Ramo do Sistema de Iluminação Devido ao Acionamento da Tesoura

O perfil de tensão no ramo do sistema de iluminação devido ao acionamento da tesoura é visto na Figura 70. Nota-se que a máxima variação de tensão é de 5,2%, não excedendo o limite de 7% estabelecido pela norma NBR5410 (2004).

Figura 70 – Perfil de Tensão no Sistema de Iluminação Devido ao Acionamento da Tesoura



Fonte: Autoria Própria (2019)

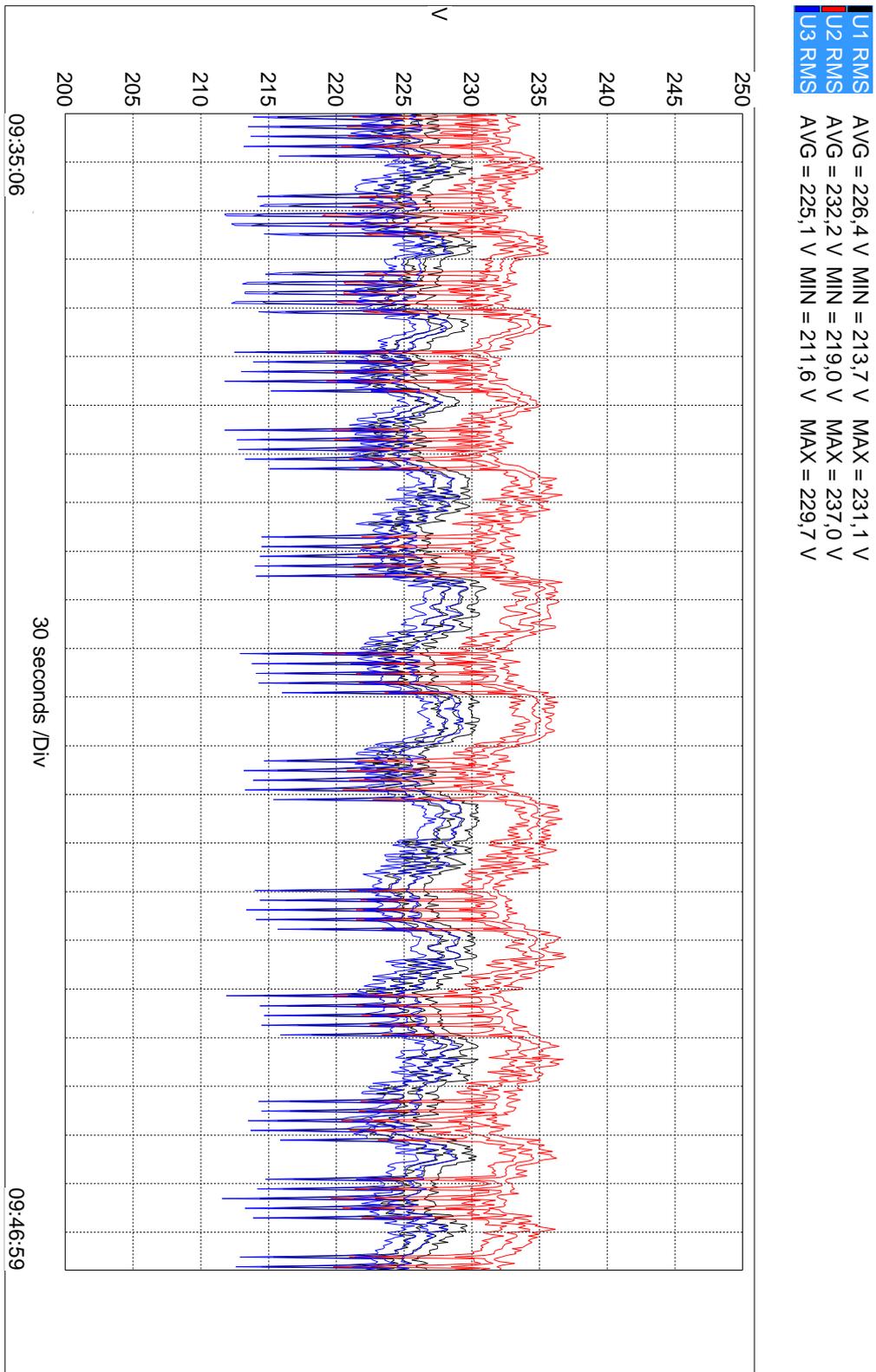
Nota-se que um único evento é irrelevante à iluminação local e ao bem estar dos funcionários. Contudo, o acionamento da tesoura ocorre várias vezes por minuto, assim como demonstrado em uma medição realizada por 11 minutos apresentada na Figura 71. Nesse registro, a tesoura foi acionada por 62 vezes. Para esse caso, ocorrem períodos de 30 segundos com 5 acionamentos e intervalos de aproximadamente 30 segundos. A quantidade de acionamentos e duração dos intervalos não é fixa, e depende do comprimento da peça produzida.

Caso considerada como lenta, estima-se pela inclinação da reta de variação suave da Figura 22 que uma variação de tensão dessa magnitude causa uma variação de aproximadamente 10% na iluminância. Considerando a variação como rápida, como de fato é pela classificação de Dorr et al. (1997), tem-se, pela inclinação da reta de variação abrupta da Figura 22, que a variação da iluminância passa a ser de 13%, o que, em ambos os casos provoca efeitos visuais perceptíveis, justificando os relatos feitos pelos funcionários do setor relativos ao incômodo.

5.5 Métodos de Mitigação Propostos

Tendo em vista a impossibilidade da aplicação dos métodos de melhoria no *design* da rede, que foi constatada através da consulta aos funcionários da empresa, faz-se a avaliação de soluções ao nível de mitigação do distúrbio, através do DVR, e quanto à diminuição de sensibilidade do equipamento, através do reator eletrônico.

Figura 71 – Medição de Tensão no Sistema de Iluminação



Fonte: Autoria Própria (2019)

5.5.1 DVR

O dimensionamento do DVR é feito conforme a escolha de alguns aspectos práticos, como é a potência do conjunto conversor/elemento armazenador de energia e do transformador de injeção. Um dos requisitos para a determinação desses itens é o conhecimento da potência solicitada pelo sistema durante a ocorrência do evento. Computacionalmente, a geração da tensão de referência para a injeção no sistema possibilita o conhecimento desses parâmetros, pois coordena a etapa de potência do dispositivo, permitindo a visualização das formas de onda injetadas.

5.5.1.1 Dimensionamento de Potência do DVR

O requisito mínimo de potência do dispositivo é calculado através da relação da tensão de injeção e da corrente na carga. Considerando a tensão de linha igual a 228 V/ 60 Hz e a mitigação de afundamentos de 93%, tem-se, segundo Singh, Chandra e Al-Haddad (2015), que a tensão nominal de fase é dada pela Equação 5.4, em que considera-se a situação extrema em que a tensão aplicada está em quadratura com a corrente da carga.

$$V_{DVR-FN} = \sqrt{V_{fase}^2 - V_{afundamento}^2} \quad (5.4)$$

$$V_{DVR-FN} = \sqrt{\left(\frac{228}{\sqrt{3}}\right)^2 - \left(\frac{(0,93)228}{\sqrt{3}}\right)^2} = 48,38V$$

Considerando a carga total igual a 36 kVA, conforme aproximação da Tabela 11, a corrente nominal do dispositivo é dada pela Equação 5.5.

$$S_{3\phi} = \sqrt{3}V_{DVR-LL}I_{DVR-LL} \quad (5.5)$$

$$I_{DVR-LL} = \frac{36kVA}{(\sqrt{3})228} = 91,16A$$

Sendo a potência nominal do DVR dada pela Equação 5.6.

$$S_{3\phi-DVR} = 3V_{DVR-FN}I_{DVR-LL} \quad (5.6)$$

$$S_{3\phi-DVR} = 9,29kVA$$

Através da Equação 4.16, o valor da potência trifásica é dado por 2,52 kVA. Dessa forma, o cálculo dado por 5.6 é mais conservador.

A fim de evitar a saturação do núcleo do transformador isolador durante a energização, Silva (2003) recomenda a utilização de um transformador de injeção com tensão nominal igual a 2 p.u.. Dessa forma, considerando a potência trifásica igual a 10 kVA,

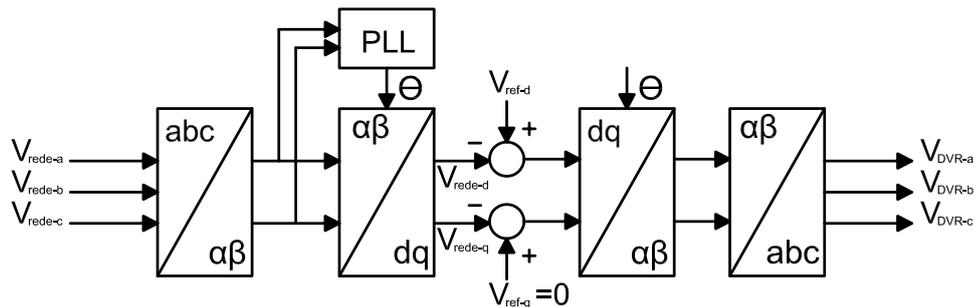
o transformador de injeção pode ser dimensionado para 20 kVA, ou três transformadores monofásicos de 7 kVA cada. Nota-se, no entanto, que configurações de DVRs sem transformadores isoladores para esse nível de potência são disponíveis comercialmente. Para esses, considera-se a potência dimensionada como 10 kVA.

Quanto aos elementos armazenadores de energia, é necessário o conhecimento acerca da capacidade de energia fornecida, que é calculada pelo produto entre o período do afundamento e a potência injetada nesse instante. No caso deste trabalho, a duração completa do acionamento da tesoura leva aproximadamente 1 s. Considerando que a máxima variação de tensão e, conseqüentemente, a potência calculada pela Equação 5.6 ocorram durante todo esse intervalo, a energia entregue pelo elemento armazenador a cada evento é de 10 J.

5.5.1.2 Geração da Tensão de Referência

O método tipicamente utilizado para a geração da tensão de referência nos DVRs é visto na Figura 72 (FARHADI-KANGARLU; BABAEI; BLAABJERG, 2017).

Figura 72 – Método de Geração da Tensão de Referência para DVRs



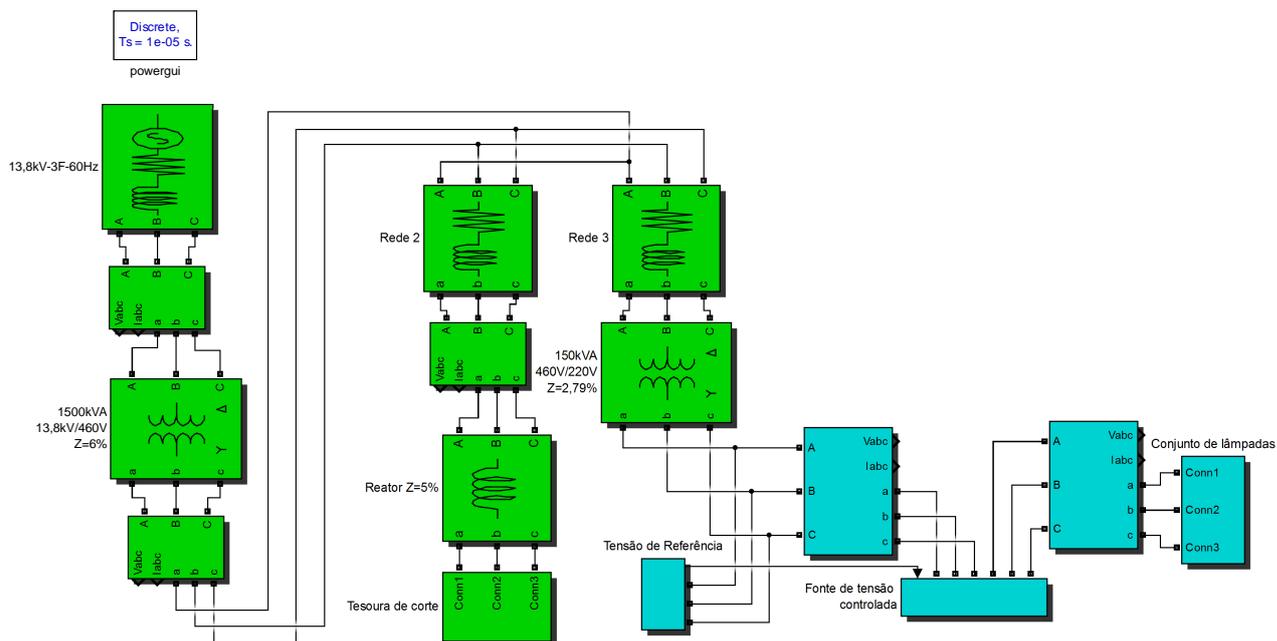
Fonte: Adaptado de Farhadi-Kangarlu, Babaei e Blaabjerg (2017)

Inicialmente, realiza-se a transformação do sistema trifásico para o $\alpha\beta$. Através de um PLL, sincroniza-se o sistema $\alpha\beta$, em que o ângulo de saída θ é utilizado para o próximo passo de transformação, que é para as coordenadas dq. No sistema dq, realizam-se as operações para a geração da tensão de injeção. No caso da Figura 72, as coordenadas da tensão de referência da carga e da rede da parcela “d” são subtraídas, enquanto assume-se a tensão da parcela “q” como aquela de valor inverso a da rede. O resultado da operação nas coordenadas dq é transformada novamente em $\alpha\beta$ para a adequação ao sistema trifásico. A operação realizada nas coordenadas dq da Figura 72 permite a compensação completa da parcela reativa e dos distúrbios ocorridos na potência ativa.

5.5.1.3 Análise Computacional

A Figura 73 apresenta o circuito implementado em ambiente *SIMULINK*® para as análises de solicitação de tensão, corrente e potência do DVR.

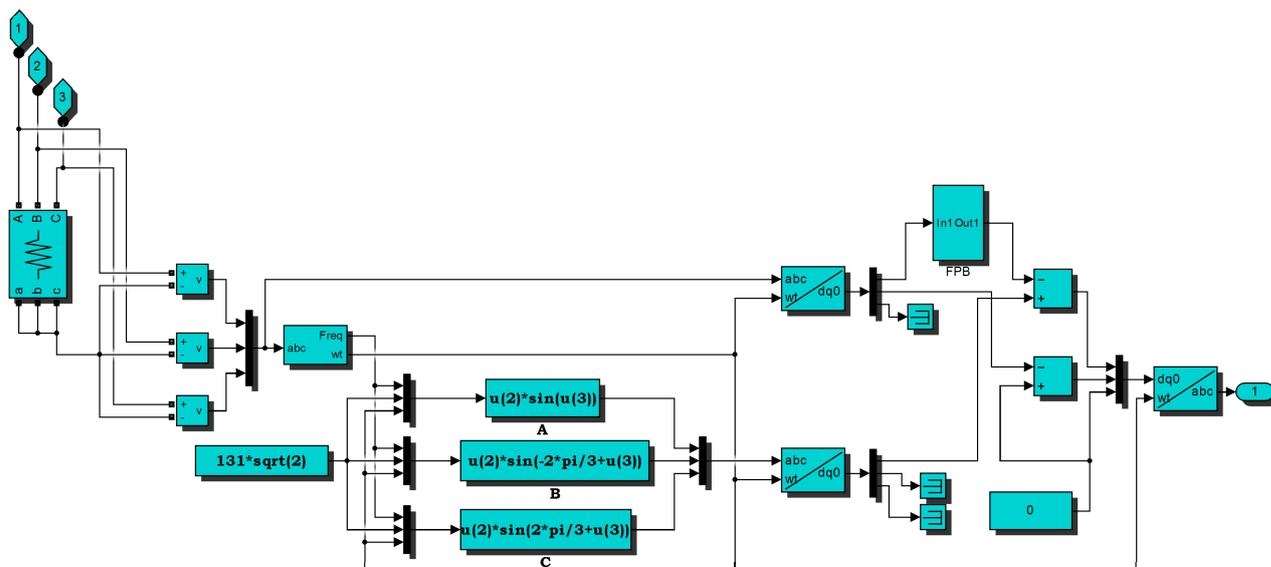
Figura 73 – Esquema Computacional para Análise dos Parâmetros do DVR



Fonte: Autoria Própria (2019)

O esquema de geração da tensão de referência é detalhado pela Figura 74, sendo implementado conforme o esquema da Figura 72.

Figura 74 – Esquema de Geração da Tensão de Referência para o DVR

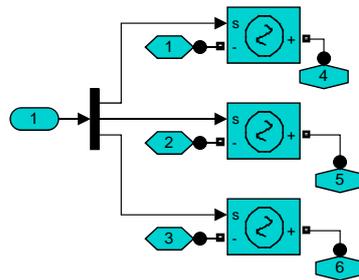


Fonte: Autoria Própria (2019)

A saída do circuito da Figura 74 controla a tensão das fontes apresentadas na Figura

75, injetando a tensão série necessária à adequação das formas de onda em cada fase. Análises utilizando-se fontes ideais de tensão são também realizadas em Ghosh, Jindal e Joshi (2004) e Ghosh e Ledwich (2002), sendo denominadas DVRs ideais. Como descrito nesses trabalhos, essa representação não permite a demonstração dos efeitos das perdas e do chaveamento. Contudo, a resposta instantânea possibilitada permite a comprovação do dimensionamento do dispositivo através da análise das formas de ondas de tensão, corrente e potência injetadas, que é a intenção neste trabalho.

Figura 75 – Conjunto de Fontes Controladas para Injeção da Tensão Série



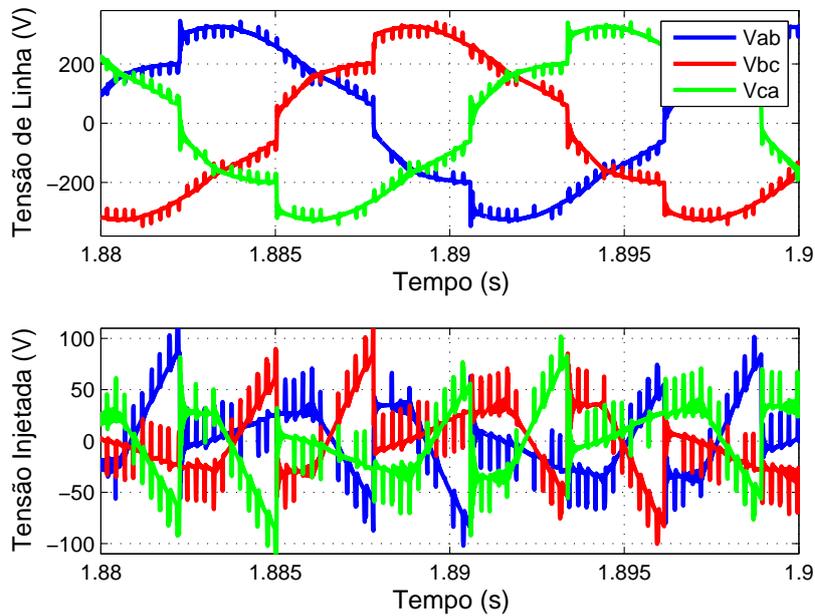
Fonte: Autoria Própria (2019)

O conjunto de lâmpadas é composto pela distribuição de setenta unidades do modelo DBIA modificado, conforme a Tabela 11, sendo os efeitos de saturação da corrente de alimentação dada por um transformador com saturação de corrente.

A Figura 76 apresenta a forma de onda instantânea da tensão para o momento de maior solicitação de corrente pela tesoura. Nota-se que o acionamento desse equipamento causa cortes na onda de tensão com formato típico dos causados por acionamentos via tiristor. A tensão de linha a ser injetada para a compensação possui picos máximos da ordem de 100 V, apresentando formato aproximadamente triangular, que corresponde à parte inicial ceifada da senoide.

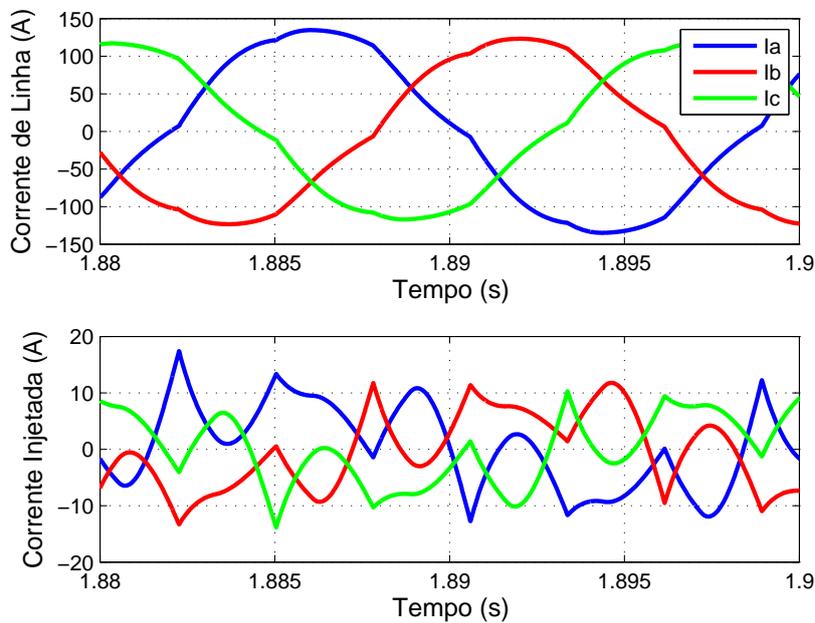
O comportamento da corrente de linha para o mesmo instante da Figura 76 é apresentado pela Figura 77. São vistos o cenário de corrente sem o DVR e a corrente a ser injetada para a adequação da forma de onda. Os cortes da onda de tensão provocam distorções na corrente de linha com mesmos intervalos. Nota-se pela corrente I_a , por exemplo, os intervalos de distorção a cada vez que uma das tensões de linha sofre um corte. Essa transição de intervalos faz com que a corrente a ser injetada seja delimitada entre pontos de inflexão. Sendo a corrente máxima do sistema igual a 120 A, a corrente máxima injetada para a compensação é de aproximadamente 10% desse valor.

Figura 76 – Perfis de Onda de Tensão Instantânea na Linha e Injetada



Fonte: Autoria Própria (2019)

Figura 77 – Perfis de Onda de Corrente Instantânea Sem Compensação e Injetada

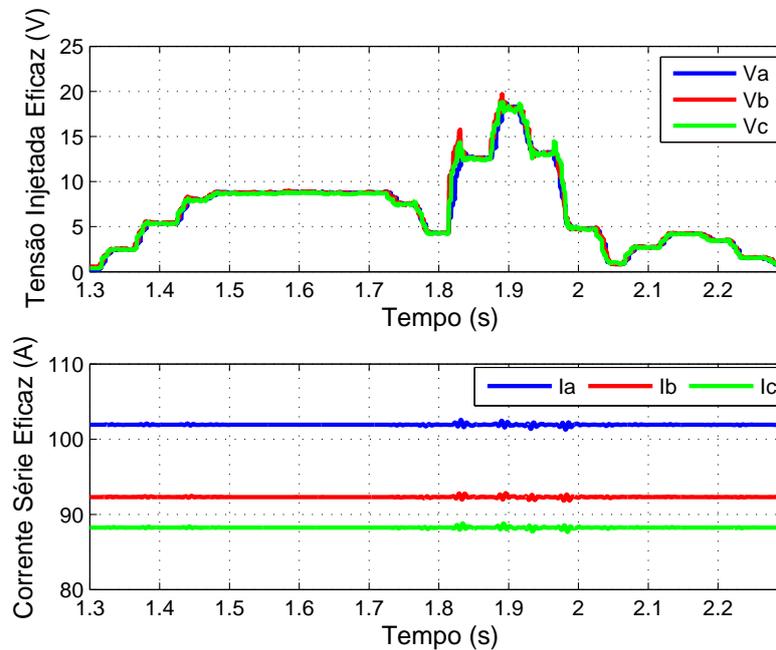


Fonte: Autoria Própria (2019)

Os valores eficaz de tensão e corrente do DVR para a conferência com os valores calculados são apresentados pela Figura 78. Observa-se que a máxima tensão eficaz é de 20 V, enquanto a máxima corrente eficaz de linha é igual a 103 A. A tensão não ultrapassa o valor calculado, contudo o leve desequilíbrio da carga faz com que a corrente

seja ultrapassada em 11%. Como esse valor é referente ao transformador de injeção, seu valor pode ser facilmente ajustado através dos valores comerciais disponíveis.

Figura 78 – Tensão e Corrente Eficazes no DVR



Fonte: Autoria Própria (2019)

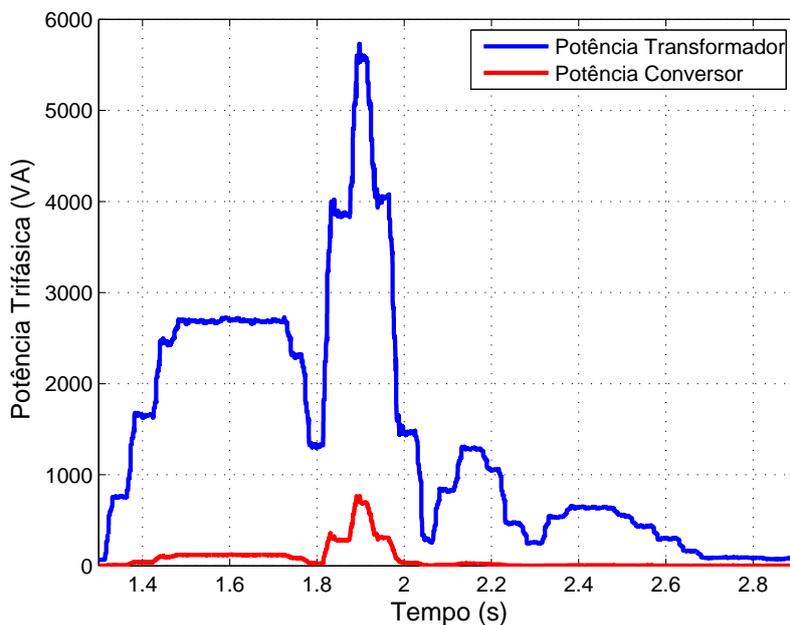
Através das formas de onda de tensão e corrente injetadas e da corrente de linha, é possível se definir a potência eficaz trifásica requerida pelo DVR. A Figura 79 apresenta esse parâmetro para um evento de corte da tesoura, considerando a configuração de DVR que consiste em um conversor conectado a um transformador isolador.

Nota-se que a máxima solicitação do equipamento é de aproximadamente 6 kVA, em que o comportamento da forma de onda é complementar ao da tensão. O cálculo de potência trifásica pela Equação 5.6 foi maior que o resultado obtido computacionalmente, apresentando uma margem de segurança satisfatória à operação do DVR. Nota-se que a potência efetivamente injetada pelo conversor para o suprimento das variações de tensão é menor que 1 kVA. Sendo da aplicação de um DVR sem transformador isolador, a máxima potência aplicada ao conjunto de chaves será a de 6 kVA.

Para a potência aplicada conforme à Figura 79, a correção na tensão eficaz se torna possível assim como apresentado na Figura 80. Nota-se que as principais perturbações na tensão corrigida ocorrem nos quatro instantes em que a tensão decai de forma abrupta, não sendo superiores a 2 V para a correção ideal.

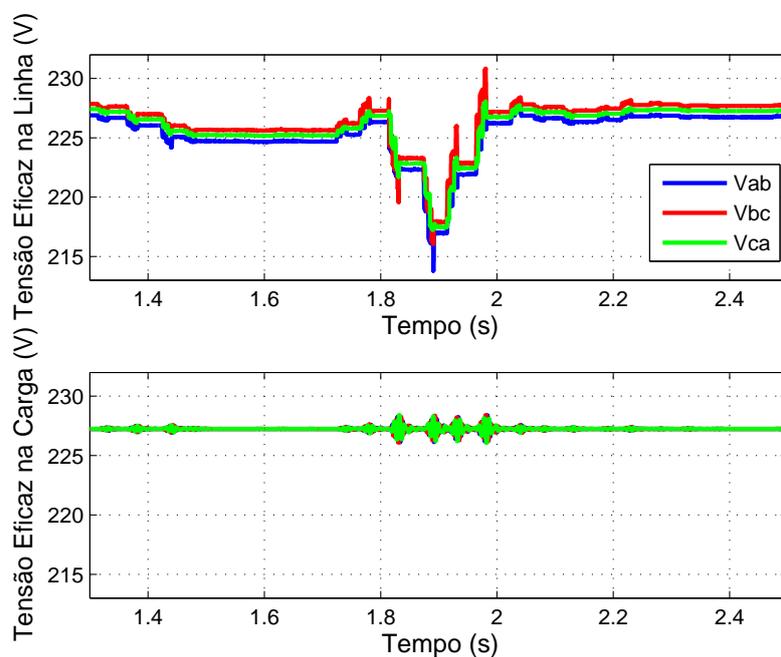
A verificação computacional do comportamento das tensões e correntes de injeção permitem a validação do dimensionamento do DVR, atestando-se que os valores simulados apresentam uma margem satisfatória aos calculados. Salienta-se que os cálculos apresentados demonstram os requerimentos mínimos do equipamento. Para os casos em

Figura 79 – Potência Injetada Durante o Acionamento da Tesoura



Fonte: Autoria Própria (2019)

Figura 80 – Comparação da Tensão Eficaz na Linha e na Carga após a Compensação



Fonte: Autoria Própria (2019)

que se deseje a expansão do sistema de iluminação ou a alimentação de ramos adicionais, deve se realizar os cálculos para as novas potências da carga.

5.5.1.4 Análise da Implementação Física

Silva (2003) apresenta a realização prática de um DVR de potência reduzida através da utilização de um inversor de frequência conectado a um transformador isolador, sendo controlado por um conjunto de placas de condicionamento / interface de sinais. No trabalho em questão, a finalidade do dispositivo foi servir de protótipo a um DVR de potência elevada. Em virtude da disponibilidade de dispositivos eletrônicos de chaveamento robustos, como os IGBTs, a aplicação em campo dos transformadores isoladores aos DVRs para baixas potências não se faz necessária.

Comercialmente, dispositivos que cumprem com a função do DVR são denominados *Dynamic Voltage Sag correctors* (DySCs). Para o nível de potência dimensionado neste trabalho, ou seja, 10 kVA, e para a aplicação trifásica, uma das soluções disponíveis no mercado é o 1608P Pro Dyc® da Rocwell Automation, que possui os parâmetros conforme a Tabela 12.

Tabela 12 – Parâmetros Elétricos do DVR Disponível Comercialmente

Parâmetros	1608P Pro DySC
Faixa de Corrente	25 - 200 A
Faixa de Tensão	208 - 480 V
Faixa de Potência	10 - 165 kVA
<i>Ride Through</i>	>5 s
Eficiência Energética	99%

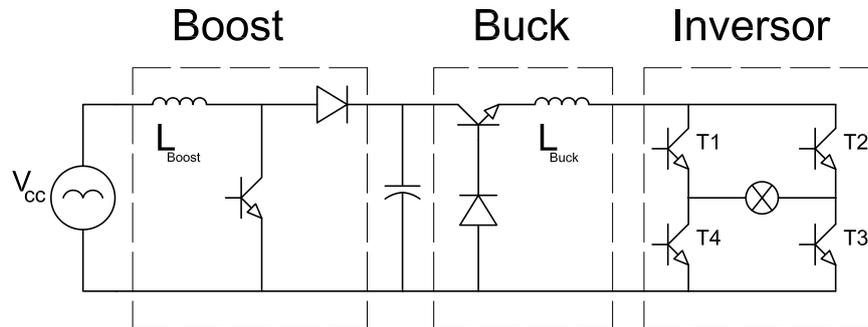
O preço desse dispositivo segundo NORTHCOAST (2019) é de R\$ 89605,00 (cotação do dólar R\$ 4,11), sendo, para a composição do custo total, necessária a integração dos custos de conexão, alocação, seccionamento e mão de obra.

5.5.2 Reator Eletrônico

A literatura apresenta diversas configurações de reatores eletrônicos para as lâmpadas HPS (COSBY; NELMS, 1994)(BEN-YAAKOV; GULKO; GITER, 1996)(ALONSO et al., 1998)(BRANAS; AZCONDO; BRACHO, 2005)(LI et al., 2005). Dentre elas, se destacam as de acionamento em baixa frequência (50-250 Hz) em onda quadrada, que evitam os problemas de ressonância acústica da lâmpada. Para esse tipo de acionamento, Orletti et al. (2009) e Shen, Qian e Peng (2003) apresentam a topologia demonstrada na Figura 81, denominada *dual fed full bridge boost integrated with buck rectifier* (BIBRED).

Nessa configuração, a tensão retificada da rede V_{CC} é elevada por um conversor *boost*, que também tem a função de realizar a correção do fator de potência. Na sequência, um conversor *buck* é utilizado no controle de corrente e potência fornecidos à lâmpada. Por fim, utiliza-se uma ponte de transistores para realizar o acionamento da lâmpada em baixa frequência. A integração dos dois últimos estágios pode ser realizada, assim como apresentado pela Figura 82. Para esse caso, adiciona-se um capacitor C_P junto à lâmpada

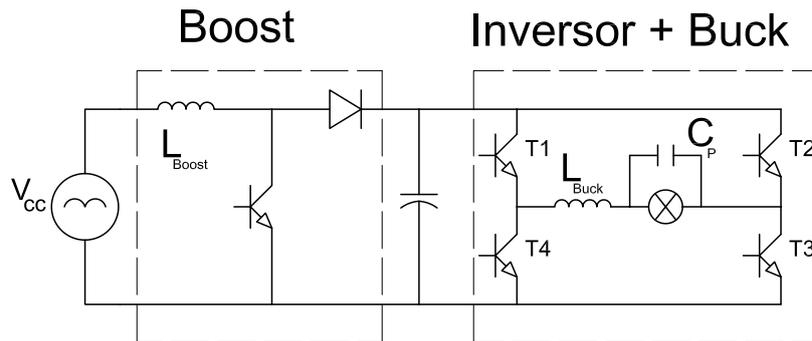
Figura 81 – Reator do Tipo BIBRED



Fonte: Adaptado de Orletti et al. (2009)

de forma a propiciá-la um baixo *ripple* de corrente. A função de conversor *buck* passa a ser exercida pelo inversor através da estratégia de chaveamento adotada.

Figura 82 – Reator do Tipo BIBRED com Estágios Integrados



Fonte: Adaptado de Orletti et al. (2009)

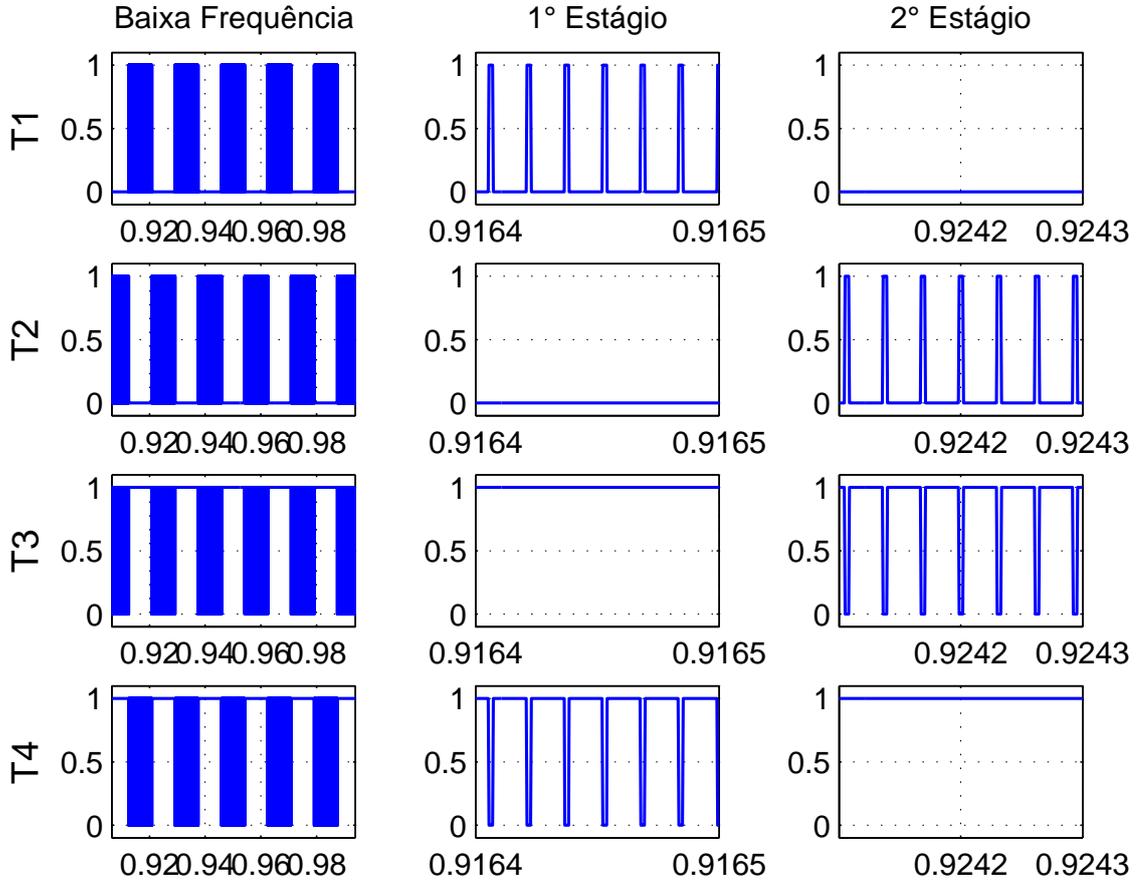
O acionamento do inversor + *buck* da Figura 82 é realizado em dois estágios. No primeiro, o transistor T3 está ligado e T2 está desligado. T1 opera com um PWM de alta frequência com *duty cycle* D e T4 opera com um PWM de alta frequência com *duty cycle* 1-D. No segundo estágio, T4 está ligado e T1 desligado. T2 opera com um PWM de alta frequência com *duty cycle* D e, assim como na primeira etapa para T4, T3 opera de forma complementar com T2. A Figura 83 ilustra a sequência de pulsos.

O valor do *duty cycle* é dado pela relação entre a tensão da lâmpada V_{Lamp} e da tensão de saída do conversor *boost* V_{Boost} , assim como apresentado pela Fórmula 5.7.

$$D = \left| \frac{V_{Lamp}}{V_{Boost}} \right| \quad (5.7)$$

O dimensionamento dos componentes do estágio inversor é feito de forma que o *ripple* de corrente na lâmpada seja menor que 5%. Para isso, a equação 5.8 deve ser

Figura 83 – Sequência de Pulsos do Reator BIBRED



Fonte: Adaptado de Shen, Qian e Peng (2003)

satisfeita.

$$\frac{C_P L_{Buck}}{T_{Ch}^2} > 1.75 \quad (5.8)$$

Em que T_{Ch} é o tempo de chaveamento.

Quanto ao conversor *boost*, o *duty cycle* é dado pela Equação 5.9.

$$D = \frac{V_{Boost} - V_{CC}}{V_{Boost}} \quad (5.9)$$

E o valor do indutor dado pela Equação 5.10.

$$L = \left(\frac{T_{Ch} V_{CC}}{2 I_{Lamp}} \right) D \Delta I_{Lamp} \quad (5.10)$$

Em que I_{Lamp} é a corrente eficaz da lâmpada e ΔI_{Lamp} é a variação dessa corrente.

5.5.2.1 Análise Computacional

A Figura 84 apresenta a implementação em ambiente *SIMULINK* [®] de um reator eletrônico BIBRED conforme os parâmetros estabelecidos na Tabela 13.

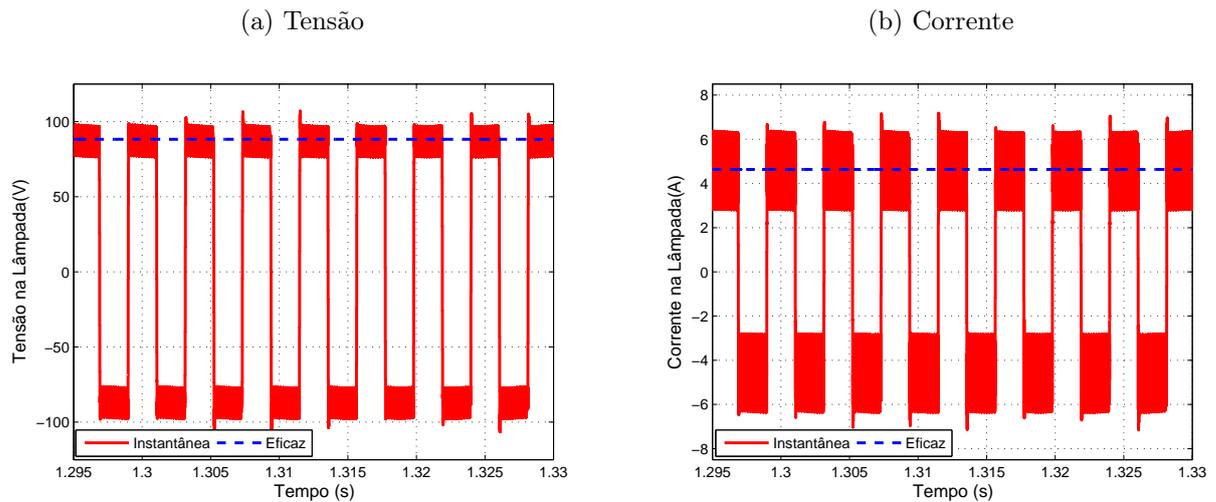
Tabela 13 – Dimensionamento do Reator BIBRED

Boost	Capacitor de Interface	Inversor	Lâmpada
$V_{CC}=270\text{ V}-320\text{ V}$	$C_0=100\ \mu\text{F} - 400\text{ V}$	$L_{Buck}=350\ \mu\text{H}$	$R_{Lampada}=19,45\ \Omega$
$V_{Boost}=400\text{ V}$		$C_P=0,5\ \mu\text{F} - 100\text{ V}$	
$L_{Boost}=3,36\text{ mH}$		$f_{Baixa}=240\text{ Hz}$	
$f_{Boost}=10\text{ kHz}$		$f_{Alta}=64\text{ kHz}$	

Para o conversor *boost*, o valor V_{CC} corresponde à variação da tensão de saída em um retificador de onda completa causada por uma fonte de tensão alternada de alimentação com comportamento semelhante ao da Figura 70. O valor de saída do conversor V_{Boost} é dado como em Shen, Qian e Peng (2003) e Orletti et al. (2009), e, como explicado por Morais (2002), é determinado partindo do princípio que o conversor opera no modo descontínuo. Para o inversor, adotou-se a frequência de chaveamento f_{Alta} igual a 64 kHz, conforme Chiu et al. (2008), e a frequência de acionamento f_{Baixa} dentro da faixa típica de 50-250 Hz (ORLETTI et al., 2009). O valor da resistência equivalente da lâmpada é ajustado através do modelo resistivo, conforme os valores obtidos em Bakshi e Roy (2016). Utiliza-se um controlador PI com parâmetros K_p e K_i sintonizados através do método de Ziegler-Nichols (HANG; ASTROM; HO, 1991) iguais a 0,369 e 147,6, respectivamente.

Os perfis de tensão e corrente para uma tensão constante de entrada de 300 V são vistos nas Figuras 85a e 85b, respectivamente. A tensão eficaz na lâmpada é igual a 88,5 V e a corrente eficaz é igual à 4,64 A, correspondendo em formato aos resultados obtidos por Bakshi e Roy (2016) para uma lâmpada de mesma potência. As formas de onda de tensão e corrente obtidas através da configuração BIBRED simulada são validadas em Ferreira (2013).

Figura 85 – Resultados para o Reator Eletrônico



Fonte: Autoria Própria (2019)

5.5.2.2 Comparação das Respostas dos Reatores frente à Variação de Tensão

Para a verificação da eficácia do reator eletrônico frente à variação de tensão em estudo, a potência elétrica da lâmpada é comparada com a fornecida pelo reator eletromagnético, representado pelo modelo DBIA modificado, através da Figura 86.

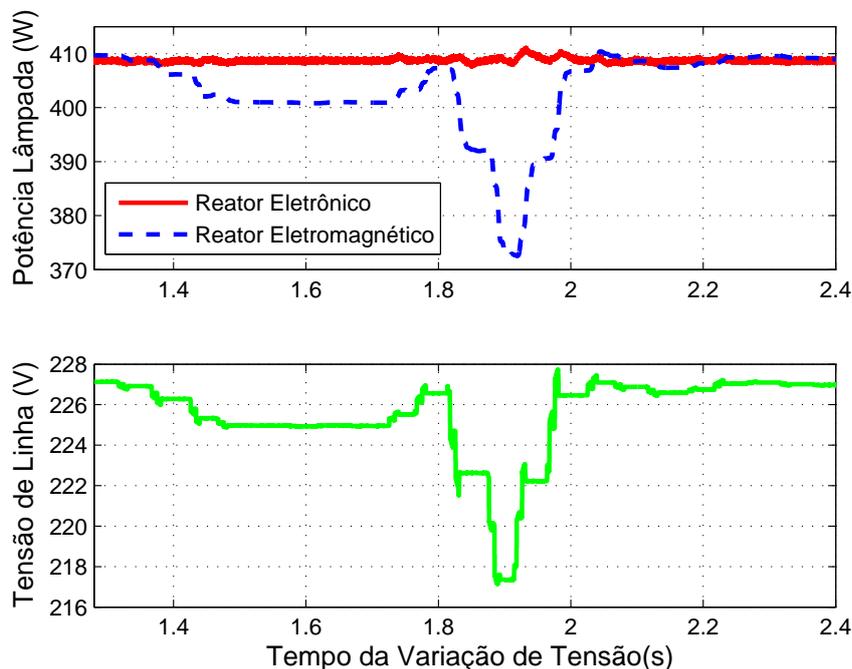
A Tabela 14 resume a variação percentual de potência para ambos os casos.

Tabela 14 – Variação Percentual de Potência dos Reatores

Intervalo	Eletromagnético	Eletrônico
1,4s-1,8s	2,19%	0,36%
1,8s-2,0s	9,04%	0,58%

A maior variação de potência para o reator eletrônico não foi superior a 0,6%, enquanto para o eletromagnético superou os 9%. A resposta do reator eletrônico se mostrou mais estável, apresentando uma variação do primeiro para o segundo período de 1,6 vezes, enquanto que no reator eletromagnético a variação foi de 4,12 vezes. Observa-se também que há poucas melhorias que podem ser feitas no reator eletromagnético para uma melhor resposta, enquanto para o reator eletrônico modificações no conversor e técnicas de controle mais robustas podem ser aplicadas (CASTEREN; HENDRIX; DUARTE, 2007).

Figura 86 – Potência na Lâmpada Devido ao Acionamento da Tesoura



Fonte: Autoria Própria (2019)

5.5.2.3 Análise da Implementação Física e do Custo Inicial

A aplicação dos reatores eletrônicos de onda quadrada à lâmpadas HPS de alta potência é comumente realizada pelos dispositivos denominados *Electronic Control Gears*. Dois dos modelos disponíveis comercialmente desses dispositivos, e adequados às condições industriais segundo os fabricantes, são o POWERTRONIC® da OSRAM e o HID-PV® da PHILIPS, sendo garantido em ambos o funcionamento da lâmpada sem variações para a redução de tensão de alimentação a até 198 V. O preço unitário desses dispositivos para a potência de 400 W varia tipicamente entre R\$ 400,00 e R\$ 500,00 (PHILIPS, 2019) (cotação do dólar R\$ 4,11), sendo esse o único custo de aquisição associado, não requerendo os custos de seccionamento e alocação, como para o DVR.

O sistema em estudo possui um total de 70 lâmpadas e, considerando a troca de todos os reatores, o custo total pode chegar a R\$ 35000,00. Nota-se que o aumento da iluminância total durante as variações de tensão, em relação à situação atual, pode ser também conseguida através da intercalação entre lâmpadas com reatores eletromagnéticos e eletrônicos. Dessa forma, o estudo considerando a maximização da iluminância e a minimização dos custos pode revelar a quantidade e as posições ideais de troca dos reatores. Outra metodologia adotada pode ser a diluição do custo inicial através da substituição gradativa dos reatores conforme os atuais apresentem mau funcionamento. Ou seja, neste caso, a forma de aplicação da mitigação ao nível da carga é dependente do planejamento assumido pela empresa.

5.6 Análise Comparativa das Soluções Sugeridas

Em relação ao objetivo principal, que é a redução da variação da iluminância das lâmpadas, ambas estratégias sugeridas se mostraram adequadas, diferindo na quantidade de equipamentos atendidos. Enquanto o reator eletrônico possibilita a melhoria da iluminância individualmente, o DVR, através do condicionamento da tensão na barra, possibilita a melhoria para o conjunto de lâmpadas, servindo, inclusive, a novos equipamentos a serem adicionados ao sistema (potência dimensionada de 10 kVA vs. potência demandada de 6 kVA). Considerando a implementação completa do método de mitigação utilizando-se reatores eletrônicos, tem-se que seu custo total pode chegar a R\$ 35000,00, que é cerca de 40% do custo do DVR. Contudo, a definição da solução adotada envolve diversos outros fatores além do seu custo, dentre os quais pode-se citar:

- Qual a confiabilidade/taxa de falhas dos dispositivos avaliados, no âmbito da aplicação pretendida, considerando o seu perfil de missão?
- Qual a vida útil esperada de ambos, para que tal aspecto seja contabilizado, em valor presente, no custo da aquisição?
- Os reatores eletrônicos são intrinsecamente menos robustos que os eletromagnéticos. Esses dispositivos são concebidos para suportarem distúrbios de qualidade da energia numa instalação industrial, tais como picos de tensão transitórios diversos? Sua queima, nesses eventos, representariam a perda do investimento realizado.
- A instalação ou eventual troca de reatores eletrônicos danificados requer mão de obra simples, ao passo que intervenções de manutenção no DVR exigem mão de obra qualificada, além de maior tempo.
- A falha de um reator implica em perda de iluminação correspondente à de uma única lâmpada, ao passo que a falha do DVR resulta no desligamento de todas as lâmpadas do circuito, ou, pelo menos, no seu funcionamento com as mesmas oscilações luminosas existentes previamente.
- O modelo de DVR pesquisado apresenta potência 66% superior à do sistema de iluminação, deixando margem para a inserção de futuras cargas; no caso dos reatores, cada lâmpada adicional implicará em um novo custo.

Perante o exposto, tem-se que a decisão final sobre a adoção de uma ou outra estratégia não é trivial, devendo compreender análises que extrapolam o fator custo. Desta forma, não se tem, no presente trabalho, a pretensão de se apresentar uma conclusão definitiva sobre a questão, a qual requer discussões de caráter técnico-econômico com a empresa e avaliação de outros aspectos (instalação, manutenção, confiabilidade, expectativa de vida

útil, perspectiva de ampliação das cargas, pesquisa sobre outros modelos/fornecedores de DVRs e seus orçamentos, entre outros). Tais investigações serão feitas oportunamente, representando, inclusive, sugestões para trabalhos futuros.

6 Conclusões e Propostas de Continuidade

6.1 Conclusões

Este trabalho apresentou o estudo prático da sensibilidade de um sistema de iluminação constituído por lâmpadas HPS de 400 W acionadas por reatores eletromagnéticos submetido a variações de tensão causadas pelo acionamento sucessivo de uma tesoura de corte de material laminado quente.

As medições realizadas em laboratório permitiram atestar a baixa regulação de potência dos reatores eletromagnéticos, assim como a relação entre a variação da sua potência de entrada e a iluminância das lâmpadas. Considerando uma variação lenta ($< 20 \text{ V/s}$), a redução de 13,6% da tensão de alimentação provocou a diminuição de até 26,5% na potência, correspondendo a variação de 36,2% na iluminância. Para os afundamentos rápidos, a mesma variação da tensão causou uma redução até 10,6% maior na iluminância. O apelo prático das reduções de tensão sucessivas motivou a investigação da sua influência no funcionamento das lâmpadas, sendo verificada a inexistência de efeitos acumulativos.

Para a realização do estudo computacional do problema, três modelos de lâmpadas HPS foram analisados, em que o resistivo e o DBDA não se adequaram de maneira tão simples ao comportamento real da potência quanto o DBIA. A variação de 13,6% da tensão de alimentação do reator provoca um desvio de 50% da potência simulada em relação a real no modelo resistivo e 13,3% no DBDA, sendo reduzido a apenas 2% com a modificação realizada no DBIA. Além da representação de variação da potência, o modelo DBIA possibilita também a aproximação adequada às formas de onda da tensão e corrente instantâneas para a operação em 60 Hz, sendo condizente aos estudos da qualidade da energia elétrica.

Em relação ao estudo de caso, algumas contribuições foram possíveis através da realização deste trabalho. A primeira foi a modelagem computacional do sistema, sendo realizada sua verificação através da conferência com as medições das magnitudes de tensão e corrente nos pontos de interesse. Outra importante contribuição foi a caracterização do funcionamento da tesoura de corte a quente. A descrição das etapas de seu funcionamento, através da associação aos quatro quadrantes de operação do motor de corrente contínua que o aciona, representa uma contribuição à literatura sobre o comportamento elétrico do equipamento, uma vez que informações dessa natureza são bastantes escassas. Por fim, possibilita-se a justificativa da queixa dos funcionários quanto às variações repetitivas de iluminância, que, para o perfil da tensão de alimentação dos reatores alcançou valores de até 13%.

Quanto aos métodos de mitigação, os resultados obtidos para ambos, nas simulações realizadas, se mostram bastante satisfatórios. Contudo, como mencionado, a decisão por uma ou outra solução não é trivial e envolve análises mais amplas do que meramente o investimento inicial para a sua implementação, contemplando questões associadas à robustez, confiabilidade e expectativa de vida útil dos dispositivos empregados, manutenção, perspectivas de expansão de cargas do sistema em foco, entre outros.

6.2 Propostas de Continuidade

Como propostas futuras para continuidade dos temas abordados neste trabalhos têm-se os seguintes tópicos.

- Considerando a boa resposta do modelo DBIA modificado frente aos afundamentos de tensão, a verificação da sua eficácia frente a outros problemas da qualidade da energia elétrica pode trazer importantes contribuições à literatura.
- A elevada corrente requisitada pela tesoura de corte durante as suas partidas possibilita a investigação da aplicação de outras formas de acionamento ou tecnologias de motor para o corte do material laminado.
- Em relação à substituição dos reatores eletromagnéticos pelos eletrônicos, avaliar os resultados conseguidos pela intercalação entre lâmpadas com reatores eletromagnéticos e eletrônicos, no sentido de reduzir o custo dessa alternativa. Neste contexto, um estudo considerando a maximização da iluminância e a minimização dos custos poderia revelar a quantidade e as posições ideais de troca dos reatores.
- Realizar uma pesquisa sobre outros fabricantes/modelos de DVRs para aplicações de baixa tensão e baixa potência, a fim de se obter, para esta solução, um custo mais competitivo.
- Devido à importância dos LEDs no cenário atual, inclui-los como uma alternativa potencial na comparação das soluções do problema. Em tal análise, inclusive, a sua eficiência energética perante as lâmpadas de vapor de sódio e seus reatores deve ser discutida.
- Contemplar na comparação das soluções (uso de reatores eletrônicos, LEDs e instalação de DVR) outros aspectos além do fator custo, como fatores associados à robustez, confiabilidade, expectativa de vida útil e manutenção.

Referências

- AAMIR, M.; KALWAR, K. A.; MEKHILEF, S. Review: Uninterruptible power supply (ups) system. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 58, p. 1395 – 1410, 2016.
- AJAEI, F. B. et al. A fast and effective control scheme for the dynamic voltage restorer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 26, n. 4, p. 2398–2406, Oct 2011.
- ALONSO, J. M. et al. Analysis and experimental results of a single-stage high-power-factor electronic ballast based on flyback converter. In: *APEC '98 Thirteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1998. v. 2, p. 1142–1148 vol.2.
- ANAYA-LAR, O.; ACHA, E. Modeling and analysis of custom power systems by ps-cad/emtdc. *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 11, p. 56–56, Nov 2001.
- ANEEL. *Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional – Prodist Módulo 8 – Qualidade da Energia Elétrica*. [S.l.], 2018.
- AZCONDO, F. J. et al. Voltage fluctuations in lamps and ballasts. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 17, n. 5, p. 45–52, Sep 2011.
- BAKSHI, B. G.; ROY, B. Development and simulation of dynamic conductance based high intensity discharge lamp model driven by low frequency square wave electronic ballast. In: *2016 IEEE 7th Power India International Conference (PIICON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6.
- BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M. Design and performance of an electronic ballast for high-pressure sodium (hps) lamps. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 44, n. 4, p. 486–491, Aug 1997.
- BEN-YAAKOV, S.; GULKO, M.; GITER, A. The simplest electronic ballast for hid lamps. In: *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 634–640 vol.2.
- BOLLEN, M. H. J. Characterisation of voltage sags experienced by three-phase adjustable-speed drives. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 12, n. 4, p. 1666–1671, Oct 1997.
- BOLLEN, M. H. J. *Understanding power quality problems: Voltage Sags and Interruptions*. [S.l.]: JOHN WILEY AND SONS, INC., IEEE PRESS, 2000. (IEEE PRESS SERIES ON POWER ENGINEERING).
- BOLLEN, M. H. J. Voltage sags in three-phase systems. *IEEE Power Engineering Review*, v. 21, n. 9, p. c2–c2, Sep 2001.
- BOLLEN, M. H. J.; CONRAD, L. E. Voltage sag coordination for reliable plant operation. In: *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*. [S.l.: s.n.], 1996. v. 4, p. 2366–2371 vol.4.
- BOYCE, P. R. *Human Factors in Lighting, Third Edition*. 3. ed. [S.l.]: CRC Press, 2014.

- BRANAS, C.; AZCONDO, F. J.; BRACHO, S. Design of lc /_p/ c /_s/ resonant inverters as a power source for hid lamp ballast applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 6, p. 1584–1593, Nov 2005.
- BURGIO, A.; MENNITI, D. A novel technique for energy savings by dimming high pressure sodium lamps mounted with magnetic ballasts using a centralized system. *Electric Power Systems Research*, v. 96, p. 16 – 22, 2013.
- Có, M. A.; BRUMATTI, M.; VIEIRA, D. S. L. S. e J. L. F. Reator eletrônico microcontrolado para lâmpadas de vapor de sódio a alta pressão e comparações com um reator convencional. *Eletrônica de Potência*, Nov 2003.
- CASTEREN, D. H. J. van; HENDRIX, M. A. M.; DUARTE, J. L. Controlled hid lamp-ballast interaction for low-frequency square-wave drivers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 3, p. 780–788, May 2007.
- CHEN, K.; KANE, R. M. Achieving optimum performance in a high pressure sodium lighting system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-18, n. 4, p. 416–423, Jul 1982.
- CHENG, H. L. et al. Analysis and implementation of an integrated electronic ballast for high-intensity-discharge lamps featuring high-power factor. *IET Power Electronics*, v. 6, n. 5, p. 1010–1018, May 2013.
- CHIU, H. et al. Design and implementation of a single-stage high-frequency hid lamp electronic ballast. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 2, p. 674–683, Feb 2008.
- CHUNG, H. S. H. et al. Comparison of dimmable electromagnetic and electronic ballast systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 6, p. 3145–3154, Dec 2007.
- COLE, M.; DRISCOLL, T. The lighting revolution: If we were experts before, we're novices now. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 50, n. 2, p. 1509–1520, Mar 2014.
- COSBY, M. C.; NELMS, R. M. A resonant inverter for electronic ballast applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 41, n. 4, p. 418–425, Aug 1994.
- DORR, D. S. et al. Effects of power line voltage variations on different types of 400-w high-pressure sodium ballasts. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 2, p. 472–476, Mar 1997.
- DRISCOLL, T. et al. Can you see the problem? *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 14, n. 4, p. 36–44, Jul 2008.
- DUGAN MARK F. MCGRANAGHAN, S. S. H. W. B. R. *Electrical Power Systems Quality*. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill, 2004.
- DURAN-GOMEZ, J. L.; ENJETI, P. N.; WOO, B. O. Effect of voltage sags on adjustable speed drives-a critical evaluation and an approach to improve its performance. In: *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999. APEC '99. Fourteenth Annual*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 2, p. 774–780 vol.2.

- EZER, D.; HANNA, R. A.; PENNY, J. Active voltage correction for industrial plants. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 38, n. 6, p. 1641–1646, Nov 2002.
- FARAHAT, A. et al. Energy efficiency considerations for led-based lighting of multipurpose outdoor environments. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 3, n. 3, p. 599–608, Sep 2015.
- FARHADI-KANGARLU, M.; BABAEI, E.; BLAABJERG, F. A comprehensive review of dynamic voltage restorers. *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, v. 92, p. 136 – 155, 2017.
- FARHOODNEA, M.; MOHAMED, A.; SHAREEF, H. A comparative study on the performance of custom power devices for power quality improvement. In: *2014 IEEE Innovative Smart Grid Technologies*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 153–157.
- FERREIRA, T. de S. *Estudo de modelos para lâmpada de vapor sódio de alta pressão com injeção de terceira harmônica aplicado ao controle de corrente*. 95 P. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2013.
- FERRERO, F. J. et al. A pspice model for hps lamps operated at high frequency. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 5, p. 3423–3427 vol.5.
- FILHO, J. *Instalacoes Eléctricas Industriais*. 8. ed. [S.l.]: LTC, 2015.
- FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, Aug 2008.
- FRANCIS, V. J. *Fundamentals of discharge tube circuits*. [S.l.]: JOHN WILEY AND SONS, INC., 1948.
- FRAYTAG, J. et al. Lighting systems energy efficiency based on different human visual conditions. In: *2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- FUJITA, H.; AKAGI, H. The unified power quality conditioner: the integration of series- and shunt-active filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 13, n. 2, p. 315–322, Mar 1998.
- GALLO, D.; LANDI, C.; LUISO, M. Accuracy analysis of algorithms adopted in voltage dip measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 59, n. 10, p. 2652–2659, Oct 2010.
- GHOSH, A.; JINDAL, A. K.; JOSHI, A. Design of a capacitor-supported dynamic voltage restorer (dvr) for unbalanced and distorted loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 1, p. 405–413, Jan 2004.
- GHOSH, A.; LEDWICH, G. Compensation of distribution system voltage using dvr. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 4, p. 1030–1036, Oct 2002.

- GHOSH, G. L. A. *Power Quality Enhancement Using Custom Power Devices*. 1. ed. [S.l.]: Springer US, 2002. (The Springer International Series in Engineering and Computer Science).
- GLOVER MULUKUTLA S. SARMA, T. O. J. D. *Power system analysis and design*. 5. ed. [S.l.]: Cengage Learning-Engineering, 2011.
- GONEN, T. *Electric Power Distribution Engineering*. 3. ed. [S.l.]: CRC Press, 2014.
- GOSWAMI, A. K.; GUPTA, C. P.; SINGH, G. K. Voltage sag assessment in a large chemical industry. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 48, n. 5, p. 1739–1746, Sep 2012.
- GRIEM, H. R. *Principles of Plasma Spectroscopy*. [S.l.]: Cambridge University Press, 2005. (Cambridge Monographs on Plasma Physics).
- GROOT, J. J. de; VLIET, J. A. J. M. van. *The High-Pressure Sodium Lamp*. [S.l.]: Macmillan Education UK, 1986. (Philips Technical Library).
- HAN, Y. et al. Comparative performance evaluation of orthogonal-signal-generators-based single-phase pll algorithms—a survey. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 5, p. 3932–3944, May 2016.
- HANG, C. C.; ASTROM, K. J.; HO, W. K. Refinements of the ziegler-nichols tuning formula. *IEE Proceedings D - Control Theory and Applications*, v. 138, n. 2, p. 111–118, Mar 1991.
- HOLTZ, J.; LOTZKAT, W.; STADTFELD, S. Controlled ac drives with ride-through capability at power interruption. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 30, n. 5, p. 1275–1283, Sep 1994.
- HUAYING, Z. et al. The research about influence of voltage sag on high-pressure sodium lamp. In: *2016 International Conference on Smart Grid and Electrical Automation (ICSGEA)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 18–21.
- IEEE STD 1159. *IEEE Recommended Practice for Monitoring Electric Power Quality*. [S.l.], 2009.
- ITI (CBEMA). *Curve in an Application Note, Information Technology Industry Council*. [S.l.], 2000.
- JAYAWARDENA, A.; DUFFY, D.; MANAHAN, J. M. Lighting matters in industrial environments: A framework linking workplace safety to lighting quality metrics. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 23, n. 3, p. 54–63, May 2017.
- JIN, H. et al. Research on the lighting performance of led street lights with different color temperatures. *IEEE Photonics Journal*, v. 7, n. 6, p. 1–9, Dec 2015.
- JIPPING, J. E.; CARTER, W. E. Application and experience with a 15 kv static transfer switch. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 4, p. 1477–1481, Oct 1999.
- JOOS, G.; BARTON, T. H. Four-quadrant dc variable-speed drives—design considerations. *Proceedings of the IEEE*, v. 63, n. 12, p. 1660–1668, Dec 1975.

- KHADKIKAR, V. Enhancing electric power quality using upqc: A comprehensive overview. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 5, p. 2284–2297, May 2012.
- KOPRNICKÝ, J. *Electric Conductivity Model of Discharge Lamps*. 95 P. Tese em Engenharia Elétrica — University Paul Sabatier Toulouse III, Toulouse, 2008.
- KYEI, J. et al. The design of power acceptability curves. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 17, n. 3, p. 828–833, Jul 2002.
- LAMOREE, J. et al. Voltage sag analysis case studies. In: *Conference Record Industrial and Commercial Power Systems Technical Conference 1993*. [S.l.: s.n.], 1993. p. 55–61.
- LASKOWSKI, E. L.; DONOGHUE, J. F. A model of a mercury arc lamp's terminal v-i behavior. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-17, n. 4, p. 419–426, Jul 1981.
- LEE, G.-J.; ALBU, M. M.; HEYDT, G. T. A power quality index based on equipment sensitivity, cost, and network vulnerability. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 19, n. 3, p. 1504–1510, Jul 2004.
- LEONG, M. F.; SEAVER, S. Lighting safety considerations. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 5, p. 4233–4238, Sep 2015.
- LI, H. et al. A novel low-frequency electronic ballast for hid lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1401–1408, Sep 2005.
- LIN, D.; YAN, W.; HUI, S. Y. R. Modelling the warm-up phase of the starting processes of high-intensity discharge lamps. *IET Science, Measurement Technology*, v. 5, n. 6, p. 199–205, Nov 2011.
- LOO, K. H. et al. A dynamic conductance model of fluorescent lamp for electronic ballast design simulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 20, n. 5, p. 1178–1185, Sep 2005.
- MADER, U.; HORN, P. A dynamic model for the electrical characteristics of fluorescent lamps. In: *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 1928–1934 vol.2.
- MADHIVANAN, N.; NARAYANAN, K. Fpga implementation of general purpose real time controller-applied to flying shears in hot rolling mills. In: *2012 International Conference on Computing, Electronics and Electrical Technologies (ICCEET)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 521–525.
- MAHELA, O. P.; SHAIK, A. G. A review of distribution static compensator. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 50, p. 531 – 546, 2015.
- MELIS, J. Ballast curves for hps lamps operating on high frequency. In: *Conference Record of the 1992 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*. [S.l.: s.n.], 1992. p. 1908–1914 vol.2.
- MINIPA. *LUXÍMETRO DIGITAL MLM 1020*. [S.l.], 2011.
- MIZUTANI, T. et al. Power transistorized uninterruptible power supply. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-20, n. 4, p. 961–966, Jul 1984.

- MOKHTARI, H.; DEWAN, S. B.; TRAVANI, M. R. Performance evaluation of thyristor based static transfer switch. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 3, p. 960–966, Jul 2000.
- MOON, J. F.; YUN, S. Y.; KIM, J. C. Quantitative evaluation of the impact of repetitive voltage sags on low-voltage loads. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 22, n. 4, p. 2395–2400, Oct 2007.
- MORAIS, L. M. F. *Reator Eletrônico com Alto Fator de Potência para Lâmpada de Vapor de Sódio de Alta Pressão*. 106 P. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2002.
- MORETTIN, P. A.; BUSSAB, W. de O. *Estatística básica*. [S.l.]: Saraiva, 2012.
- MOSCHAKIS, M. N.; HATZIARGYRIOU, N. D. Analytical calculation and stochastic assessment of voltage sags. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 21, n. 3, p. 1727–1734, Jul 2006.
- NBR5410. [S.l.]: Associação Brasileira De Normas Técnicas - ABNT, 2004.
- NIELSEN, J. G.; BLAABJERG, F. A detailed comparison of system topologies for dynamic voltage restorers. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1272–1280, Sep 2005.
- NORTHCOAST. *Allen-Bradley 1608P-025A208V3S*. 2019. Disponível em: <<https://www.northcoastelectric.com/Allen-Bradley-1608P-025A208V3S/P1385205?fbclid=IwAR1UeJ-PS6sQJv2wwz61uMtiR0weJhL6XuyLOJ7CHoTf5PLh5WJKYwV77m4>>.
- ORLETTI, R. et al. Hid lamp electronic ballast with reduced component number. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 3, p. 718–725, Mar 2009.
- PERDIGAO, M.; SARAIVA, E. S. Matlab-simulink implementation of the mader-horn fluorescent-lamp model: permissible range of the resistive lamp model. In: *2004 IEEE International Conference on Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 492–497 Vol. 1.
- PHILIPS. *SON 400W E E40 CO 1SL*. [S.l.], 2018.
- PHILIPS. *PrimaVision for CDM Elite MW*. 2019. Disponível em: <<https://www.lighting.philips.com.my/prof/electronic-control-gear/hid/hid-electronic-outdoor/primavision-for-cdm-elite-mw>>.
- PIRES, I. A.; SILVA, S. M.; FILHO, B. d. J. C. Increasing ride-through capability of control panels using square-wave series voltage compensator. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 51, n. 2, p. 1309–1316, Mar 2015.
- PRAVEEN, J. et al. Review of dynamic voltage restorer for power quality improvement. In: *30th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, 2004. IECON 2004*. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 749–754 Vol. 1.
- QUALITRAFO. 2018. <<http://www.qualitrafo.com.br/index.php>>. Acessado: 2018/11/11.

- RAKOTOMALALA, L. F. F. et al. Hid lamps dimming in the public lighting installations dominated by magnetic ballasts. In: *2014 International Conference on Applied and Theoretical Electricity (ICATE)*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–5.
- RANDALL, R.; ARCHER, W.; LEWIS, R. A new controlled constant-voltage transformer. *IEEE Transactions on Magnetics*, v. 7, n. 3, p. 567–571, Sep 1971.
- RANSOM, D. L. Choosing the correct transfer switch. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 49, n. 6, p. 2820–2824, Nov 2013.
- RODRIGUES, C. R. B. S. et al. An experimental comparison between different technologies arising for public lighting: Led luminaires replacing high pressure sodium lamps. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 141–146.
- Sá, H. R. de. *Estudo, projeto e desenvolvimento de um reator eletrônico, pela técnica de injeção de correntes harmônicas, para lâmpadas de vapor de sódio dealta pressão de 70 W*. 149 P. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2009.
- SAHA, M. N. Liii. ionization in the solar chromosphere. *The London, Edinburgh, and Dublin Philosophical Magazine and Journal of Science*, Taylor and Francis, v. 40, n. 238, p. 472–488, 1920.
- SANNINO, A.; SVENSSON, J.; LARSSON, T. Power-electronic solutions to power quality problems. *Electric Power Systems Research*, v. 66, n. 1, p. 71 – 82, 2003. Power Quality.
- SEMI F47. *Specification for Semiconductor Processing Equipment Voltage Sag Immunity*. [S.l.], 2011.
- SHEN, M.; QIAN, Z.; PENG, F. Z. Design of a two-stage low-frequency square-wave electronic ballast for hid lamps. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 424–430, Mar 2003.
- SHEPHERD, R. A computer-controlled flying shear. *Students' Quarterly Journal*, v. 34, n. 135, p. 143–148, Mar 1964.
- SILVA, S. M. *Análise e Implementação de um Restaurador Dinâmico de Tensão*. 203 P. Tese em Engenharia Elétrica — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2003.
- SILVA, S. R.; MAIA, R. M.; COSTA, P. R. da. Sensibilidade de equipamentos industriais a variações de tensão de curta duração. *Eletricidade Moderna*, Abril 2012.
- SIMONS, R. H.; BEAN, R. *Lighting Engineering: Applied Calculations*. [S.l.: s.n.], 2001.
- SINGH, B.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. *Power Quality: Problems and Mitigation Techniques*. [S.l.]: JOHN WILEY AND SONS, 2015.
- SOUZA, W. L. de. *Cálculo de Parâmetros de Cabos Isolados por Meio da Análise de Elementos Finitos*. 243 P. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Minas Gerais, Belo Horizonte, 2015.

- STOCKMAN, K. et al. Bag the sags. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 10, n. 5, p. 59–65, Sep 2004.
- STYVAKTAKIS, E.; BOLLEN, M. H. J.; GU, I. Y. H. Classification of power system events: voltage dips. In: *Ninth International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No.00EX441)*. [S.l.: s.n.], 2000. v. 2, p. 745–750 vol.2.
- VHASURE, S. G.; PRAKASHA; KRISHNAN, T. A digital controller for a four quadrant thyristor converter fed dc drive. In: *Proceedings Eighth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition*,. [S.l.: s.n.], 1993. p. 347–353.
- VIEJO, C. B. et al. Comparison between different discharge lamp models based on lamp dynamic conductance. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 47, n. 4, p. 1983–1991, Jul 2011.
- VLIET, J. A. J. M. V.; GROOT, J. J. D. High-pressure sodium discharge lamps. *IEE Proceedings A - Physical Science, Measurement and Instrumentation, Management and Education - Reviews*, v. 128, n. 6, p. 415–441, Sep 1981.
- WAGNER, V. E.; ANDRESHAK, A. A.; STANIAK, J. P. Power quality and factory automation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 26, n. 4, p. 620–626, Jul 1990.
- WINDHORN, A. A hybrid static/rotary ups system. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 28, n. 3, p. 541–545, May 1992.
- WOODLEY, N. H.; MORGAN, L.; SUNDARAM, A. Experience with an inverter-based dynamic voltage restorer. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 14, n. 3, p. 1181–1186, Jul 1999.
- YAN, W.; HUI, S. Y. R.; CHUNG, H. Nonlinear high-intensity discharge lamp model including a dynamic electrode voltage drop. *IEE Proceedings - Science, Measurement and Technology*, v. 150, n. 4, p. 161–167, Jul 2003.
- YAN, W.; TAM, E.; HUI, S. Y. A semi-theoretical fluorescent lamp model for time-domain transient and steady-state simulations. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 6, p. 2106–2115, Nov 2007.
- ZHAN, L.; BOLLEN, M. H. J. Characteristic of voltage dips (sags) in power systems. *IEEE Transactions on Power Delivery*, v. 15, n. 2, p. 827–832, Apr 2000.

ANEXO A – Grandezas Fotométricas

Para um melhor entendimento das análises realizadas neste trabalho, as definições das grandezas fotométricas fundamentais, segundo a NBR ISO/CIE 8995-1 e Simons e Bean (2001), são apresentadas a seguir.

Luz

É a parte da energia radiante, proveniente de fontes naturais e não-naturais, observada através da sensação visual.

Cor

A cor da luz é definida pelo seu comprimento de onda. Do espectro visível, o vermelho é a cor de maior comprimento de onda (750nm) e o violeta é a cor com o menor (400nm).

Temperatura de Cor

É relacionada à luz emitida a partir da elevação de temperatura de um corpo negro com temperatura inicial igual ao zero absoluto. Quanto maior, mais clara é a tonalidade da luz. A unidade de medida é o Kelvin(k).

Fluxo Luminoso

Considerando uma superfície esférica que envolve uma fonte luminosa, o fluxo luminoso é toda a luz fornecida pela fonte luminosa que toca a superfície. Sua unidade de medida é o Lúmen(lm).

Intensidade Luminosa

É o fluxo luminoso emitido em uma direção específica para 1 esferorradiano. Sua unidade é o Candela(Cd).

Iluminância

Corresponde ao fluxo luminoso que incide sobre uma superfície situada a uma certa distância da fonte luminosa, dada em Lux(lx). Um Lux equivale a iluminância de uma superfície plana de 1m^2 na qual incide perpendicularmente o fluxo de um Lúmen.

Luminância

É a intensidade luminosa que atinge um observador proveniente de uma fonte luminosa ou da reflexão de uma superfície. Sua unidade é o Candela por metro quadrado (cd/m^2).

Eficiência Luminosa

É a relação entre o fluxo luminoso emitido pela fonte e a potência elétrica por ela absorvida. Sua unidade é o Lúmen por Watt (lm/w).

ANEXO B – Teste de Iluminância

Luxímetro

O luxímetro é um aparelho que mede a iluminância. Seu princípio de funcionamento se baseia no efeito fotoelétrico. Quando a luz incide na célula fotoelétrica existente no aparelho, ocorre a transdução do sinal luminoso em elétrico através de um circuito eletrônico. Dessa maneira, ocorre a apresentação do valor de iluminância no display do equipamento ou via comunicação com computadores. O modelo de luxímetro utilizado neste trabalho é apresentado na Figura 87.

Figura 87 – Luxímetro



Fonte: (MINIPA, 2011)

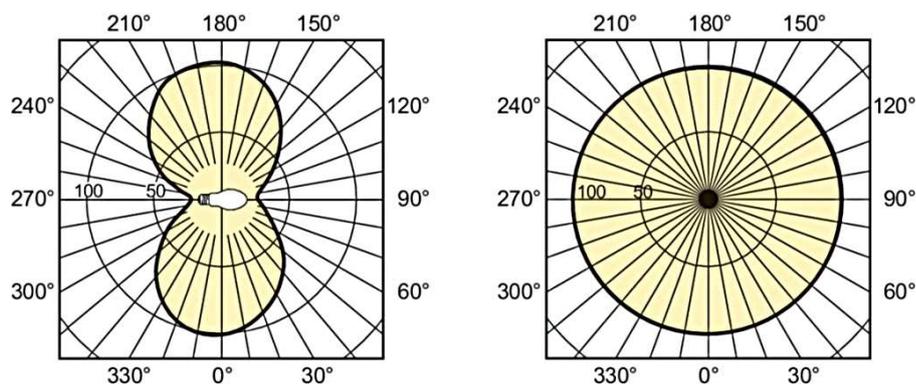
Esse equipamento possui uma taxa de amostragem de 100 vezes por segundo e possibilita o registro de até 10 amostras no mesmo período. O limite de medição é de 20klux, possuindo precisão de 3%.

Metodologia de Teste de Iluminância em Lâmpadas Avulsas

Através das curvas fotométricas das lâmpadas ovóides vistas na Figura 88 (PHILIPS, 2018), nota-se que a maior intensidade luminosa ocorre radialmente.

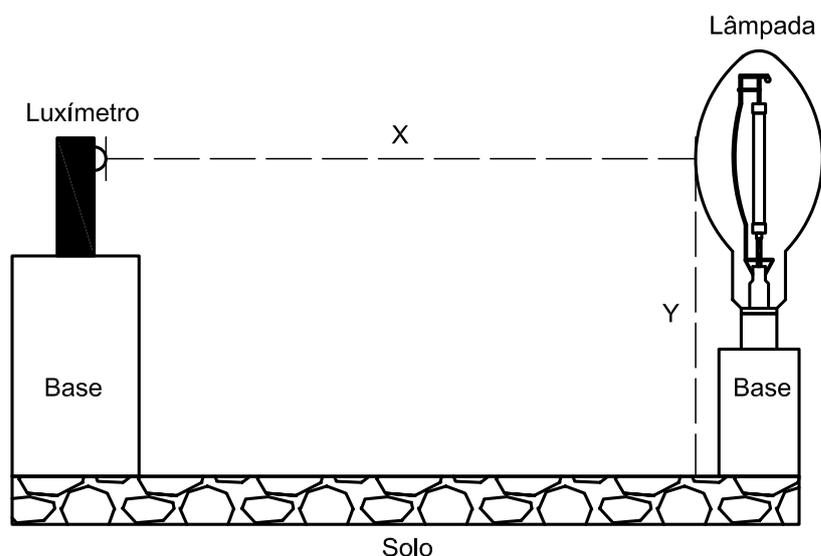
Assim, a disposição dos componentes apresentada na Figura 89 possibilita a medição da máxima iluminância da lâmpada, desconsiderando-se o uso de refletores (RAKOTOMALALA et al., 2014).

Figura 88 – Curvas Fotométricas da Lâmpada Ovóide HPS



Fonte: (PHILIPS, 2018)

Figura 89 – Arranjo para Teste de Iluminância



Fonte: Autoria Própria (2019)

Nota-se que o percurso "X" deve ser livre e, para uma medição coerente, deve-se considerar os efeitos reflexivos e de iluminância própria do ambiente. Para os testes realizados neste trabalho, foram considerados os valores de X e Y iguais a 5m e 30cm, respectivamente. As medições se realizaram à noite e com as luzes do ambiente apagadas. Assim como especificado na Portaria n.º20, de 15 de fevereiro de 2017, do INMETRO, as medições de iluminância devem ser feitas com a lâmpada em regime permanente, ou seja, após a sua fase de aquecimento.

ANEXO C – Otimização dos Parâmetros do Modelo DBDA

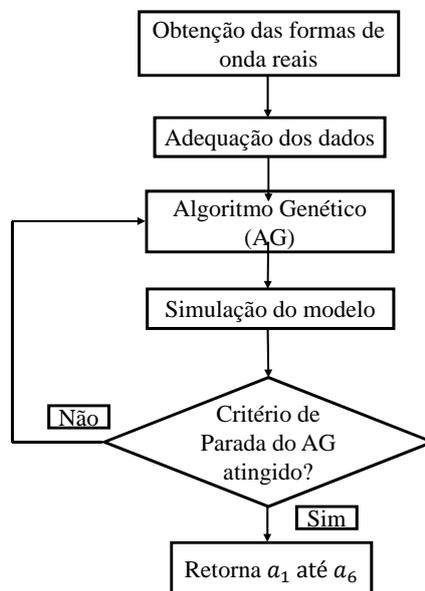
Neste trabalho, a otimização dos parâmetros do modelo DBDA é realizada conforme a Equação C.1.

$$f_{obj}(a_1 \dots a_6) = \min \sum_{i=0}^n abs(V_{med_i} - V_{dbda_i}) + abs(I_{med_i} - I_{dbda_i}) \quad (C.1)$$

Em que n é o número de amostras do sinal, V_{med_i} é a tensão medida no ponto i , V_{DBDA_i} é a tensão simulada no ponto i , I_{med_i} é a corrente medida no ponto i e I_{DBDA_i} é a corrente simulada no ponto i .

A sequência dos passos para a resolução do problema é vista através do fluxograma apresentado na Figura 90.

Figura 90 – Fluxograma Representativo das Etapas do Algoritmo de Otimização dos Parâmetros do Modelo DBDA



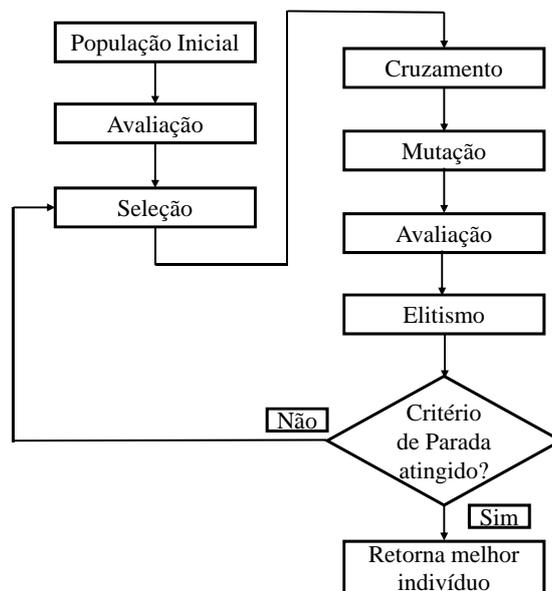
Fonte: Autoria Própria (2019)

Inicialmente, realiza-se a obtenção das formas de onda reais de tensão e corrente da lâmpada. Para isso, utiliza-se do osciloscópio TPS 2024B TEKTRONIX ®, que possibilita a gravação dos sinais em passos de 100 us. Os sinais adquiridos são salvos em arquivos

adequados para a leitura pelo software MATLAB®. Após isso, é necessária a adequação dos sinais mensurados para sua comparação com os sinais obtidos computacionalmente, o que é feito através do deslocamento temporal para o ajuste em fase. Para obtenção da função objetivo, os parâmetros gerados pelo AG alimentam o modelo DBDA implementado em ambiente SIMULINK®, em que os resultados obtidos de tensão e corrente são salvos para a devida manipulação matemática junto aos valores mensurados. O período de amostragem utilizado para a obtenção da função objetivo corresponde a dois ciclos dos sinais, compreendendo um total de 333 amostras de tensão e da mesma quantidade para a corrente.

O AG utilizado foi implementado conforme o fluxograma da Figura 91.

Figura 91 – Fluxograma Representativo das Etapas do Algoritmo Genético



Fonte: Autoria Própria (2019)

Primeiramente, define-se uma população inicial de indivíduos (soluções candidatas) e realiza-se a sua avaliação, ou seja, é estimado o valor da função objetivo para cada solução candidata. Dentro de um processo iterativo, selecionam-se os indivíduos que proporcionarão a geração de novos, atualizando a população a partir dos processos de cruzamento e mutação. Esses novos indivíduos são avaliados e, através do processo de elitismo, mantém-se o indivíduo melhor avaliado até então na população corrente. Ao se atingir um critério de parada, obtém-se a solução ótima. Este critério pode ser, por exemplo, o número máximo de avaliações da função objetivo.