

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

João Paulo Mazzotti

**IMUNIDADE CONTRA SURTOS DE TENSÃO
EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

Santa Maria, RS
2018

João Paulo Mazzotti

**IMUNIDADE CONTRA SURTOS DE TENSÃO
EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

Orientador: Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa

Santa Maria, RS
2018

Mazzotti, João Paulo
IMUNIDADE CONTRA SURTOS DE TENSÃO EM SISTEMAS DE
ILUMINAÇÃO / João Paulo Mazzotti.- 2018.
84 p.; 30 cm

Orientador: Marco Antônio Dalla Costa
Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica, RS, 2018

1. Diodos Emissores de Luz 2. Compatibilidade
Eletromagnética 3. Surto de Tensão I. Dalla Costa, Marco
Antônio II. Título.

João Paulo Mazzotti

**IMUNIDADE CONTRA SURTOS DE TENSÃO
EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Iluminação da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM, RS), como requisito parcial para a obtenção do título de **Mestre em Engenharia Elétrica.**

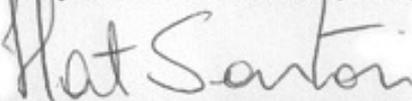
Aprovado em 28 de Fevereiro de 2018:



Marco Antônio Dalla Costa, Dr. (UFSM)
Presidente/Orientador



Alysson Raniere Seidel, Dr. (UFSM)



Hamiltom Confortin Sartori, Dr. (URI FW)
Participação por videoconferência

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos os que, de alguma forma, me ajudaram a completar mais uma etapa de minha vida, em especial, mas não se limitando, a todos os que seguem.

Ao grupo GEDRE, particularmente ao meu orientador Prof. Dr. Marco Antônio Dalla Costa, pelo apoio, desde a conciliação da distância, para que fosse possível a participação em todas as disciplinas essenciais e necessárias dentro do menor tempo possível até o suporte dado em todas as dúvidas, com sugestões de melhorias, sempre com dedicação e empenho.

Aos professores que compartilharam seus imensos conhecimentos em todas as disciplinas cursadas ao longo desses anos, em especial aos Profs. Drs. Hamilton Confortin Sartori, Álysson Raniere Seidel e Douglas Camponogara, por disporem seu precioso tempo para a análise e críticas deste trabalho aceitando o convite para comporem banca desta dissertação.

Ao Laboratório da CIENTEC, em disputa com o Governo do Estado para não ser extinta, que possui os equipamentos desejáveis por todos da área deste estudo, por ter aberto suas portas para os ensaios deste trabalho.

À minha mãe, Rosani, por todo o amor que sempre teve por mim e, principalmente, por questionar sistematicamente o andamento do trabalho, sempre com as melhores intenções, me “empurrando” para levá-lo a termo, sem me deixar esmorecer.

À minha namorada, Tereza, por entender todas as noites em claro, a falta de atenção nos momentos de grande concentração para a conclusão do trabalho e, em especial, pelos momentos em que ela me forçou a continuar na frente do computador.

E, por fim, ao meu pai, Paulo, que foi meu confidente, psicólogo, amigo e, por muitas vezes, serviu como base de sustentação, não só na graduação, ou na busca pelo título de mestre, mas na vida inteira. Sem ele não conseguiria as realizações que obtive até agora, e não seria quem eu sou.

A menos que modifiquemos a nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo.

(Albert Einstein)

RESUMO

IMUNIDADE CONTRA SURTOS DE TENSÃO EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO

AUTOR: João Paulo Mazzotti
ORIENTADOR: Marco Antônio Dalla Costa

Este trabalho apresenta uma abordagem alternativa na análise da redução dos capacitores eletrolíticos em sistemas de iluminação. Enquanto a grande parte dos trabalhos verifica exclusivamente o funcionamento do circuito, não contempla o impacto que essa redução causa à imunidade eletromagnética do sistema, tornando-a mais suscetível a surtos de tensão. O trabalho inicia apresentando uma breve revisão bibliográfica sobre compatibilidade eletromagnética, focando na proteção contra surtos de tensão. Traz, ainda, os ensaios para imunidade eletromagnética em que o circuito deve cumprir definidos pela norma IEC 61547. O circuito de proteção analisado é composto de dois elementos, um em série com a entrada da fonte que atua em caso de falha; e outro em paralelo, o qual é responsável pela absorção da energia do surto. O dimensionamento desses elementos é feito de tal forma que atuem apenas absorvendo o surto quando aconteça, sem falha precoce ou atuação em operação normal do conversor. E, por fim, trazemos um estudo de caso no qual o circuito calculado é aplicado em duas configurações de drivers para iluminação pública, observando-se que a diminuição do capacitor de barramento torna o circuito mais suscetível a falhas catastróficas devido aos surtos de tensão.

PALAVRAS-CHAVE: Diodos Emissores de Luz; Compatibilidade Eletromagnética; Surto de Tensão.

ABSTRACT

SURGE VOLTAGE IMMUNITY IN LIGHTING DRIVERS

AUTHOR: João Paulo Mazzotti
ADVISOR: Marco Antônio Dalla Costa

This work presents a new point of view about electrolytic capacitor reduction in lighting systems. While most of studies focus only in the functionality of the driver, as ripple current and time response they don't check the response of the circuit with reduced capacitance on electromagnetic compatibility mainly against surge voltage. This work starts with a bibliographic study on electromagnetic compatibility focusing in surge immunity requirements looking for compliance with IEC 61547 test and requirements. The surge protection device to be analyzed has two components; one is series impedance triggering at driver failure and another in parallel in charge to absorb the surge energy designing these elements to absorb the surge when it happens without acting under normal operation of the driver. Finishing the work is presented a case study using the designed surge protection circuit in two different configuration of a resonant converter being able to verify that reducing the driver capacitance makes the circuit more susceptible against surge voltages.

KEYWORDS: Light Emitting Diode; Electromagnetic Compatibility; Voltage Surge.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Representação gráfica dos limites de EMI e EMS de um equipamento eletrônico	19
Figura 2 – Compatibilidade eletromagnética, relação entre emissão e susceptibilidade.....	20
Figura 3 – Estrutura da Norma IEC 61547.....	23
Figura 4 – Montagem do teste de imunidade à descarga eletrostática	24
Figura 5 – Câmara de Gtem.....	25
Figura 6 – Forma de onda da radiofrequência radiada	26
Figura 7 – Forma de onda dos transientes elétricos rápidos aplicados.....	28
Figura 8 – Forma de onda da radiofrequência injetada	29
Figura 9 – Circuito simplificado do gerador de impulso.....	30
Figura 10 – Forma de onda da tensão do surto.....	31
Figura 11 – Forma de onda da corrente de surto quando fonte em curto-circuito	31
Figura 12 – Esquema de ligação para surto de tensão entre linha e neutro.....	32
Figura 13 – Esquema de ligação para surto de tensão entre linha ou neutro e terra.....	32
Figura 14 – Possíveis tipos de descargas atmosféricas.....	35
Figura 15 – Ligação simplificada de uma instalação elétrica.....	37
Figura 16 – Mapa mundial de dias por ano em que ocorrem descargas atmosféricas	38
Figura 17 – Configuração para dispositivos de proteção	41
Figura 18 – Curva V-I ideal.....	43
Figura 19 – Categorias de Proteção	44
Figura 20 – Circuito Extra de Proteção	46
Figura 21 – Gráfico i^2t x número de pulsos de fusíveis.....	48
Figura 22 – Malha de circuito simples	51
Figura 23 – Plotagem da curva V-I com a curva de tensão	52
Figura 24 – Decréscimo da capacidade de dissipação por temperatura varistor série LA da Littelfuse	52
Figura 25 – Esquema simplificado de um conversor <i>Buck</i>	56
Figura 26 – Formas de onda de entrada e saída de um conversor <i>Buck</i>	56
Figura 27 – Esquema simplificado de um conversor <i>Buck</i>	57
Figura 28 – Esquema simplificado de um conversor <i>Buck-boost</i>	57
Figura 29 – Esquema simplificado de um conversor <i>Flyback</i>	58
Figura 30 – Esquema simplificado de um <i>driver</i> de dois estágios	59
Figura 31 – Esquema simplificado de um conversor ressonante tipo LLC.....	60
Figura 32 – Foto <i>driver</i> com capacitância de 100 μ F.....	63
Figura 33 – Foto <i>driver</i> com capacitância de 15 μ F.....	64
Figura 34 – Curva <i>derating</i>	67
Figura 35 – Divisão da forma de onda de tensão do surto	69
Figura 36 – Ponto de intersecção das curvas do varistor V/I e do varistor selecionado	71
Figura 37 – Equipamento de testes EM UCS 500.....	72
Figura 38 – Fonte com a capacitância reduzida falhou no teste.....	73
Figura 39 – Formato esquemático da onda do surto de tensão com capacitor eletrolítico.....	74
Figura 40 – Forma de onda do surto medido na configuração 1	75
Figura 41 – Forma de onda do surto medido na configuração 2	76
Figura 42 – Curva V-I do varistor utilizado	76

LISTA DE QUADROS

Quadro 1 – Limites dos ensaios de imunidade a transientes elétricos rápidos.....	28
Quadro 2 – Quantidade de dias por ano ocorrendo descargas atmosféricas	39
Quadro 3 – Níveis de surto de tensão	45
Quadro 4 – Níveis de surto de tensão utilizado	45
Quadro 5 – Fórmulas para cálculo da energia de fusão i^2t , de acordo com a forma da onda.....	48
Quadro 6 – Valor de K para cada forma de onda	50
Quadro 7 – Dados de entrada do projeto do estágio de PFC do <i>driver</i>	61
Quadro 8 – Dados de projeto do estágio de PFC do <i>driver</i>	62
Quadro 9 – Dados de projeto do estágio de controle de potência do <i>driver</i>	62

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	Corrente Alternada
AN	Notas de Aplicação (do inglês, <i>Application Note</i>)
CIENTEC	Fundação de Ciências e Tecnologia do Estado do Rio Grande do Sul
CP	Controle de Potência
DC	Corrente Contínua
EFT	Transientes Elétricos Rápidos (do inglês, <i>Electrical Fast Transients</i>)
EMC	Compatibilidade Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Compatibility</i>)
EMI	Interferência Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Interference</i>)
EMS	Suscetibilidade Eletromagnética (do inglês, <i>Electromagnetic Susceptibility</i>)
GDT	Centelhador a Gás (do inglês, <i>Gas Discharge Tube</i>)
GTEM	Célula Gigahertz Transverso Eletromagnético (do inglês, <i>Gigahertz Transverse Electromagnetic</i>)
IEC	Comissão Internacional Eletrotécnica (do inglês, <i>International Electrotechnical Commission</i>)
INMETRO	Instituto Nacional de Metrologia, Qualidade e Tecnologia
LED	Diodo Emissor de Luz (do inglês, <i>Light Emitting Diode</i>)
MOV	Varistor de Óxido Metálico (do inglês, <i>Metal Oxide Varistor</i>)
PFC	Correção do Fator de Potência (do inglês, <i>Power Factor Correction</i>)
PTCs	Termistor com Coeficiente de Temperatura Positiva (do Inglês, <i>Positive Temperature Coefficient</i>)
TVS	Diodo supressor de transiente de tensão (do inglês, <i>Transient Voltage Suppressor</i>)

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO.....	13
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	13
1.2	DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E CONTRIBUIÇÃO.....	15
1.3	RESULTADOS ESPERADOS.....	16
1.4	DELIMITAÇÕES DO TRABALHO	16
1.5	ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO.....	16
2	COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA	18
2.1	INTRODUÇÃO	18
2.2	REPRESENTAÇÃO DAS HARMÔNICAS.....	21
2.3	FONTES GERADORAS DE EMI	21
2.4	SUSCETIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM ILUMINAÇÃO	22
2.4.1	Imunidade à descarga eletrostática.....	24
2.4.2	Imunidade à radiofrequência radiada	25
2.4.3	Imunidade a campo magnético.....	26
2.4.4	Imunidade a transientes elétricos rápidos EFT/Burst.....	27
2.4.5	Imunidade à radiofrequência conduzida.....	28
2.4.6	Imunidade a surtos de tensão	29
2.5	CONCLUSÃO	33
3	SURTOS DE TENSÃO	34
3.1	INTRODUÇÃO	34
3.2	DESCARGAS ATMOSFÉRICAS	35
3.3	EFEITO DAS DESCARGAS ATMOSFÉRICAS	36
3.4	IMPORTÂNCIA DO SURTO DE TENSÃO NA ILUMINAÇÃO	38
3.5	CONCLUSÃO	39
4	CIRCUITOS DE PROTEÇÃO CONTRA SURTOS DE TENSÃO	40
4.1	INTRODUÇÃO	40
4.2	FORMAS DE PROTEÇÃO CONTRA SURTOS EM ILUMINAÇÃO	40
4.2.1	Componente Z1 em série.....	41
4.2.2	Componente Z2 em paralelo.....	42
4.3	NÍVEIS DE PROTEÇÃO PARA DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO.....	44
4.4	CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE PROTEÇÃO.....	46
4.4.1	Cálculo do fusível série do sistema de proteção	46
4.4.2	Cálculo do varistor paralelo do sistema de proteção.....	49
4.5	CONCLUSÃO	53
5	CONVERSORES APLICADOS A ILUMINAÇÃO	54
5.1	INTRODUÇÃO	54
5.2	<i>DRIVERS</i> PASSIVOS.....	55
5.3	<i>DRIVERS</i> ATIVOS	55
5.3.1	<i>Drivers</i> ativos de estágio simples.....	55
5.3.2	<i>Drivers</i> ativos de múltiplos estágios.....	58
5.4	ESTUDOS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO	60
5.5	<i>DRIVER</i> UTILIZADO – CONFIGURAÇÃO 1	61
5.6	<i>DRIVER</i> UTILIZADO – CONFIGURAÇÃO 2	63
5.7	ENSAIO DE SURTO DE TENSÃO	64
5.8	CONCLUSÃO	65
6	ESTUDO DE CASO	66
6.1	CÁLCULO DO FUSÍVEL PARA ATENDIMENTO DO SURTO.....	66

6.1.1	Definição da tensão máxima do fusível	66
6.1.2	Definição da corrente nominal do fusível	66
6.1.3	Cálculo da energia i^2t do fusível	68
6.2	CÁLCULO DO VARISTOR PARA ATENDIMENTO DO SURTO	68
6.2.1	Definição da tensão do varistor	69
6.2.2	Cálculo da energia absorvida pelo varistor	69
6.2.3	Cálculo da corrente de pico do varistor	70
6.2.4	Definição dos requisitos de dissipação do varistor	71
6.2.5	Definição do varistor	71
6.3	APLICAÇÃO DO SURTO DE TENSÃO EM LABORATÓRIO	72
6.4	ENSAIO DE SURTO NA CONFIGURAÇÃO 1	72
6.5	ENSAIO DE SURTO NA CONFIGURAÇÃO 2	72
6.6	FORMAS DE ONDA DO ENSAIO	73
6.6.1	Formas de onda do ensaio aplicado à configuração 1	74
6.6.2	Formas de onda do ensaio aplicado à configuração 2	75
6.7	CONCLUSÃO	77
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	78
7.1	CONCLUSÃO GERAL	78
7.2	TRABALHOS FUTUROS	79
7.3	PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE	79
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	80

1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo é apresentado o contexto no qual se encaixa o estudo sobre imunidade contra surtos de tensão em sistemas de iluminação. Abordam-se as inovações tecnológicas introduzidas pelo uso dos diodos emissores de luz, suas vantagens e desvantagens. Também são trazidos os fatores externos e naturais que interferem na nova tecnologia. Apresentam-se, ainda, as contribuições que serão oferecidas pelo estudo desenvolvido, sua delimitação, seu resultado e a estrutura da dissertação.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Uma parcela da sociedade contemporânea, no afã de maximizar seus lucros e, de outra parte, uma parcela que se preocupa com a sustentabilidade do planeta, nos últimos anos, consciente ou inconscientemente, partiu em busca de uma maior eficiência energética. Essa busca culminou no desenvolvimento de produtos baseados em LED (diodo emissor de luz, do inglês *Light-Emitting-Diodes*). No Brasil, a crescente busca por sistemas de iluminação mais eficientes energeticamente fez com que, nos últimos tempos, a produção e comercialização dos produtos baseados em LED disparassem. Tal crescimento trouxe à tona a necessidade de regulamentação e padronização do mercado, a fim de garantir a qualidade dos equipamentos para os consumidores. O primeiro passo a ser dado para se estabelecerem os requisitos necessários é conhecer as especificações exigidas pelos grandes consumidores de equipamentos de iluminação.

Atualmente, a maioria dos equipamentos de iluminação com LED utilizam conversores chaveados para fornecer a tensão e corrente necessárias. Estudos são realizados com o objetivo de aumentar a confiabilidade dessas fontes, bem como sua eficiência e durabilidade. Esses estudos ajudam a evitar manutenções em sistemas de iluminação e diminuir sua reposição.

A tecnologia LED é, hoje, líder de mercado na área de iluminação artificial, seja pelas suas crescentes formas de aplicação, seja pelas vantagens que ela oferece. O aumento da oferta torna-a cada vez mais popular e acessível financeiramente, já que seu custo cai na medida em que aumenta o seu consumo e diversificação. Além da paulatina redução do seu custo, o baixo consumo de energia e a sua elevada expectativa de vida, podendo chegar até 90.000 horas, segundo Chang et al. (2012) e U.S. Department of Energy (2016), são fatores

que elevam os equipamentos baseados em LED a um patamar superior aos demais concorrentes no mercado. Outra característica que diferencia a tecnologia LED das demais é a sua eficácia luminosa, que pode, de acordo com Schratz et al. (2016), chegar a 160 lm/W. O seu tamanho e a sua resistência são dois outros fatores que diferenciam a tecnologia LED de suas antecessoras, pois, por não possuírem componentes de vidro nem filamentos incandescentes, resistem mais a pancadas e vibrações. Segundo Pinto (2012) e Sá Jr. (2010), suas características tornam as lâmpadas LED compatíveis para substituir as tecnologias hoje existentes e usadas para a iluminação de ambientes internos ou externos, como lâmpadas fluorescentes e de vapor de sódio de alta pressão.

A tecnologia LED não apresenta apenas aspectos positivos e alguns fatores são negativos. Embora constantemente em queda, o fator econômico ainda pesa para algumas camadas sociais menos favorecidas. O custo da tecnologia LED ainda é maior que as tecnologias antigas. Isso acaba pesando mais que o custo/benefício de longo prazo quando da escolha por uma ou outra tecnologia. Outro fator negativo observado na nova tecnologia é o fato de o LED transformar grande parte da energia recebida em calor, obrigando a inclusão de dissipadores para contornar esse problema, o que reflete diretamente no tamanho da luminária e no seu custo.

No conjunto de fatores que interferem no desenvolvimento da nova tecnologia LED, um deles causa muita preocupação, a interferência eletromagnética (EMI). A interferência eletromagnética é um conjunto de sinais involuntários, ou seja, não desejados, que interferem no funcionamento de outros equipamentos ou sistemas. Essas interferências provocam sobretensões, subtensões, picos, entre outros, que podem causar danos transitórios ou permanentes.

No Brasil, país continental onde se tem todos os climas e temperaturas em um mesmo dia, as interferências eletromagnéticas naturais são um constante desafio para os profissionais envolvidos com a nova tecnologia LED. Pródigo em tempestades, o Brasil depara-se, diariamente, com descargas atmosféricas. (INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS, 2017). Descarga atmosférica é uma descarga elétrica, de grande intensidade, ocorrida na atmosfera. Essa descarga pode ser entre nuvens ou entre nuvens e a terra. Sua corrente elétrica emite radiação eletromagnética, parte em forma de luz, e provoca aquecimento e expansão supersônica do ar. A isso se dá, popularmente, os nomes de raio e trovão. (MATTEDE, H., 2015).

As descargas atmosféricas, embora sejam um fenômeno natural, são absolutamente imprevisíveis e aleatórias, com efeitos destruidores se absorvidas por sistemas ou equipamentos. Por isso, é imprescindível que qualquer equipamento elétrico ou eletrônico, possua eficientes sistemas de proteção contra surtos de tensão. Desse modo, este tema é tratado em detalhe nesta dissertação.

A importância de buscar, permanentemente, a imunidade contra surtos de tensão em sistemas de iluminação, como forma de protegê-los das interferências eletromagnéticas (EMI), reside no permanente crescimento da tecnologia LED em aplicações comerciais, residenciais e públicas de iluminação. Os sistemas de iluminação por LED, por suas características – necessidade de equilibrar a diferença de energia entre a potência de entrada e de saída, além da incapacidade de regularem a própria corrente – precisam de um circuito eletrônico (*driver*) para fornecer os níveis corretos de corrente e tensão. Para que os equipamentos LED se tornem economicamente desejáveis, seu custo deve ser compensado por uma alta eficiência e por uma longa vida útil. Como circuitos eletrônicos são suscetíveis à interferência magnética, é necessário que possuam, ademais, um eficaz sistema de proteção contra surtos.

1.2 DEFINIÇÃO DO PROBLEMA E CONTRIBUIÇÃO

O atual cenário brasileiro com seguidos aumentos nos custos de energia elétrica acaba tornando comum a busca por reduções no consumo de energia. Nesse contexto, a migração dos sistemas de iluminação para tecnologias de LED apresenta-se uma realidade. Cada vez mais, os LEDs são o foco de estudos que buscam aumentar a eficácia dos sistemas de iluminação, reduzindo a quantidade de energia para que seja emitida a mesma quantidade de luz no ambiente.

O conversor que acompanha as cargas feitas com tecnologia LED possui importância fundamental para a durabilidade do sistema de iluminação como um todo, uma vez que, ao falharem, comprometerão toda a iluminação. Assim, é importante que o sistema esteja em conformidade com o ambiente e seja projetado, para que suporte as condições a que estará sujeito ao longo da vida.

Com a alta expectativa de vida dos LEDs, vários estudos estão sendo realizados, buscando aumentar a confiabilidade dos sistemas de iluminação, especialmente com a redução das capacitâncias do sistema, com o objetivo de evitar a utilização de capacitores

eletrolíticos. (WANG, B. et al., 2010; WANG, S. et al., 2012; ARIAS, M., et al., 2013). Porém, os estudos tratam apenas das especificações do *driver* e seu funcionamento, e não há estudos que tratem da confiabilidade do produto contra as interferências eletromagnéticas do ambiente externo, ao qual ele está submetido ao longo da vida.

O objetivo deste trabalho é projetar um circuito de proteção para uma fonte de alimentação para LEDs e verificar o comportamento para duas configurações de um *driver* de 150 W, sendo a primeira com a capacitância de barramento elevada (100 uF); e a segunda, com uma capacitância de barramento reduzida (15 uF). Este estudo tem o foco na importância de os dispositivos de iluminação suportarem surtos de tensão para evitar que a falha ocorra em um momento aleatório da vida do produto, baseado nas normas vigentes para esse quesito.

1.3 RESULTADOS ESPERADOS

Através do dimensionamento do circuito de proteção contra surtos, espera-se que os conversores analisados atendam às normas de proteção contra surtos de tensão vigentes para sistemas de iluminação. Com isso, aumenta-se a confiabilidade contra eventos aleatórios que possam vir a ser causados por descargas atmosféricas, que são os principais causadores dos surtos de tensão nas redes de baixa tensão.

1.4 DELIMITAÇÕES DO TRABALHO

Este trabalho limita-se ao projeto de um circuito de proteção contra surtos, aplicado na entrada de um dispositivo de iluminação, trazendo, também, os resultados obtidos em laboratório com a utilização do circuito de proteção calculado.

1.5 ORGANIZAÇÃO DA DISSERTAÇÃO

A seguir, é apresentada a estrutura dos demais capítulos desta dissertação.

O capítulo dois tratará dos conceitos de compatibilidade eletromagnética (EMC), interferência eletromagnética (EMI) e suscetibilidade eletromagnética (EMS) e suas diferenças. São abordadas as suscetibilidades eletromagnéticas incidentes sobre sistemas de iluminação, os limites determinados pela norma IEC 61547, as formas de teste e as condições de aprovação da norma IEC 61000. Trata-se sobre a imunidade de sistemas de iluminação a

eventos indesejados, como descargas eletrostáticas, radiofrequência radiada, campos magnéticos, transientes elétricos rápidos EFT/Burst, radiofrequência conduzida e surtos de tensão.

No terceiro capítulo abarcam-se os surtos de tensão e sua importância para os sistemas de iluminação e das descargas atmosféricas, além de seus efeitos sobre os diversos equipamentos suscetíveis à interferência eletromagnética (EMI).

O foco principal desta dissertação, que compreende os circuitos de proteção contra surtos de tensão, é o assunto do capítulo quatro. Nele detalham-se as formas de proteção contra surtos de tensão em iluminação, com componentes em série e em paralelo e demonstra-se o cálculo do fusível, ligado em série, e do varistor, ligado em paralelo, num sistema de proteção.

Para fins de comprovação das informações teóricas, no capítulo cinco descreve-se um estudo de caso, momento em que são demonstrados os cálculos para dimensionamento de fusível e varistor. Além disso, define-se o componente adequado para compor o circuito de proteção. Ainda neste capítulo, demonstra-se a aplicação do surto de tensão em laboratório.

No sexto e último capítulo são traçadas as considerações finais e as conclusões gerais obtidas na realização do presente trabalho. São, também, informadas sugestões para pesquisas futuras e o trabalho científico publicado durante o desenvolvimento desta dissertação.

2 COMPATIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA

O capítulo que segue traz um resumo que busca elucidar as principais diferenças entre os conceitos que envolvem a compatibilidade eletromagnética (EMC), como a interferência eletromagnética (EMI) e as principais diferenças em relação à suscetibilidade eletromagnética (EMS).

2.1 INTRODUÇÃO

A interferência eletromagnética (EMI) consiste em um conjunto de sinais eletromagnéticos não intencionais que interferem no funcionamento de outros sistemas. Esses sinais não são visíveis para o sistema que sofre a interferência. Para evitar-se a interferência eletromagnética (EMI), são necessárias medidas apropriadas para sua detecção e neutralização.

A interferência eletromagnética está em todo o lugar e é inevitável. Ela está presente desde os fenômenos da natureza, como raios ou descargas eletrostáticas, até em sistemas criados para um determinado propósito, como motores, linhas de transmissão e fontes chaveadas. (LEVITT, 2001).

Qualquer sistema – que possua uma variação de campo elétrico ou magnético – pode ser uma possível fonte de interferência eletromagnética. Sendo assim, qualquer dispositivo eletrônico pode ser um potencial gerador de interferência eletromagnética.

Algumas fontes de emissões eletromagnéticas possuem apenas uma estreita faixa de frequência. Outras, como as linhas de transmissão de alta tensão, geram emissões eletromagnéticas na frequência de 60 Hz. Nos transmissores de rádio, as emissões são codificadas em uma frequência portadora. Os receptores de rádio as transformam, amplificam e decodificam.

Cada dia mais em uso, computadores e equipamentos eletrônicos digitais são outras fontes significativas de emissões eletromagnéticas, com utilização de impulsos digitais, comunicação binária. Cada informação é representada por uma sequência desses dígitos, a sequência binária. A velocidade de transição de desligado para ligado, e vice-versa, é o fator preponderante na determinação espectral das formas de onda, ou seja, quanto menor o tempo de transição do pulso maior a geração de gamas de frequências. O conteúdo espectral dos

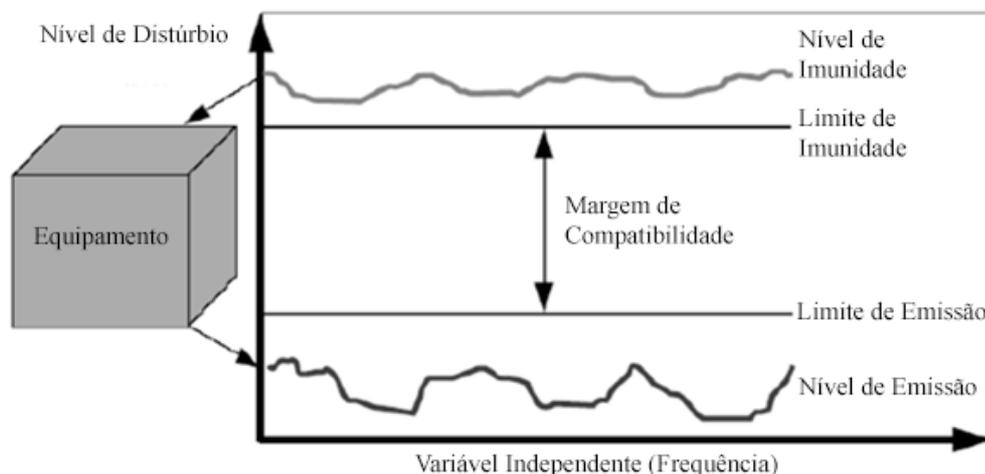
dispositivos digitais ocupa uma ampla gama de frequências e pode também causar interferência em dispositivos elétricos e eletrônicos. (PAUL, 2006).

Interferências eletromagnéticas podem causar diversos tipos de distorção em sistemas eletrônicos, desde variações na tensão da rede de alimentação dos dispositivos até interferências do próprio campo magnético gerado por um circuito eletrônico, a outros que compartilham o mesmo meio, o que pode acarretar danos instantâneos ou permanentes.

Quando um sistema é capaz de trabalhar em um ambiente que possua outros sistemas geradores de interferência eletromagnética, sem que o ambiente interfira em seu funcionamento, esse sistema é considerado imune eletromagneticamente àquele ambiente. Essa característica pode ser medida por intermédio da suscetibilidade eletromagnética do sistema (EMS).

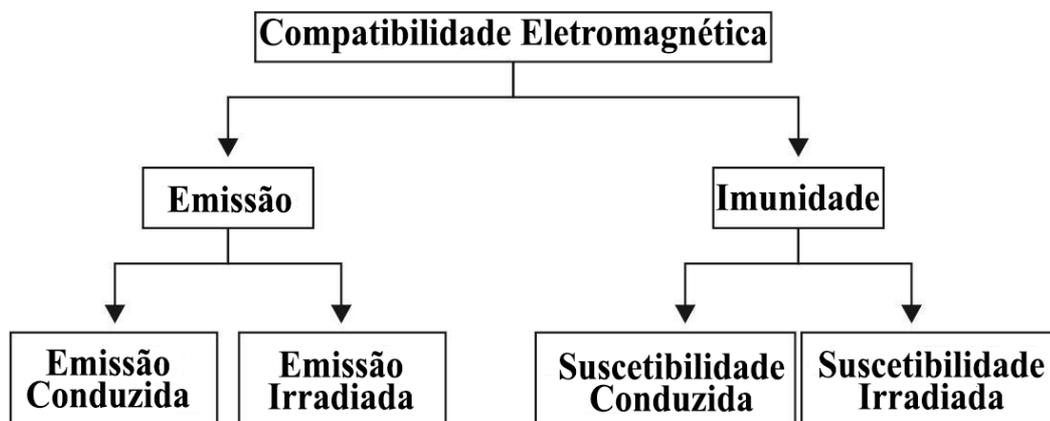
Um sistema eletrônico – capaz de funcionar adequadamente com outros sistemas eletrônicos, produzindo níveis de interferências eletromagnéticas dentro de limites aceitáveis, e não sendo suscetível a níveis de interferência eletromagnética do meio no qual está sendo utilizado – é considerado um dispositivo eletromagneticamente compatível àquele ambiente. Ou seja, para o sistema ser eletromagneticamente compatível (EMC), ele deverá interferir com níveis de ruído dentro dos limites aceitáveis de sua aplicação, bem como deverá operar dentro de ambientes ruidosos pré-estabelecidos. Estes limites, geralmente, são definidos através de normas regulamentadoras, e que terão uma margem de segurança, conforme pode ser visualizado na Figura 1. (PEREZ, 2013).

Figura 1 – Representação gráfica dos limites de EMI e EMS de um equipamento eletrônico



A compatibilidade eletromagnética divide-se em duas partes: Interferência e Susceptibilidade. Podemos observar essa divisão na forma esquemática da Figura 2. A interferência eletromagnética aborda a quantidade de ruído eletromagnético inserido no ambiente por um determinado equipamento, de forma conduzida ou radiada. Por outro lado, a susceptibilidade eletromagnética trata da solidez de um equipamento a perturbações eletromagnéticas conduzidas ou radiadas.

Figura 2 – Compatibilidade eletromagnética, relação entre emissão e susceptibilidade



Fonte: Adaptado de TOTH; FUZIHARA (2015)

O projeto de um equipamento eletromagneticamente compatível não deve focar apenas no funcionamento desejado. É fundamental que o dispositivo projetado atenda aos requisitos normatizados exigidos nos países em que os produtos serão utilizados. Sem atender às normas de compatibilidade eletromagnéticas, ele poderá sofrer danos ou causar interferências em outros produtos, antes do desejado ou ao ser colocado no mercado. Além disso, havendo a dificuldade ao tentar vendê-lo ou, até mesmo, a perda de credibilidade da marca, torna-se um desperdício projetá-lo. Portanto, as técnicas e a metodologia de projeto de EMC tornaram-se uma parte integrante dos projetos (PAUL, 2006).

Nos capítulos seguintes são tratadas as principais consequências das interferências eletromagnéticas em sistemas de iluminação, as normas específicas para compatibilidade eletromagnética em sistemas de iluminação, entrando mais profundamente nos surtos de tensão consequentes de interferências eletromagnéticas. São abordados os principais circuitos de acionamento e controle utilizados em sistemas de iluminação. Também são apresentadas as proteções dos circuitos contra os surtos, finalizando com a simulação dos circuitos

conversores e a implantação prática desses circuitos em laboratório, utilizando equipamentos de aplicação de surtos de tensão de acordo com as normas IEC 61547 e IEC 61000-4-5.

2.2 REPRESENTAÇÃO DAS HARMÔNICAS

As formas de onda mais comuns são a senoidal pura, devido à forma de onda da rede de alimentação, e a forma de onda quadrada resultante da comutação das fontes chaveadas. Uma onda senoidal pura que não apresente distorção, com determinada frequência e determinada amplitude, não apresenta componentes harmônicos acima da frequência fundamental. Ao se retificar uma onda senoidal, são produzidos componentes harmônicos pares. A forma de onda quadrada possui uma frequência fundamental e contém todos os seus componentes harmônicos ímpares. Entre os extremos estão as formas de onda retangular, trapezoidal, oscilatória decorrentes de um pulso ou transiente. Essas formas de onda possuem combinações entre os componentes harmônicos pares e ímpares.

Se, repentinamente, ocorre uma mudança de amplitude em uma corrente ou tensão, as alterações nas derivadas de tensão (dV/dt) e corrente (dI/dt) produzem componentes harmônicos de natureza elétrica ou magnética, respectivamente. Exemplos do que produz essas formas de onda são os diodos da ponte retificadora de entrada, os diodos retificadores do estágio de potência e os dispositivos semicondutores que operam em comutação. Se conhecermos o espectro de frequências das formas de onda, podemos prever o espectro de frequências da resposta e determinar a própria resposta. Para isso, é necessária a conversão da grandeza mostrada no domínio do tempo para o domínio da frequência (LIZ, 2003).

2.3 FONTES GERADORAS DE EMI

As fontes de emissões eletromagnéticas podem ser naturais ou artificiais. Uma das mais relevantes fontes de emissão eletromagnética é encontrada nos conversores estáticos. Os conversores estáticos processam a energia elétrica proveniente de uma fonte de sua forma original para a forma de energia requerida por uma carga. Neste processo, os conversores estáticos oferecem combinações: CA/CA (corrente alternada para corrente alternada), CA/CC (corrente alternada para corrente contínua), CC/CC (corrente contínua para corrente contínua) e CC/CA (corrente contínua para corrente alternada).

Os conversores estáticos mais utilizados são os que fornecem a combinação CA/CC, que são conhecidos como fontes chaveadas e estão presentes em praticamente todo equipamento eletrônico com alimentação CA, de rádios a grandes computadores. Também são amplamente utilizadas em controles industriais de processos (LIZ, 2003).

A utilização em grande escala das fontes chaveadas decorre das inúmeras vantagens que oferecem em relação às fontes lineares, como volume e peso reduzidos, o alto rendimento, a alta densidade de potência, além de possuírem excelente controle. O núcleo do transformador das fontes lineares pode ter dezenas de quilos de aço silício para converter a tensão alternada da entrada para o nível desejado de tensão. No caso das fontes chaveadas, a tensão senoidal de entrada é retificada para uma tensão CC. Essa tensão CC é transformada em uma onda quadrada de alta frequência, com uma frequência fundamental que pode ir de 10 kHz até centenas de kHz. Esta frequência de chaveamento propaga-se através do transformador, e então o seu núcleo pode ser pequeno em comparação ao núcleo para 60 Hz. A tensão de saída do transformador passa por um retificador e um filtro com vistas a se obter a tensão CC de saída projetada. Além disso, a fonte chaveada é mais eficiente, tipicamente 90% *versus* uma eficiência máxima de 50% para uma fonte linear, o que se faz como a escolha ideal para iluminação. (HELDWEIN, 2015; LIZ, 2003).

2.4 SUSCETIBILIDADE ELETROMAGNÉTICA EM ILUMINAÇÃO

Os dispositivos de iluminação sempre foram conhecidos como sistemas robustos contra interferências eletromagnéticas, devido à utilização de reatores eletromagnéticos como dispositivos para acionamento e alimentação das lâmpadas de descarga. Com a evolução dos sistemas de iluminação, buscando dispositivos cada vez mais eficientes, foram sendo pesquisadas diferentes alternativas para os dispositivos de iluminação. Assim, surgiram os reatores eletrônicos. Os reatores eletrônicos utilizam componentes que causam ruídos eletromagnéticos no ambiente do qual fazem parte. Eles também são sensíveis a ruídos gerados por outros sistemas, sendo necessário que os dispositivos sejam compatíveis entre si e com o ambiente ao qual eles serão submetidos.

Para um dispositivo de iluminação ser compatível eletromagneticamente, ele deve atender a três critérios:

- a) não causar interferência em outros dispositivos;
- b) não ser suscetível à emissão de ruído de outros dispositivos;

c) não causar interferência em si mesmo.

Um dispositivo considerado apenas imune a distúrbios eletromagnéticos deve atender especificamente aos itens b e c.

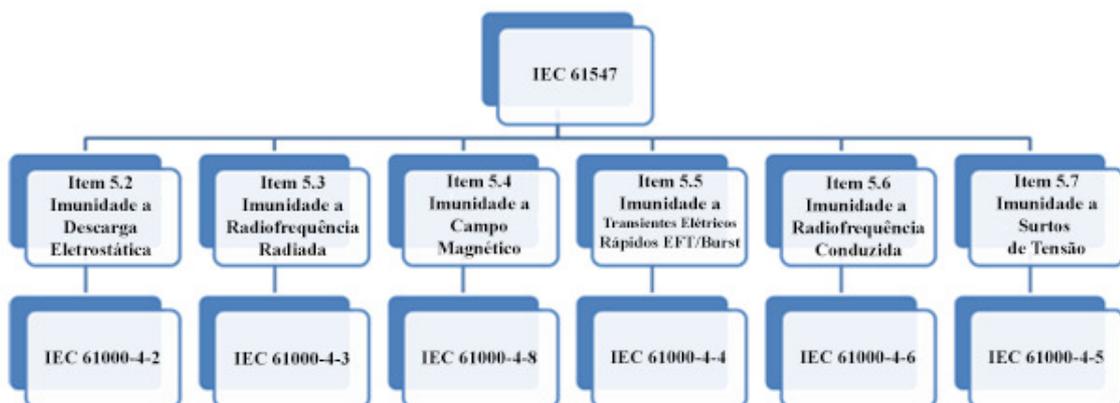
Para iluminação, os limites e níveis de imunidade de um dispositivo são definidos por normas específicas de cada região onde o dispositivo será utilizado como, a exemplo, a norma IEC 61547, utilizada como referência para regiões europeias, e a qual será utilizada no Brasil.

A norma IEC 61547 – Equipamento para iluminação de uso geral – requisitos para imunidade eletromagnética, do inglês *Equipment for general lighting purposes - EMC immunity requirements* –, define a conformidade necessária para um dispositivo ser considerado imune para ambientes de iluminação, trazendo os valores e as metodologias necessários para os ensaios.

A conformidade de um dispositivo à norma dar-se-á quando o dispositivo for submetido a seis testes. Cada teste é referenciado a um item da norma e usa como referência uma das normas IEC 61000-4 e suas respectivas partes. Uma estrutura visual de cada teste necessário para a imunidade de um dispositivo de iluminação é demonstrada na Figura 3.

Cada item da norma é tratado individualmente nos tópicos seguintes do presente trabalho. São mostradas as suas particularidades e a forma de condução dos ensaios para a sua conformidade. Destacam-se os itens da norma IEC 61547 que trazem os limites a serem aplicados nos ensaios, bem como as condições de aprovação que devem ser atendidas e, da norma IEC 61000-4 e suas partes, as formas com que os testes devem ser conduzidos.

Figura 3 – Estrutura da Norma IEC 61547



Fonte: Autor.

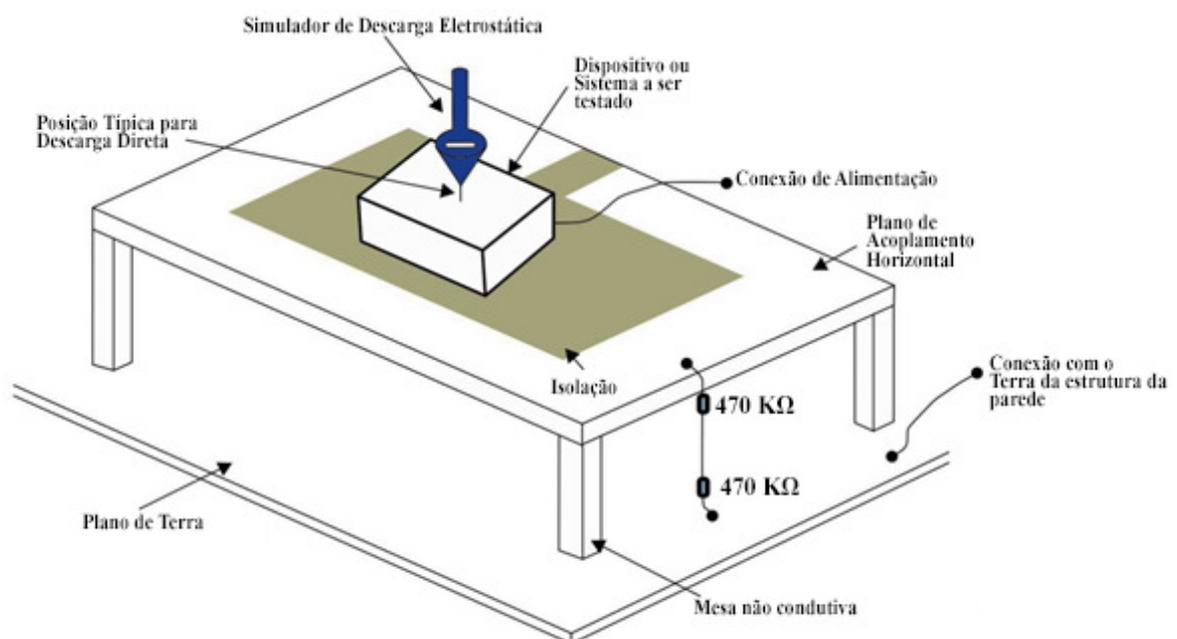
2.4.1 Imunidade à descarga eletrostática

O item 5.2 da norma IEC 61547 trata da imunidade dos dispositivos a descargas eletrostáticas. Dependendo da estrutura do dispositivo, a descarga eletrostática pode ser destrutiva para os seus componentes internos. Grande parte dos sistemas necessita de um nível de proteção contra descargas eletrostáticas, também conhecido como ESD, uma vez que qualquer área de manuseio do dispositivo pode ser submetida a elas.

O teste é montado de acordo com a norma IEC 61000-4-2 e é ilustrado na Figura 4. O dispositivo ou sistema que será testado é colocado em um plano de acoplamento horizontal, com um isolamento entre os dois. As ligações com as redes de alimentação deverão ser feitas na mesa não condutiva, e a conexão entre o plano de acoplamento horizontal e o plano de terra deve ser feita através de dois resistores de 470 k Ω . O simulador de descarga eletrostática deve ser aterrado e as descargas são realizadas diretamente no dispositivo.

Para aprovação do dispositivo durante o ensaio, deve ser monitorado o fluxo luminoso do dispositivo que está sendo testado. Não é necessária a manutenção do fluxo luminoso inicial durante o ensaio. O fluxo luminoso poderá variar para qualquer valor; porém, após um minuto do término do ensaio, o fluxo luminoso deverá retornar para o observado inicialmente.

Figura 4 – Montagem do teste de imunidade à descarga eletrostática



2.4.2 Imunidade à radiofrequência radiada

O item 5.3 da norma IEC 61547 estabelece a forma de ensaios de imunidade contra irradiações de campos magnéticos, na faixa de radiofrequência, para equipamentos eletrônicos e elétricos.

Para esse ensaio, o dispositivo deve ser testado em um ambiente sem influências eletromagnéticas externas. Para isso, deve ser utilizada uma câmara anecóica ou uma célula Gtem, (do inglês, *Gigahertz Transverse Electromagnetic* ou célula gigahertz transverso eletromagnético), que consiste em ambientes produzidos especificamente para evitar que distúrbios eletromagnéticos externos entrem no ambiente de ensaio.

Uma câmara anecóica é um espaço construído com isoladores próprios, com formatos específicos, geralmente nas paredes do espaço. Já células Gtem são um tipo de linha de transmissão expandida, em formato de cunha, que possuem um espaço interno específico para cada tipo de ensaio desejado.

A Figura 5 mostra uma câmara Gtem utilizada para esse tipo de ensaio no laboratório do CIENTEC – Fundação de Ciência e Tecnologia, do Estado do Rio Grande do Sul.

Figura 5 – Câmara de Gtem

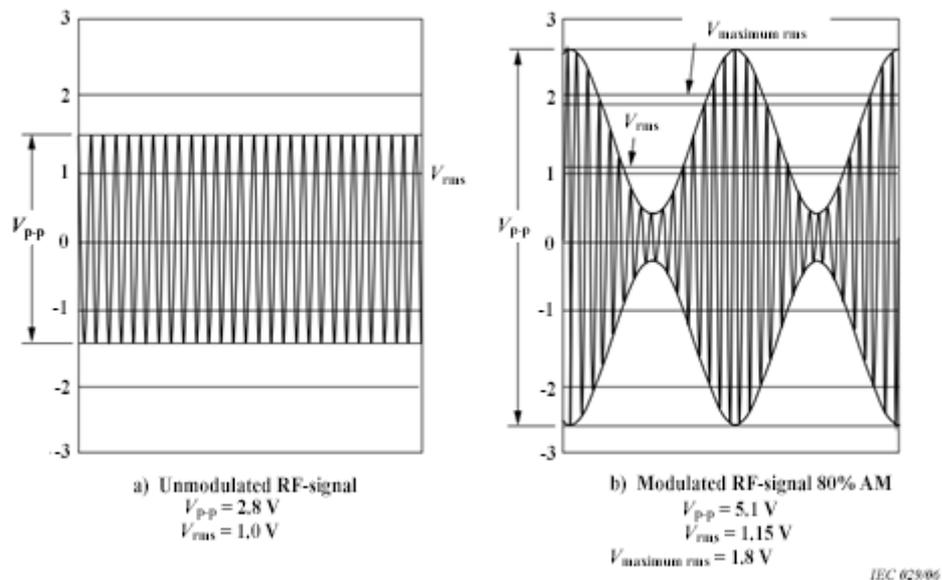


Fonte: Autor.

Dentro do ambiente controlado são utilizados um gerador de sinal de radiofrequência, um amplificador de potência de banda larga e um conjunto de antenas para emissão direcionada ao dispositivo que será testado. A frequência deverá variar de 80 MHz até a frequência de 1 GHz, com um nível de teste não modulado de 3 V/m, conforme demonstra a

Figura 6: em a) tem-se uma modulação de 1 kHz com 80% dela em amplitude; e em b), um sinal senoidal.

Figura 6 – Forma de onda da radiofrequência radiada



Fonte: Norma IEC 61000-4-3.

O campo magnético deve ser aplicado ao equipamento em todas as suas direções e eixos. Para sua aprovação, não poderá haver mudança na intensidade luminosa do dispositivo durante todo o ensaio.

2.4.3 Imunidade a campo magnético

A norma IEC 61000-4-8 apresenta a metodologia de testes de um dispositivo submetido a campos magnéticos gerados em linhas de transmissão comuns. Em geral, esses campos magnéticos possuem frequências nominais de 50 ou 60 Hz. Esse dispositivo pode ficar exposto a esses campos magnéticos continuamente ou por um curto intervalo de tempo.

O método para se testar o equipamento submetido a essas condições é produzir um campo magnético controlado, com uma força de campo conhecida, através de um gerador e de uma bobina. O dispositivo, por sua vez, é colocado no centro do campo magnético gerado pela bobina. De acordo com o item 5.4 da norma 61547, esse teste só é necessário para

dispositivos que contenham componentes suscetíveis a campos magnéticos, como sensores de campo magnético ou de efeito Hall.

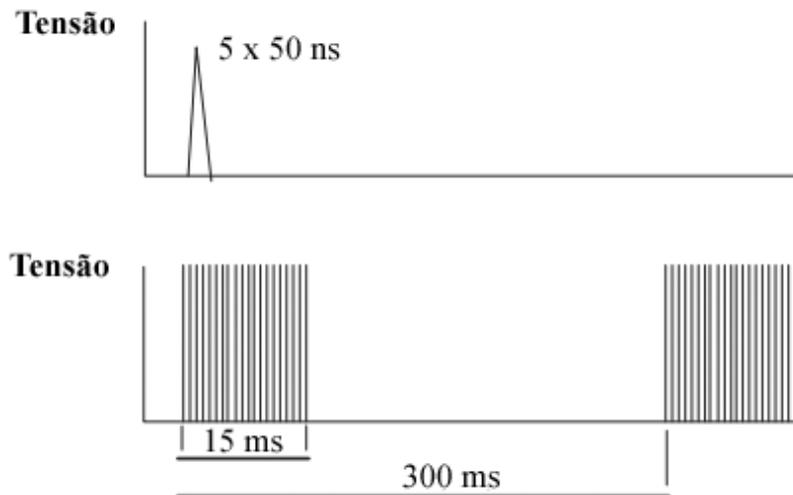
Caso haja a necessidade de realizar o teste, ele deve ser conduzido com uma intensidade de campo de 3 A/m, na frequência de operação do dispositivo. A aprovação dependerá de não haver mudança na intensidade luminosa do dispositivo durante todo o ensaio.

2.4.4 Imunidade a transientes elétricos rápidos EFT/Burst

A norma IEC 61000-4-4 foi idealizada para testar a imunidade de um equipamento contra transientes elétricos rápidos, ou EFT (do inglês, *Electrical Fast Transients*), ou rajadas de transientes, de acordo com o nível requerido pela norma de compatibilidade do produto e está contemplada no item 5.5 da norma IEC 61547. Em contraponto ao teste de imunidade à descarga eletrostática (item 2.4.1), este ensaio especifica a imunidade a transientes extremamente rápidos e repetidos. A forma de onda da tensão aplicada no teste deve seguir o modelo demonstrado na Figura 7.

A amplitude e o tempo são definidos na norma IEC 61547. Esta norma também define que os testes devem ser conduzidos por 2 minutos com polaridade positiva e 2 minutos com polaridade negativa. Os limites são divididos em três categorias, de acordo com as características apresentadas pelo produto que está sendo testado. A primeira é para o caso de o sistema ter saídas de comunicação. A segunda, para o sistema que possua portas de sinal DC, tanto de entrada quanto de saída; e a última, para a tensão de alimentação do sistema. As duas primeiras utilizam-se de uma mesma tabela e a terceira usa uma tabela própria para a entrada de alimentação CA. Esses limites são demonstrados no Quadro 1 – .

Figura 7 – Forma de onda dos transientes elétricos rápidos aplicados



Fonte: Norma IEC 61000-4-4.

Quadro 1 – Limites dos ensaios de imunidade a transientes elétricos rápidos

Característica	Valor do Teste	
	Interfaces de Comunicação e Entradas ou Saídas CC	Entradas ou Saídas CA
Nível do Teste	500 V	1000 V
Tempo subida/Tempo Espera	5/50 ns	5/50 ns
Frequência de Repetição	5 kHz	5 kHz

Fonte: Norma IEC 61547.

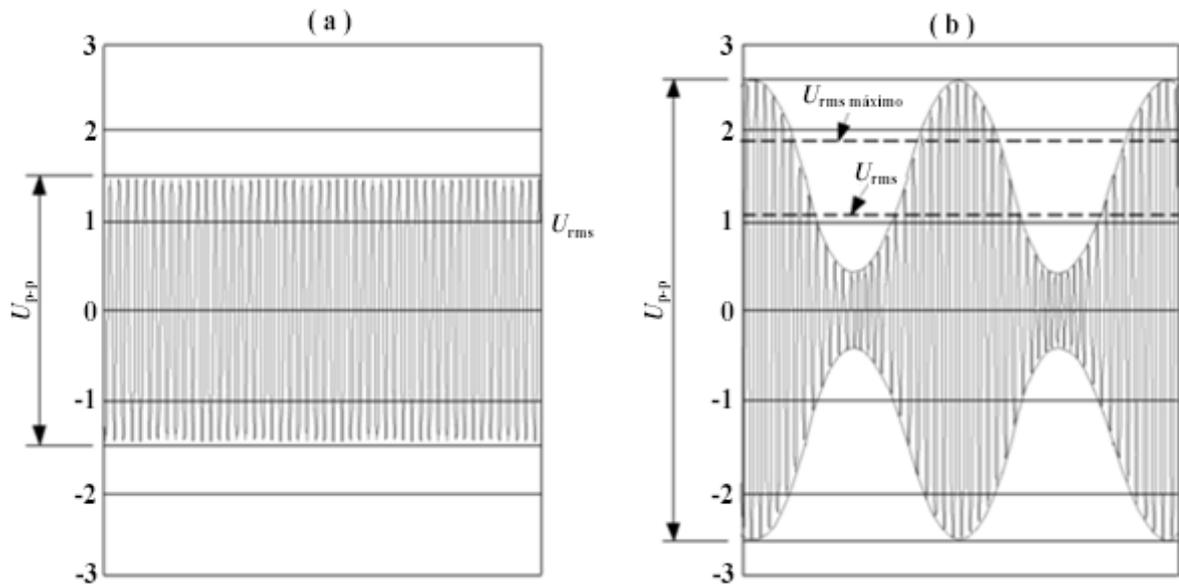
A aprovação do dispositivo é dada pelo monitoramento do fluxo luminoso do dispositivo que está sendo testado, de forma que não é necessária a manutenção do fluxo luminoso inicial durante todo o ensaio. Ele poderá variar para qualquer valor; porém, após um minuto do término do ensaio, o fluxo luminoso deverá retornar para o valor inicial.

2.4.5 Imunidade à radiofrequência conduzida

Para verificar a imunidade de um dispositivo contra radiofrequência conduzida, é necessário realizar o ensaio descrito na norma IEC 61000-4-6. Para o teste, são injetados ruídos em todas as ligações do dispositivo, cabo de alimentação, cabos de sinais e de comunicações, caso houver. O ensaio é realizado injetando perturbações com um nível não

modulado de 3 V_{rms}, conforme mostrado na Figura 8(a). O processo inicia com uma frequência de 150 kHz até uma frequência de 80 MHz, com modulação em 1 kHz com 80% da modulação de amplitude e com um sinal senoidal, conforme mostrado na Figura 8(b).

Figura 8 – Forma de onda da radiofrequência injetada



Fonte: Norma IEC 61000-4-6.

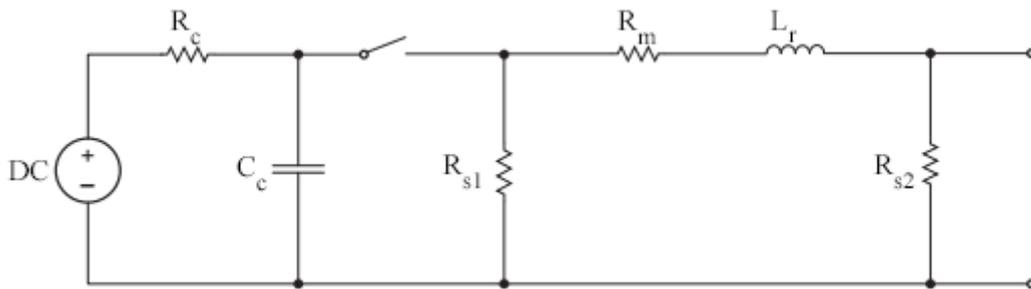
Durante a execução do ensaio não deve haver qualquer variação no fluxo luminoso do dispositivo para que ocorra a sua aprovação.

2.4.6 Imunidade a surtos de tensão

A norma IEC 61000-4-5 introduz as técnicas de teste e medição para o ensaio de imunidade contra surtos. Em contraponto aos testes descritos nos itens 2.4.1 e 2.4.4, o surto é diferenciado por ter um período de tempo mais longo e uma energia total maior. O surto é aplicado por um gerador de onda combinado com um tempo de ascensão 1,25 μ s, além de uma largura de pulso de 50 μ s com uma impedância de saída da fonte de 2 Ω .

O circuito simplificado do gerador do impulso é ilustrado na Figura 9. Uma fonte CC carrega o capacitor de acoplamento Cc através do resistor Rc. Com o fechamento da chave, Cc descarrega através do circuito de modelamento do pulso, composto pelos componentes Rs1, Rm, Lr e Rs2.

Figura 9 – Circuito simplificado do gerador de impulso



Fonte: Norma IEC 61000-4-5.

Os valores dos componentes desse circuito de modelamento do pulso são dimensionados para que a forma de onda – de circuito aberto e de curto-circuito da saída – esteja em conformidade com a norma IEC 61000-4-5.

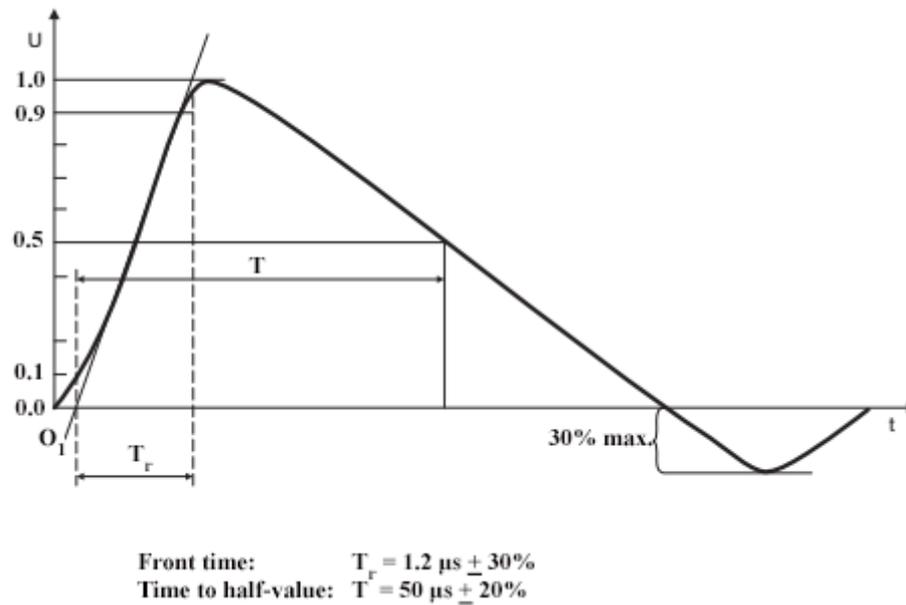
A forma de onda requerida para a tensão, quando em circuito aberto, deve ter um formato em que o tempo de subida seja $1,2 \mu\text{s}$; e o tempo de retorno da tensão para a metade do valor de pico seja de $50 \mu\text{s}$, conforme é mostrado na Figura 10.

A forma de onda requerida da corrente, quando em curto-circuito na saída, deve respeitar um tempo de subida de $8 \mu\text{s}$ e o tempo de retorno da corrente para metade do valor de pico seja de $20 \mu\text{s}$, conforme mostrado na Figura 11.

Outra parte integrante da configuração do teste é a rede de acoplamento e desacoplamento. A rede de acoplamento é responsável por fazer a ligação do gerador do pulso ao dispositivo a ser testado. A rede de acoplamento deve ser composta de apenas um capacitor no valor de $18 \mu\text{F}$, quando o teste for feito entre fase e neutro, ou um capacitor de $9 \mu\text{F}$ com um resistor de 10Ω em série, quando o teste for feito entre fase e terra ou neutro e terra.

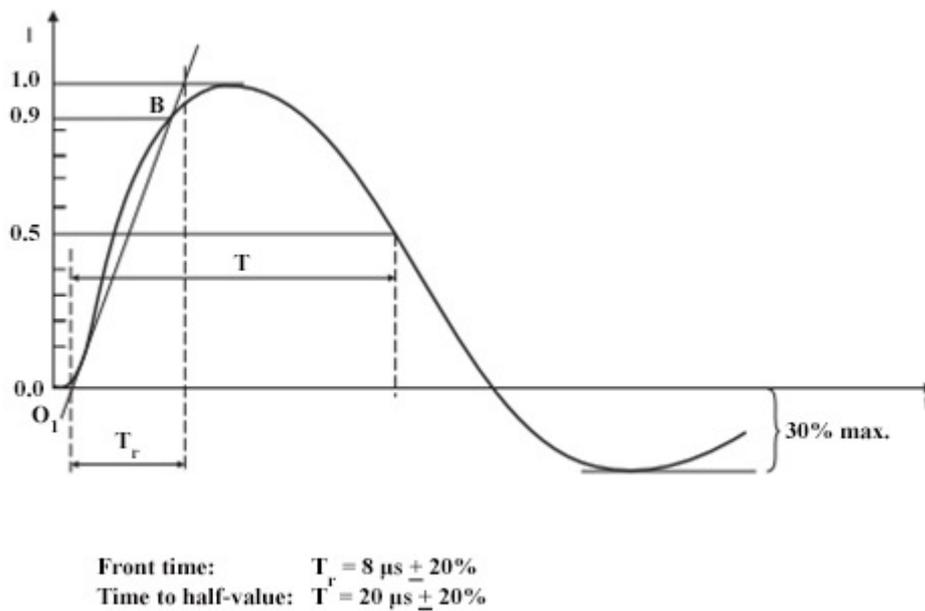
A última parte integrante é a rede de desacoplamento, que é responsável por fazer a ligação entre a rede de alimentação do circuito e o gerador do pulso, para garantir que o surto de tensão seja inteiramente absorvido pelo dispositivo a ser testado, e não pela rede de alimentação. O esquema elétrico da conexão do ensaio é ilustrado nas Figura 12 e Figura 13:

Figura 10 – Forma de onda da tensão do surto



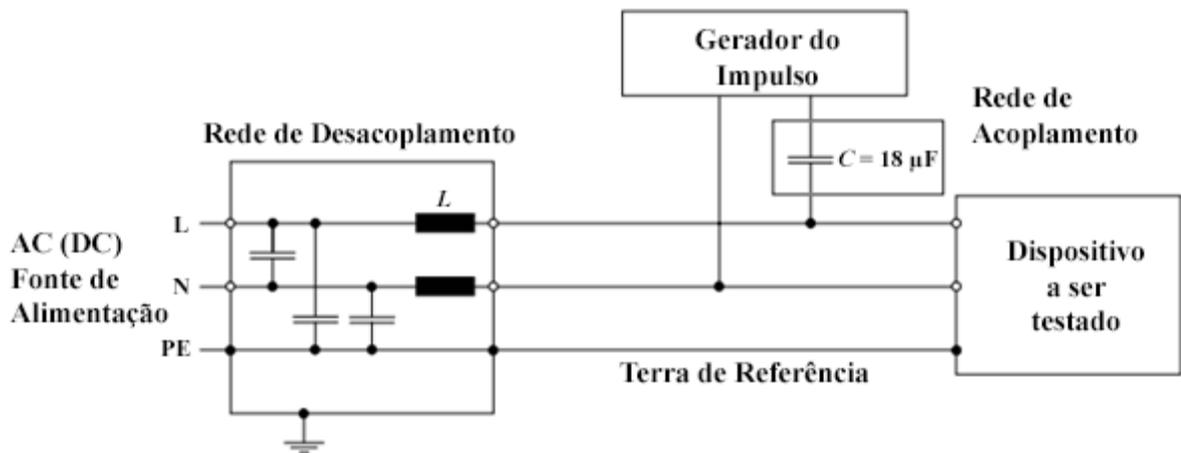
Fonte: Norma IEC 61000-4-5.

Figura 11 – Forma de onda da corrente de surto quando fonte em curto-circuito



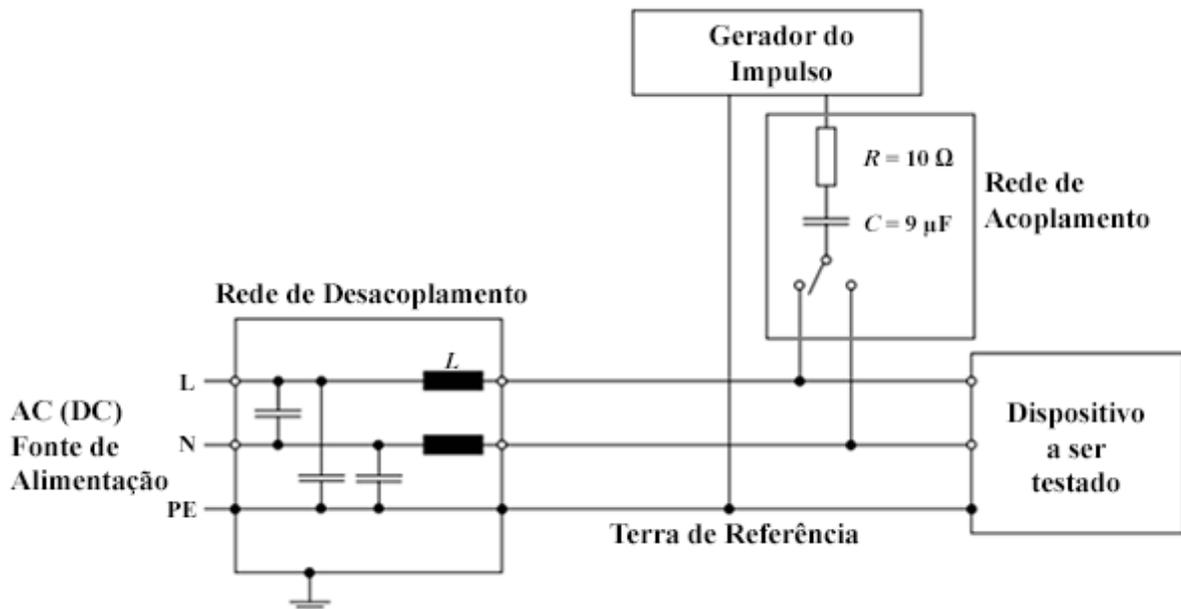
Fonte: Norma IEC 61000-4-5.

Figura 12 – Esquema de ligação para surto de tensão entre linha e neutro



Fonte: Norma IEC 61000-4-5.

Figura 13 – Esquema de ligação para surto de tensão entre linha ou neutro e terra



Fonte: Norma IEC 61000-4-5.

O surto de tensão é aplicado na entrada do dispositivo, no pico da senoide, no ângulo positivo da tensão de alimentação, 90° , com amplitude positiva e, no ângulo negativo da tensão de alimentação, 270° , com amplitude negativa. Os tempos entre os surtos de tensão deverão ser de 1 minuto.

2.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram demonstrados os principais ensaios realizados para a definição de um dispositivo eletromagneticamente imune. Também foram demonstradas as formas de ensaio para as normas de imunidade eletromagnéticas aplicadas a dispositivos de iluminação.

No capítulo que segue, são tratados, especificamente, acerca do ensaio de surto de tensão, as principais causas de surtos de tensão e a importância de os dispositivos de iluminação serem capazes de suportar surtos de tensão.

3 SURTOS DE TENSÃO

O capítulo 3 consiste em um breve resumo bibliográfico do que é e o que causa os surtos de tensão, trazendo um levantamento da frequência de ocorrências desses eventos por localização.

3.1 INTRODUÇÃO

O termo surto de tensão, trazido pela norma IEC 61000-4-5, pode ser definido como um estresse elétrico que dure menos de alguns milissegundos, ou ainda, um tempo várias vezes menor que o tempo de um ciclo da frequência da rede de alimentação, em que essa natureza pode ser enfatizada adicionando a palavra “transiente” em sua definição.

Para diferenciar o surto de tensão de outros tipos de estresses elétricos, alguns autores preferem a utilização do termo sobretensões transientes. (PEREZ, 2013). Em alguns casos, os transientes não excedem a tensão nominal de operação da rede, porém podem se tornar um problema devido às componentes de alta frequência envolvidas. A forma mais comum de causas de sobretensões transientes, em sistemas de potência, são descargas atmosféricas e chaveamentos de sistemas potência. Transientes de tensão e corrente são partes de interferências eletromagnéticas (EMI).

Neste capítulo são tratadas as principais formas de interferência causadas por descargas atmosféricas, e a norma específica para surtos de tensão utilizada pela Comissão Internacional Eletrotécnica (*International Electrotechnical Commission*).

As formas mais comuns de transientes em instalações elétricas em baixa tensão são resultados das descargas atmosféricas, fontes chaveadas ligadas nas redes de energia, chaveamento de grandes cargas locais e tensões residuais da operação de dispositivos de proteção contra surtos. Descargas atmosféricas podem criar sobretensões de forma direta ou indireta nos dispositivos. A forma direta define-se quando a descarga ocorre diretamente nas instalações ou no dispositivo, e a forma indireta é resultado do acoplamento de campos magnéticos resultantes de uma descarga atmosférica distante.

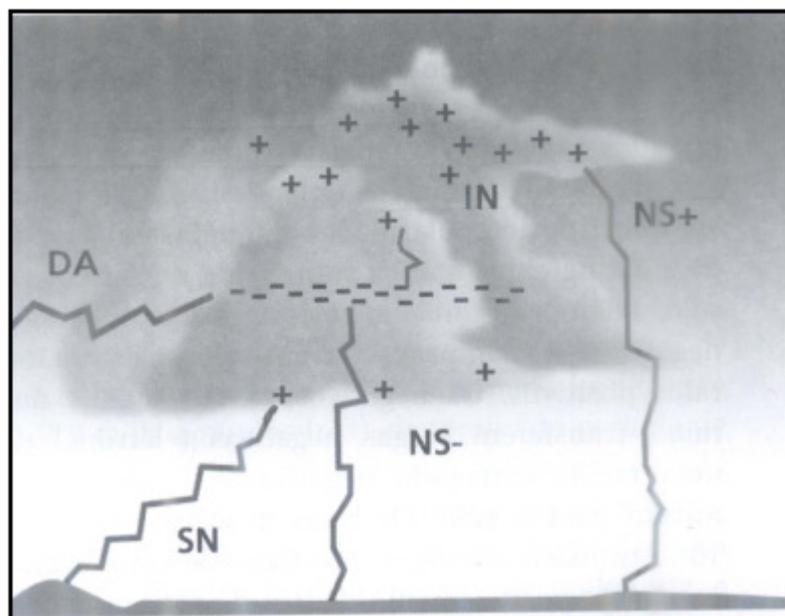
3.2 DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

Descargas atmosféricas podem ser definidas como descargas elétricas da atmosfera e podem ocorrer da nuvem para o solo, do solo para a nuvem, de uma nuvem para qualquer ponto da atmosfera, entre nuvens ou simplesmente como descargas no ar. (GIN et al., 1997)

A descarga atmosférica resulta do excesso de cargas elétricas em regiões da atmosfera que causam uma polaridade de carga elétrica em pontos diferentes, com potencial suficiente para provocar o rompimento da rigidez dielétrica do ar. A capacidade de isolamento do ar seco, com condições atmosféricas padrões, está na ordem de 30 kV/cm. Esse valor pode mudar pela influência de algumas variáveis como a pressão atmosférica, a distância entre os pontos carregados com polaridades inversas e a quantidade de umidade da atmosfera. A origem mais comum de descargas atmosféricas são nuvens do tipo *Cumulonimbus* que apresentem cargas elétricas. A Figura 14 ilustra as principais formas de descargas decorrentes de nuvens carregadas eletricamente, representando:

- a) descarga entre Nuvem-Solo, que pode ser positiva (NS+) ou negativa (NS-);
- b) descarga entre Solo-Nuvem (SN);
- c) descarga Intra-Nuvem, que ocorrem dentro da própria nuvem (IN);
- d) descarga para o ar (DA). (GIN, 1996).

Figura 14 – Possíveis tipos de descargas atmosféricas



Fonte: (STANDLER, R. B., 2012).

A forma mais frequente de descargas é a intra-nuvem, devido à diminuição da capacidade isolante do ar, proveniente da alta umidade, da proximidade física entre as regiões internas das nuvens e da baixa densidade do ar. Porém, as descargas mais estudadas, devido ao alto impacto e prejuízo que podem causar, são as descargas nuvem-solo (NS). Descargas dessa natureza, em geral, são responsáveis por conjuntos intermitentes de descargas, com intervalos de tempo em torno de 40ms, e geram grandes feixes luminosos pelo caminho em que há a troca de elétrons. (RAKOV; UMAN, 2003).

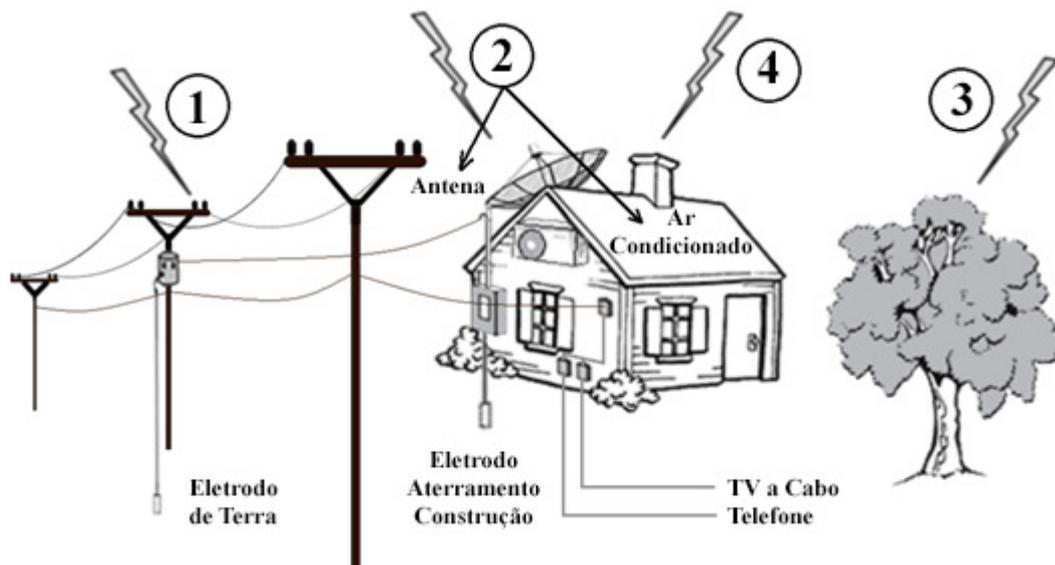
As tensões induzidas entre nuvem-solo podem ultrapassar facilmente os 10.000 volts. Além disso, a capacidade de corrente das descargas pode variar desde milhares de amperes até superar a faixa das centenas de milhares de amperes. Apesar dos números absolutos relativamente grandes, para a eletrônica de potência que engloba sistemas de iluminação, esses valores têm duração inferior aos milissegundos. Todavia, ocorrências de descargas podem se tornar visíveis ao olho humano. Isso nada mais é do que vários eventos acontecendo seguidamente e, tipicamente, consiste em 6 ou mais descargas individuais espaçadas por valores inferiores a 100 milissegundos. (RAKOV; UMAN, 2003).

3.3 EFEITO DAS DESCARGAS ATMOSFÉRICAS

O efeito de uma descarga atmosférica em estruturas vai muito além do ponto onde a descarga ocorre. O efeito do impulso causado pode se alastrar por partes condutivas da estrutura, como cabos da rede de alimentação, ou até mesmo por cabeamentos de sinal como telefônicos e de televisão ou tubos subterrâneos próximos das instalações. Por conta de o impulso inicial ser extremamente forte, é possível que equipamentos conectados a cabos a mais de 1,5 km de distância sejam afetados e danificados.

A Figura 15 ilustra a ligação simplificada da instalação elétrica de uma casa, com alguns elementos externos típicos. Ilustra, também, as quatro principais formas com que descargas atmosféricas podem causar danos em equipamentos residenciais, além de os números um a quatro demonstrarem as principais formas de descarga em instalações, que, a seguir, cada uma delas será explicada.

Figura 15 – Ligação simplificada de uma instalação elétrica



Fonte: Autor.

Na forma mais comum, a descarga ocorre nas linhas de transmissão e cabos de telefone ou televisão, o que pode ser visualizado no ponto 1 da Figura 15. Esse tipo de instalação, principalmente quando é mais elevada do que as construções ao seu redor, é um ponto propício para receber a descarga atmosférica. O cabeamento acaba conduzindo diretamente para a rede de baixa tensão e, em seguida, para os equipamentos a ela conectados.

A segunda forma mais comum de descarga é a que ocorre em equipamentos externos das construções, ou que, de alguma forma, possuam parte de sua estrutura fixada externamente ou propriamente na rede de alimentação. Este pode ser o caso de antenas, painéis de geração de energia, ar condicionado, motores. Essa descarga ocorre no equipamento externo que conduz o distúrbio para os outros equipamentos. A ocorrência desse tipo de descarga é mais comum em locais distantes das cidades, em especial em zonas rurais, e pode ser percebido no ponto 2 demonstrado pela Figura 15.

Como mostrado no número 3 da Figura 15, a descarga também pode ocorrer em objetos próximos, não ligados eletricamente à construção. Esses objetos podem ser árvores, placas, pórticos e outros objetos. Nesses casos, a descarga propaga um campo magnético suficientemente forte para induzir correntes na fiação da instalação, causando variações na rede de alimentação do equipamento. (NUCCI, 1995)

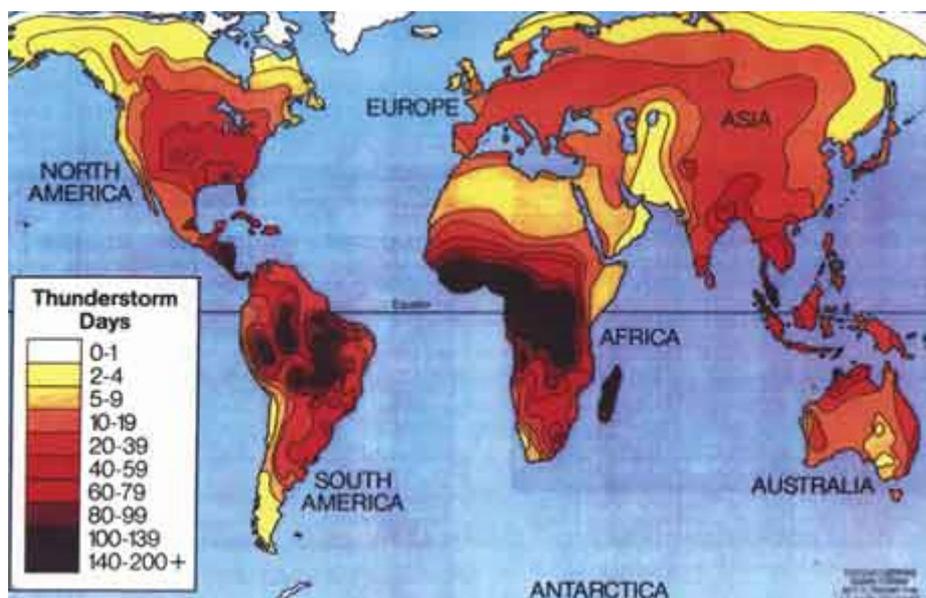
A quarta forma de descarga, indicada com o número 4 na Figura 15, é quando ocorre diretamente na estrutura, criando um caminho condutivo entra o ponto atingido através da

ruptura da isolação do ar, considerado um tipo de descarga difícil de acontecer. Entretanto, quando ocorre, é extremamente destrutivo para a estrutura que recebe a descarga. Esse tipo de descarga é evitado com a instalação de sistemas próprios de proteção, como para-raios. Porém, nem sempre isso protege os dispositivos dentro da construção devido à alta energia envolvida na descarga.

3.4 IMPORTÂNCIA DO SURTO DE TENSÃO NA ILUMINAÇÃO

Para sistemas de iluminação brasileiros, a tendência é de uma cobrança rígida com relação à imunidade contra surtos de tensão. Segundo o *National Lightning Safety Institute*, no Brasil ocorrem descargas atmosféricas entre 40 a 200 dias durante o ano, conforme mapa mostrado na Figura 16 e valores dispostos no Quadro 2.

Figura 16 – Mapa mundial de dias por ano em que ocorrem descargas atmosféricas



Fonte: *National Lightning Safety Institute*.

Quadro 2 – Quantidade de dias por ano ocorrendo descargas atmosféricas

Bogor, Indonésia (1988)	322
Cerro Matoso, Colômbia	275-320
Malásia	180-260
Singapura	160-220
Flórida, U. S. A.	90-110
Colorado, U. S. A.	65-100
Brasil	40-200
Argentina	30-200
Japão	35-50
Maior Parte da Europa	15-40
Austrália	10-70
Inglaterra	5-10

Fonte: *National Lightning Safety Institute*.

Os apontamentos supracitados são fortemente corroborados pela publicação da portaria nº 20/2017 do INMETRO, a qual estabelece que toda a tecnologia de LED destinada a luminárias de iluminação pública deverá possuir um dispositivo que a proteja contra surtos de tensão. Dessa forma, direciona-se o foco do trabalho, com o objetivo de projetar fontes para iluminação em LED que atendam aos requisitos necessários para serem imunes a surtos de tensão. O item 5.7, da norma IEC 61547 estabelece os requisitos para a imunidade de sistemas de iluminação contra surtos de tensão, a qual também embasa esse direcionamento para a imunidade contra surtos de tensão.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo demonstraram-se as principais causas do surto de tensão em redes de alimentação e a preocupação que entidades de controle e empresas de iluminação estão começando a demonstrar para sistemas de iluminação com a tecnologia em LED.

4 CIRCUITOS DE PROTEÇÃO CONTRA SURTOS DE TENSÃO

No capítulo 4 contemplam-se os seguintes pontos: o que são circuitos de proteção contra surtos de tensão, quais os resultados que se esperam de um circuito de proteção corretamente dimensionado e uma metodologia de cálculo desses circuitos de proteção.

4.1 INTRODUÇÃO

Circuitos de proteção contra surtos de tensão têm como principais características desejáveis os seguintes requisitos (OTT, 2011):

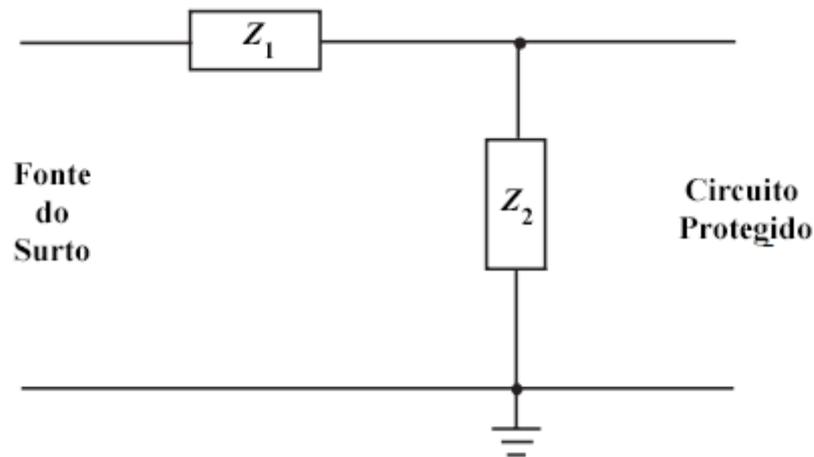
- a) limitar ou desviar a tensão excedente;
- b) limitar a corrente excedente;
- c) operar de forma rápida;
- d) ser capaz de suportar uma determinada energia;
- e) continuar operando após o transiente;
- f) não afetar o sistema a ser protegido quando não há o surto;
- g) falhar de uma forma segura se a falha acontecer;
- h) ter o menor custo e tamanho possíveis;
- i) não ter necessidade de manutenção.

Nem sempre todas as características listadas acima são possíveis de serem alcançadas simultaneamente. Porém, quantas mais delas forem atendidas, mais o dispositivo de proteção se aproxima do ideal. (OTT, 2011).

4.2 FORMAS DE PROTEÇÃO CONTRA SURTOS EM ILUMINAÇÃO

A configuração mais utilizada para dispositivos de proteção é composta por dois elementos. O primeiro componente $Z2$ é um componente em paralelo que apresenta uma alta impedância. Quando a tensão de entrada atinge uma tensão de avalanche, ele passa a apresentar uma impedância equivalente baixa. O segundo componente $Z1$ é um componente série. Geralmente, este é um componente limitador da corrente proveniente da baixa impedância produzida pelo componente $Z2$, quando este apresentar uma característica de baixa impedância e, por vezes, responsável por desconectar o circuito protegido da fonte de surto, conforme é ilustrado na Figura 17. (OTT, 2011).

Figura 17 – Configuração para dispositivos de proteção



Fonte: Autor.

No item a seguir são tratadas as formas de proteção geralmente utilizadas como componentes Z_1 e Z_2 .

4.2.1 Componente Z_1 em série

As formas usualmente utilizadas para limitadores de corrente são fusíveis e termistores com características térmicas positivas, que, também, são conhecidos como PTCs (do inglês, *Positive Temperature Coefficient*).

Fusíveis são componentes sensíveis à corrente que passa por eles. Servem como um ponto fraco intencional no circuito. Sua função é garantir a proteção do sistema em caso de falhas do dispositivo, sem comprometer a integridade de pessoas e equipamentos no ambiente ao redor. O fusível age de forma segura, abrindo o circuito de uma forma confiável, após atingir uma quantidade de energia projetada. Uma vez acionado, é necessária a troca do componente, tendo em vista que ele é um componente descartável.

PTCs são componentes tipicamente utilizados em aplicações que possuam componentes sensíveis, que estão em constante risco devido a condições de sobrecorrente, e é mandatório que o sistema volte automaticamente, tão logo o evento de sobrecorrente acabe. Porém, não são componentes recomendados para utilização onde falhas catastróficas ocorram, porque, ao ser acionado como dispositivo protetivo, o PTC, em contraponto ao fusível, não corta completamente a corrente do circuito. Isto é indesejável para proteções contra eventos catastróficos, como a falha de componentes, colocando a fonte de entrada em curto-circuito.

Ambos os componentes, fusível e PTC, são sensíveis e acionados pela temperatura. Para o correto dimensionamento desses dispositivos de proteção, a característica de fusão interna do seu componente é o principal elemento a ser considerado. (LITTELFUSE, 2014).

Em sistemas de iluminação é necessário atender a requisitos de segurança como as normas ABNT NBR 14417 e as normas IEC 61347 e suas respectivas seções para iluminação, em que o dispositivo é forçado à falha e não deve colocar em risco o operador e o ambiente à volta. Para isso, geralmente, são utilizados fusíveis para proteção contra essas falhas catastróficas provocadas e que podem ser aproveitados quando dimensionados corretamente, como a impedância série para limitar a corrente, em caso de falhas no dispositivo em paralelo Z2, o qual fará a absorção da energia.

4.2.2 Componente Z2 em paralelo

Proteção contra surtos de tensão é frequentemente utilizada nas conexões de entrada de dispositivos que possuem filtros para correção de fator de potência e supressão de ruídos eletromagnéticos. (OTT, 2011). A maioria desses filtros é suficiente para proteger o dispositivo contra transientes rápidos (item 2.4.4) e descargas eletrostáticas (item 2.4.1). Entretanto, surtos de tensão possuem uma energia de pulso na ordem cem vezes maior que transientes rápidos e descargas eletrostáticas. A forma mais comum de proteção para esses pulsos de alta energia é a utilização de três tipos de protetores na entrada do dispositivo:

- a) diodo TVS (do inglês, *Transient Voltage Suppressor*);
- b) centelhador a gás, conhecido como GDT (do inglês, *Gas Discharge Tube*);
- c) varistor de óxido metálico, conhecido como MOV (do inglês, *Metal Oxide Varistor*).

Varistores e Diodos TVS são dispositivos de grampeamento de tensão. Eles operam limitando a tensão em um valor fixo. Uma vez acionados, eles dissipam a energia do pulso internamente, dentro do dispositivo. Por outro lado, os centelhadores, ao serem acionados, têm a sua tensão terminal reduzida a valores muito baixos, geralmente, próxima a zero. Assim, reduz-se a dissipação no dispositivo aproximadamente a zero, com a possibilidade de se suportarem correntes muito maiores.

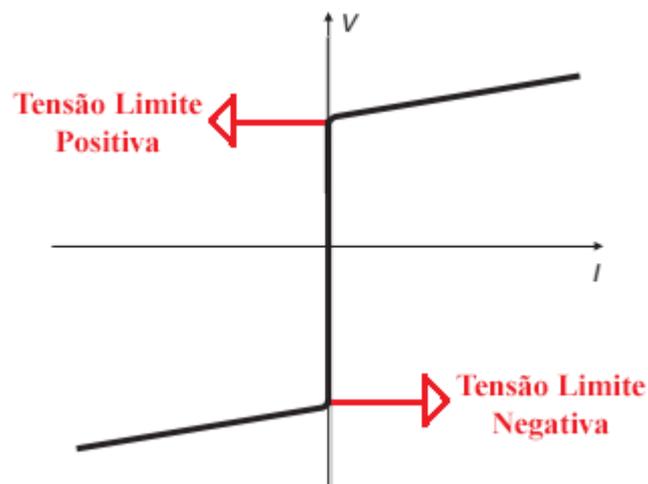
Diodos TVS são utilizados mais frequentemente para proteger entradas de sinal ou circuitos com alimentação em tensão contínua. Eles não são capazes de suportar uma corrente muito elevada, e em geral são limitados a uma corrente de 100 A, bem como não conseguem

suportar uma energia tão grande quanto os MOVs. Entretanto, possuem um tempo de resposta extremamente rápido, na ordem dos picossegundos. O diodo TVS é o menos robusto dos três componentes.

Centelhadores a gás são mais utilizados em circuitos de Telecom. Eles possuem o maior tempo de resposta, sendo a opção mais lenta, com resposta na ordem dos microssegundos. Porém, estes dispositivos podem suportar correntes de dezenas de milhares de amperes.

Varistores são resistores variáveis pela tensão aplicada em seus terminais, fabricados utilizando-se de várias misturas de óxidos de zinco e possuem como característica uma altíssima resistência. Essa resistência suporta uma tensão, cujo limite é definido em conformidade com a sua construção. Ultrapassado esse valor limite, a resistência é reduzida, mantendo a tensão de acordo com uma curva de tensão por corrente. Essa curva é conhecida como curva V-I, e apresenta uma característica padrão, tanto para o lado negativo quanto para o lado positivo. Um exemplo de uma curva ideal, sem considerar os componentes parasitas, é demonstrado na Figura 18.

Figura 18 – Curva V-I ideal



Fonte: Autor.

Como o surto de tensão que o dispositivo deve suportar é o foco do trabalho, mostrado no capítulo 2.4.6, e o tempo de ocorrência do surto é de aproximadamente 100 μ s, com uma corrente de surto superior aos 100 A suportados pelos TVSs, foi definido que a forma de proteção mais adequada para o surto de tensão seja realizado por intermédio de um varistor.

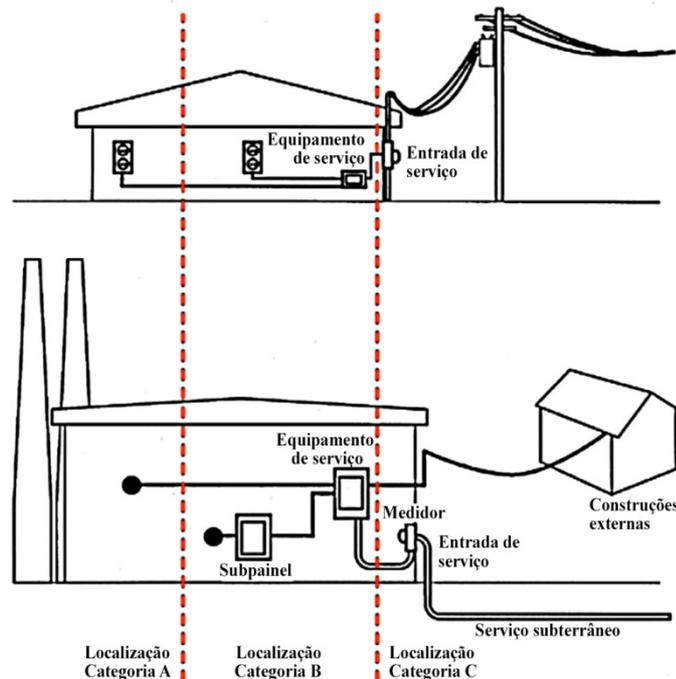
Assim sendo, optamos pela proteção utilizando-se de varistores. A seguir, tratamos da forma de dimensionamento dos sistemas de proteção, utilizando-se do componente varistor como limitador de surto.

4.3 NÍVEIS DE PROTEÇÃO PARA DISPOSITIVOS DE PROTEÇÃO

Os níveis requeridos para um dispositivo de proteção contra surtos estão diretamente ligados à posição em que se encontra nas linhas de transmissão. De acordo com a norma IEEE C62.41, esses níveis são divididos em 4 grupos: A, B, C baixa e C alta.

De acordo com o conceito abordado por essa norma, a categoria A aplica-se a partes da instalação com uma distância arbitrária da entrada de serviço da rede de energia, em que existem as proteções e a própria impedância de ligação para atenuação dos surtos de tensão. A categoria C é dada em instalações externas ou muito próximas aos pontos de entrada de serviço; e a categoria B se aplica-se a zonas intermediárias entre as categorias A e C, cujo bom exemplo pode ser ilustrado pela Figura 19.

Figura 19 – Categorias de Proteção



Fonte: Adaptado de IEEE C62.41.2.

A categoria C é dividida em duas subcategorias, que dependem do quão suscetível a instalação está em relação às interferências eletromagnéticas do sistema. Enquanto a subcategoria Alta são equipamentos ligados diretamente à saída do transformador das linhas de baixa tensão, como é o caso de luminárias de iluminação pública, a subcategoria Baixa é adequada a locais em que a exposição é alta, mas existe algum equipamento para atenuar as interferências, como garagens e pavilhões.

Os surtos de tensão normalizados para cada categoria é encontrado na norma IEEE C62.41.2 e são mostrados no Quadro 3:

Quadro 3 – Níveis de surto de tensão

Categoria	Limite Tensão	Limite de Corrente
A	6 kV	0,5 kA
B	6 kV	3 kA
C Baixa	6 kV	3 kA
C Alta	10 kV	10 kA

Fonte: (C62.41.2, 2003).

Como é comum que os equipamentos para realização de ensaios de surto de tensão tenham uma característica de impedância de entrada de 2Ω , o comum é que a tensão seja ajustada para que a corrente limite seja entregue para o equipamento em ensaio; dessa forma, é adotado como padrão para ensaio que o limite de tensão e corrente sejam ajustados para os níveis demonstrados no Quadro 4 (IEC 61000-4-5):

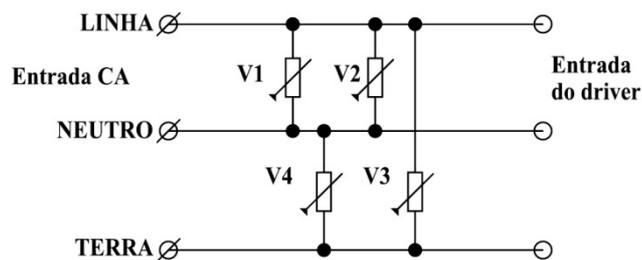
Quadro 4 – Níveis de surto de tensão utilizado

Categoria	Limite Tensão	Limite de Corrente
A	1 kV	0,5 kA
B	6 kV	3 kA
C Baixa	6 kV	3 kA
C Alta	20 kV	10 kA

Fonte: (C62.41.2, 2003).

O comum é a adequação da luminária como um todo à categoria que será submetida. Para isso, é comum a utilização de um dispositivo extra para a proteção contra níveis de categorias superiores à categoria A, o qual consiste em um dispositivo ligado em paralelo, conforme mostrado na Figura 20 (PHILIPS, 2011):

Figura 20 – Circuito Extra de Proteção



Fonte: Adaptado de Philips (2011).

Devido ao fato de serem utilizados dispositivos extras de proteção em casos de surtos de tensão superiores, a presente pesquisa embasa-se na norma IEC 61547, com o intuito de que o *driver* suporte o surto de tensão normatizado para sistemas de iluminação; e, no caso de se fazerem necessários surtos superiores, o cálculo exposto a seguir poderá ser transferido ao dispositivo extra de proteção para a luminária.

4.4 CÁLCULO DOS COMPONENTES DO CIRCUITO DE PROTEÇÃO

4.4.1 Cálculo do fusível série do sistema de proteção

Para o cálculo do fusível de proteção do dispositivo é recomendado observar as definições e características dos seguintes termos (DEMIR; KAHRAMANOĞLU; YILDIZ, 2016):

- a) tensão: define a tensão nominal de operação. É importante que o fusível utilizado suporte uma tensão superior à máxima tensão do equipamento;
- b) corrente: define a corrente nominal de operação. É importante ter o conhecimento da máxima corrente de operação do dispositivo, na sua pior condição de operação. A utilização de um fusível que suporte uma corrente inferior à que o dispositivo opere causará a ruptura do componente em situações normais de operação;

c) temperatura: define a temperatura ambiente em que ele será utilizado. O aumento da temperatura poderá alterar o seu ponto de acionamento;

d) energia: define a energia de fusão, também chamada de característica i^2t do fusível.

A definição da tensão nominal de operação é feita mediante uma simples escolha. A tensão do fusível deverá ser maior que a máxima tensão de alimentação do equipamento.

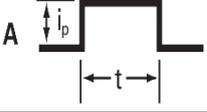
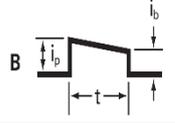
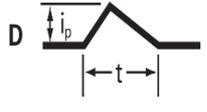
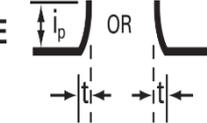
Para a definição da corrente nominal de operação é preciso observar as condições de operação do fusível, dadas pelo fabricante. Por exemplo, para fusíveis da *Littelfuse*, deve-se aplicar um coeficiente de segurança. Para operar um fusível em 25°C, aplica-se um coeficiente de segurança de 25%, ou seja, a corrente nominal real de operação do fusível será 25% menor que o valor nominal, dada em *datasheet* para uma temperatura de até 25°C. Além desse coeficiente de segurança, o fusível apresenta uma segunda curva de adequação para temperaturas acima de 25°C, que deverá ser aplicada em caso dele ser utilizado em uma temperatura superior a esse limite. (LITTELFUSE, 2014).

Para a definição da energia i^2t é necessário medir a corrente de entrada do dispositivo, no pior caso de corrente. Para cada forma de onda da corrente de entrada existe uma fórmula de cálculo da energia de fusão i^2t , conforme demonstrado no Quadro 5. (DEMIR; KAHRAMANOĞLU; YILDIZ, 2016).

Com o valor da energia de fusão i^2t calculada, é necessária a aplicação da porcentagem de adequação da corrente nominal real suportada. Assim, é possível selecionar o fusível para a quantidade de ciclos desejados, sem que haja a ruptura precoce do dispositivo. O gráfico trazido pela Figura 21 demonstra a quantidade de ciclos *versus* a energia i^2t aplicada ao dispositivo. Esse cálculo permite verificar a quantidade de ciclos suportada pelo fusível para uma determinada quantidade de energia de fusão i^2t .

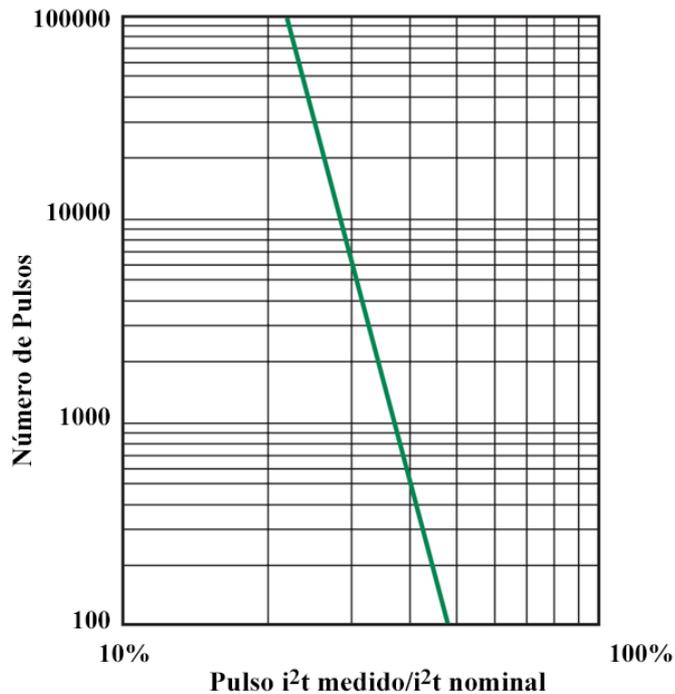
A escolha adequada do fusível depende da quantidade de vezes que o dispositivo será submetido à corrente de partida, ou seja, a quantidade de acionamentos do sistema que forem pretendidos em projeto. Para isso, o fusível deverá ser adequadamente dimensionado, conforme as características da energia de fusão.

Quadro 5 – Fórmulas para cálculo da energia de fusão i^2t , de acordo com a forma da onda

Descrição da Forma	Imagem	Fórmula
Forma Quadrada $i = k$	A 	$i^2t = i_p^2 t$
Forma de Losango $i = i_p - kt$	B 	$i^2t = (1/3) (i_p^2 + i_p i_b + i_b^2) (t)$
Forma Senoidal $i = i_p \text{ sen } (t)$	C 	$i^2t = (1/2) i_p^2 t$
Forma Triangular	D 	$i^2t = (1/3) i_p^2 t$
Forma Exponencial $I = kt^2$ ou $i = i_p (1 - kt)^2$	E 	$i^2t = (1/5) i_p^2 t$

Fonte: Littelfuse (2014).

Figura 21 – Gráfico i^2t x número de pulsos de fusíveis



Fonte: Littelfuse (2014).

4.4.2 Cálculo do varistor paralelo do sistema de proteção

Para a seleção do varistor são necessárias cinco etapas:

- a) determinar a tensão de regime permanente;
- b) determinar o transiente de energia que deverá ser absorvido;
- c) calcular a corrente de pico do varistor;
- d) determinar os requisitos de dissipação de potência;
- e) por fim, selecionar o modelo de varistor que responderá adequadamente aos valores previamente determinados.

A tensão de regime permanente que deve ser utilizada é a tensão máxima contínua que é aplicada ao dispositivo. São consideradas as variações máximas possíveis da tensão de alimentação que poderão ocorrer, como, por exemplo, limites de variação de tensão de alimentação definidos por norma. Os valores para tensões CA e CC, geralmente, são informados pelo fabricante, nas informações do componente. Deve ser selecionado um varistor com uma tensão contínua maior que a máxima tensão para regime normal do dispositivo.

O transiente de energia pode ser calculado seguindo a equação (1) abaixo:

$$E = \int_0^{\tau} V_c(t) \times i(t) dt \quad (1)$$

Onde $V_c(t)$ é a função da tensão aplicada e $i(t)$ é a função da corrente aplicada ao varistor. Ela pode ser simplificada para a equação (2), a seguir:

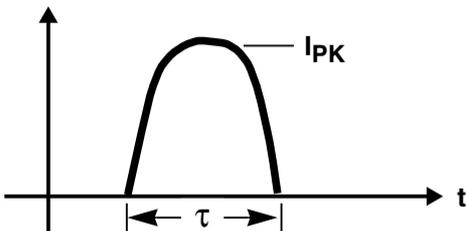
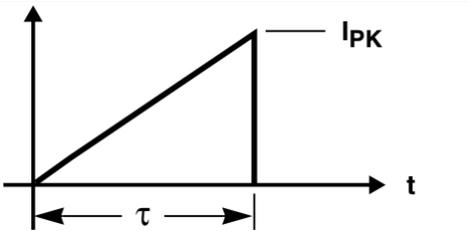
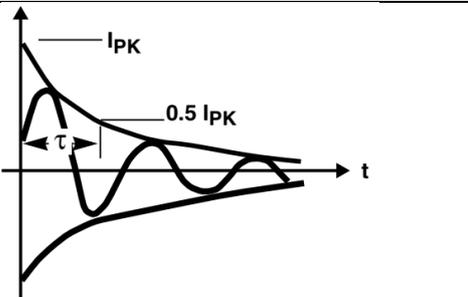
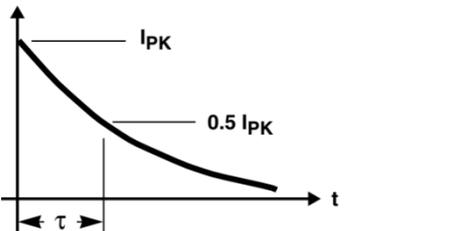
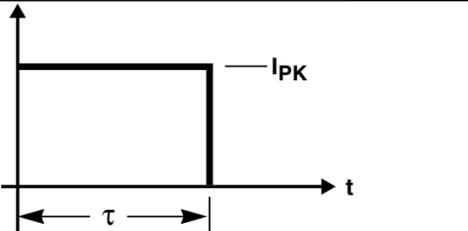
$$E = K \times V_c \times I \times \tau \quad (2)$$

Em que I é o pico de corrente aplicada no varistor, V_c é a tensão resultante para a corrente de pico, utilizando a curva V/I do varistor, τ é a duração do impulso e K é a constante dependente da forma de onda do impulso, e estão relacionadas no Quadro 6.

As formas de onda complexas podem ser divididas em várias partes, para que cada parte corresponda a formas de onda constantes no Quadro 6. Somam-se os valores K resultantes de cada parte dividida e disso resultará o valor total da energia que será empregada no varistor pelo pulso.

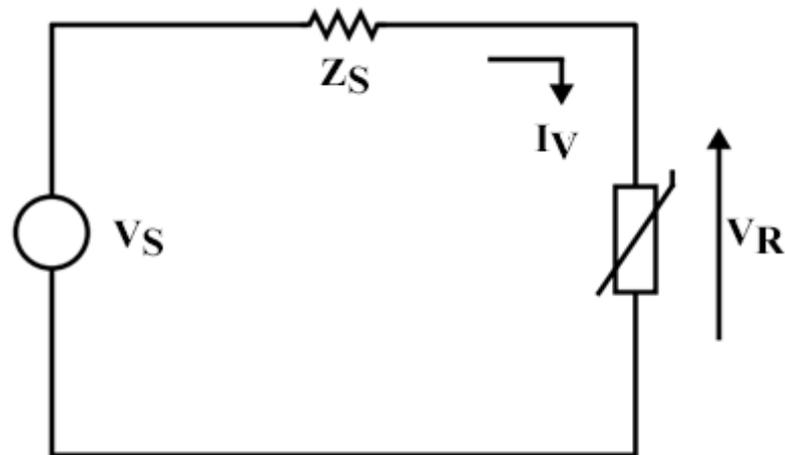
O pico de corrente a ser definido é o valor máximo de corrente que será fornecido à entrada do dispositivo pelo surto de tensão a que ele estará sendo submetido. Quando se sabe as características de tensão e a impedância da fonte de ruído, a corrente pode ser calculada através de uma malha de circuito simples, como mostrado na Figura 22.

Quadro 6 – Valor de K para cada forma de onda

Forma de Onda	Valor de K
	0,637
	0,5
	0,86
	1,4
	1,0

Fonte: Littelfuse (2014).

Figura 22 – Malha de circuito simples



Fonte: Autor.

Onde V_S é a tensão de surto, Z_S é a impedância da fonte, I_V é a corrente do varistor e V_R é a tensão nos terminais do Varistor. É possível fazer uma associação das curvas plotando a curva V-I do *datasheet* do varistor com a curva da tensão no varistor, como uma tensão resultante da malha, conforme Equação (3):

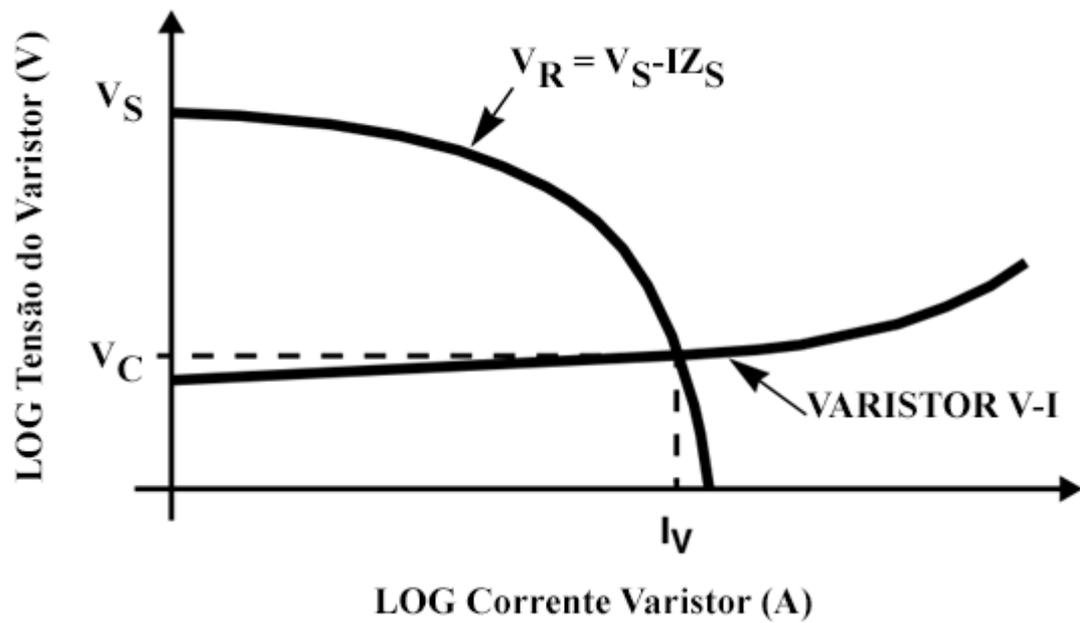
$$V_R = V_S - Z_S \times I_V \quad (3)$$

Com os valores de V_S e Z_S conhecidos, e considerando a malha de tensão correspondente à tensão de surto V_S , é possível plotar a tensão no varistor em função da corrente, como mostrado na Figura 23.

A corrente máxima no varistor será o valor correspondente ao ponto de encontro das duas curvas, mostrado na Figura 23 como valor I_V .

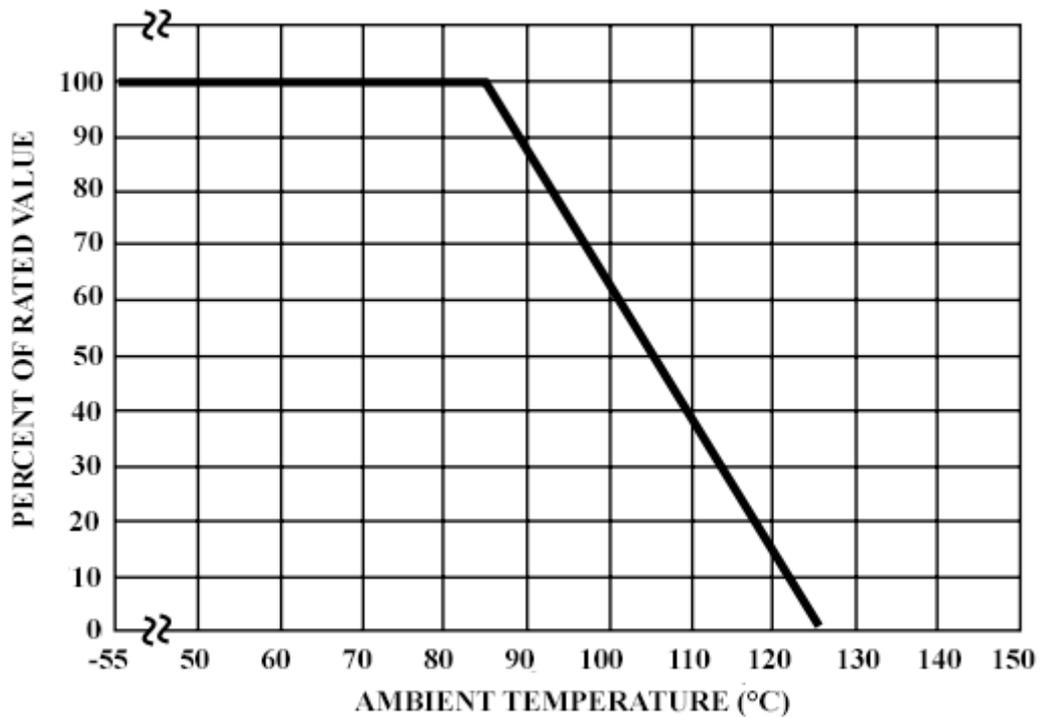
Os transientes geram calor, em um supressor, de maneira tão rápida, que não é possível dissipá-lo para o ambiente durante o intervalo em que o surto está ocorrendo. Por isso, a capacidade de dissipar potência do varistor também deve ser analisada, em especial se as ocorrências dos transientes forem em rápidas sucessões. Nessas condições, a potência que deverá conseguir dissipar é a simples multiplicação da energia do pulso pela quantidade de pulsos iguais que ocorrem por segundo. O valor resultante será em Watts e deve ser considerado o decréscimo da capacidade do varistor por temperatura, dado esse fornecido pelo fabricante, conforme exemplo do gráfico trazido na Figura 24.

Figura 23 – Plotagem da curva V-I com a curva de tensão



Fonte: Autor

Figura 24 – Decréscimo da capacidade de dissipação por temperatura varistor série LA da Littelfuse



Fonte: Littelfuse (2014).

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se uma metodologia de cálculo para os componentes de entrada para proteção contra curto circuito. Demonstrou-se, ainda, uma forma de cálculo do fusível série de entrada do sistema, seguido de um cálculo para o varistor paralelo do circuito de proteção contra surtos.

5 CONVERSORES APLICADOS A ILUMINAÇÃO

Neste capítulo são tratadas as principais topologias utilizadas na alimentação de LED, as suas características e onde se aplicam no mercado de iluminação. Também são tratados os conversores utilizados para os ensaios e a metodologia adotada para os ensaios de surto em laboratório.

5.1 INTRODUÇÃO

A tendência de utilização cada vez maior de dispositivos de iluminação com LEDs como fonte luminosa acarreta em uma diversificação nas fontes controladoras dos dispositivos escolhidos.

O *driver* é responsável por controlar a energia luminosa final do sistema como um todo, e sem ele a iluminação será nula. É necessário que o seu projeto esteja em conformidade com os parâmetros iniciais necessários e seja adequado para que não acabe se tornando o ponto fraco do sistema, falhando antes de atingir a quantidade de horas que o dispositivo de iluminação necessita atender.

O LED possui um modelo elétrico constituído de uma resistência baixa, na ordem dos miliohms, em série com uma fonte de tensão, que resulta em grandes variações de corrente quando submetido a pequenas variações de tensão. Sendo assim, a escolha da topologia e o projeto para atender tais características se tornam fundamentais.

Segundo Camponogara (2015), os *drivers* podem ser divididos em duas categorias e quatro subcategorias, conforme explicitado a seguir:

- a. *Driver* Passivo
 - i. Tipo CA
 - ii. Tipo CC
- b. *Driver* Ativo
 - i. Estágio Simples
 - ii. Múltiplos Estágios

5.2 DRIVERS PASSIVOS

A caracterização de um *driver* passivo dar-se-á pela não utilização de um interruptor ativo para chaveamento. As principais vantagens a serem listadas são o baixo custo, robustez e facilidade de implementação. As desvantagens são a dificuldade em atingir altos níveis de fator de potência e controlar a saída para se conseguir corrente constante.

Os *drivers* passivos podem ser divididos em duas subcategorias: na primeira estão os *drivers* passivos do tipo CA que não requerem um circuito de retificação na entrada, o que gera a necessidade da utilização de um conjunto de LEDs para cada semiciclo da tensão de entrada. O controle da corrente nos LEDs é feito através de associação de capacitores e resistores. Na segunda encontram-se os *drivers* passivos do tipo CC que apresentam um circuito para retificação da tensão de entrada, dificultando a obtenção de altos níveis de fator de potência, fazendo uso de capacitores e resistores para controle da corrente nos LEDs. (CAMPONOVARA, 2015).

5.3 DRIVERS ATIVOS

Um *driver* é considerado ativo quando fizer uso de, pelo menos, um interruptor ativo. Geralmente, é necessária uma fonte para correto funcionamento do interruptor e, ao fechar a malha de controle adequadamente, podem-se controlar as características de saída do *driver*, obtendo-se uma corrente constante nos LEDs, além de ser possível atingir uma eficiência acima de 90% e níveis de fator de potência acima de 0,92. (CAMPONOVARA, 2015).

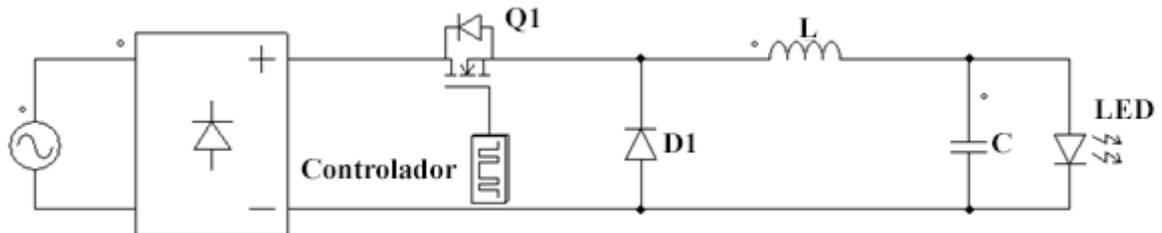
5.3.1 Drivers ativos de estágio simples

Um *driver* de estágio simples é definido como aquele que possui apenas uma topologia de conversores chaveados para a alimentação dos LEDs e uma quantidade de componentes menor que os *drivers* de múltiplos estágios. Como consequência, apresenta um custo inferior. As topologias de conversores mais utilizadas em *drivers* ativos de estágio simples são *Buck*, *Boost*, *Buck-boost* e *Flyback*.

O conversor *Buck* atua reduzindo a tensão de entrada para um nível definido pelo projeto dos componentes. Não apresenta isolamento entre a entrada e a saída e possui uma

corrente de entrada do conversor descontínua. Na Figura 25 é ilustrado um esquemático simplificado de um conversor *Buck*.

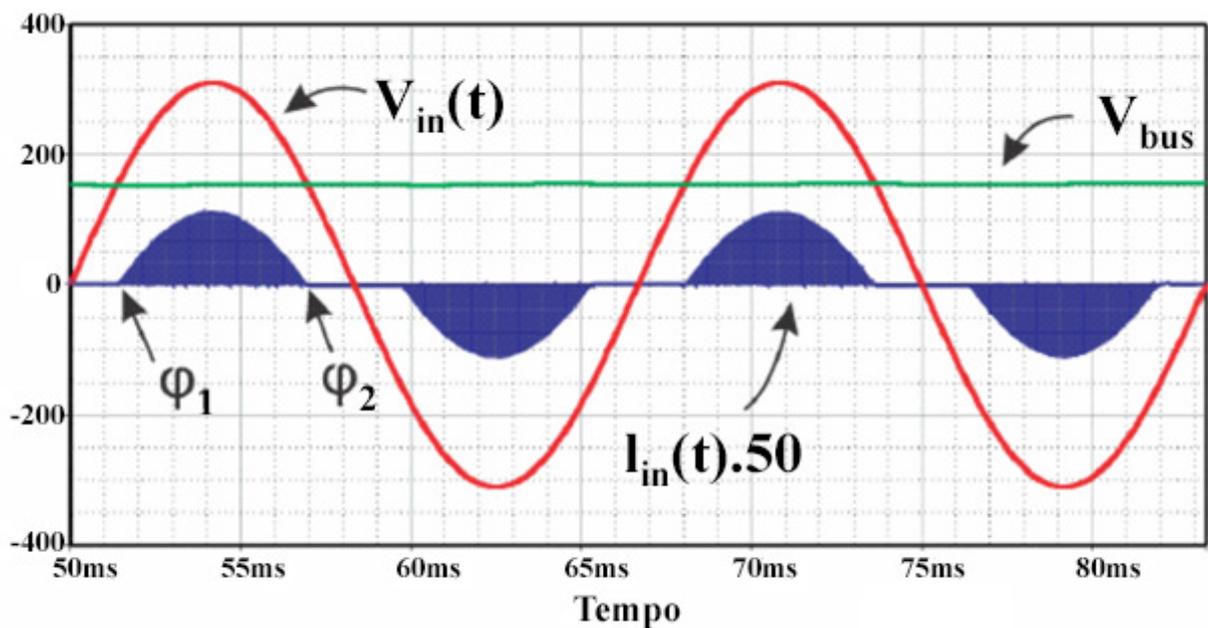
Figura 25 – Esquema simplificado de um conversor *Buck*



Fonte: Adaptado de Kazimerczuk (2008).

Em um conversor *Buck* não há corrente de entrada no conversor enquanto a tensão de saída do conversor for superior à tensão de entrada. O início de comutação do interruptor Q1 utilizado é representado pelo ângulo φ_1 e o fim da comutação é representado pelo ângulo φ_2 . A corrente resultante da comutação terá uma envoltória senoidal, como pode ser visualizado na Figura 26. (KIRSTEN, 2011).

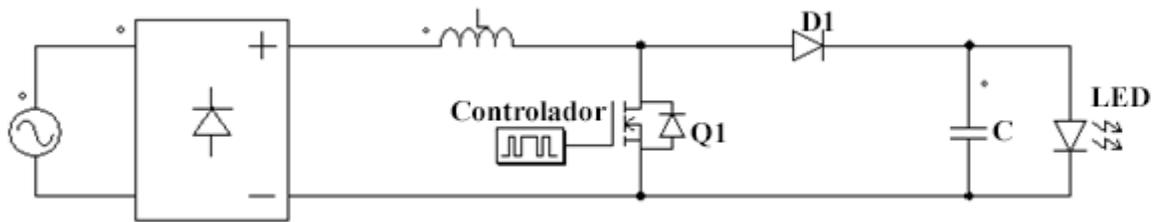
Figura 26 – Formas de onda de entrada e saída de um conversor *Buck*



Fonte: Adaptado de Kirsten (2011).

Outro conversor utilizado é o *Boost* que, assim como o *Buck*, não apresenta isolamento entre a entrada e a saída do conversor. Sua principal característica é a capacidade de fornecer na saída do conversor uma tensão maior que a de entrada. Os principais componentes de potência podem ser visualizados no esquema simplificado e que é mostrado na Figura 27.

Figura 27 – Esquema simplificado de um conversor *Buck*

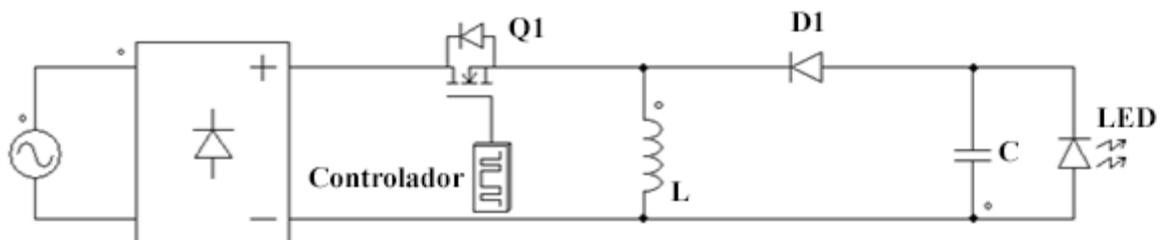


Fonte: Adaptado de Kazimerczuk (2008).

Como é possível analisar, a saída do conversor *Boost* é conectada em série com a entrada tendo apenas o indutor L como limitador de corrente. Dessa forma, por questões de segurança, não é um conversor muito utilizado para alimentação dos LEDs quando escolhido trabalhar com *drivers* de estágio único. Em contrapartida, é bastante utilizado em *drivers* ativos de múltiplos estágios.

A terceira topologia de conversor é o *Buck-boost*, que consiste na integração dos conversores *Buck* e *Boost*. Como é o resultado dessa integração, não apresenta isolamento entre entrada e saída, como nas suas topologias de origem permitindo, também, que o conversor possa reduzir ou aumentar a tensão de entrada. Um esquema simplificado pode ser visualizado na Figura 28.

Figura 28 – Esquema simplificado de um conversor *Buck-boost*

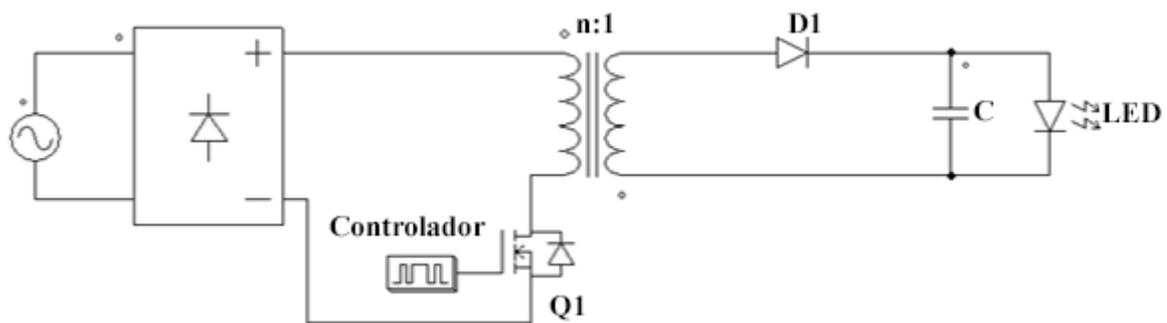


Fonte: Adaptado de Kazimerczuk (2008).

O conversor *Buck-boost* trabalha em duas etapas de operação. Inicialmente carrega o indutor L , e, na segunda etapa, essa energia armazenada em L é descarregada para a carga de LED.

Por fim, o conversor *Flyback*, que tem por característica principal o isolamento entre a entrada e a saída do conversor, o que é alcançado com o uso de um indutor acoplado para a transferência de energia ao secundário, conforme é ilustrado na Figura 29.

Figura 29 – Esquema simplificado de um conversor *Flyback*



Fonte: Adaptado de Kazimerczuk (2008).

Com a utilização do indutor acoplado tem-se como vantagem a possibilidade de variar a relação de espiras para se atingirem valores de tensão na saída do conversor extremamente altos ou baixos.

A utilização de *drivers* ativos com apenas um estágio está se tornando cada vez mais comum e, com a introdução da Portaria 1007/2010, principia-se a cobrar níveis mínimos de eficácia em lâmpadas incandescentes, o que, aos poucos, as torna inviáveis para o mercado de iluminação. Assim, as lâmpadas de LED vão ganhando cada vez mais espaço.

Com o incremento no consumo de lâmpadas de LED, os custos acabam caindo e se tornando mais acessíveis. Devido à baixa potência necessária, geralmente inferior a 40 W, para esse tipo de lâmpada o mais comum é a utilização de conversores com apenas um estágio, devido ao seu baixo custo e reduzido tamanho.

5.3.2 *Drivers* ativos de múltiplos estágios

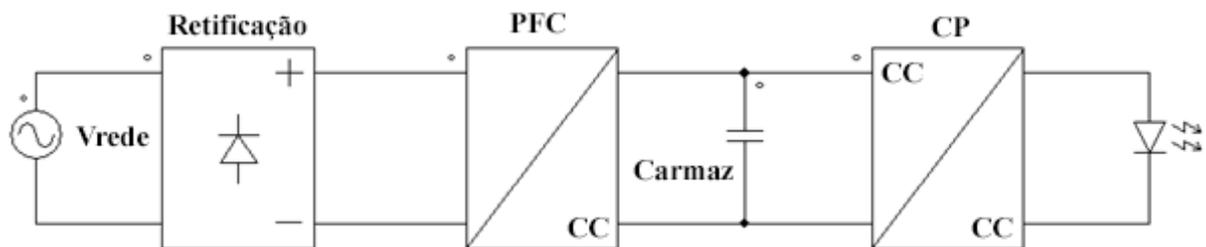
Os *drivers* de múltiplos estágios são caracterizados por utilizarem mais de uma topologia entre a saída e a entrada do conversor, constituindo, assim, mais de uma etapa de

conversão. Em cada etapa executa-se uma ou mais funções para o *driver*. As formas mais comuns de funções, divididas pelas etapas, são: obtenção do nível necessário do fator de potência, isolamento e controle das características de saída como as correntes dos LEDs. (CAMPONOGARA, 2015).

Drivers de múltiplos estágios são comuns em aplicações que demandam uma potência elevada, geralmente acima de 60 W, e que necessitem uma eficiência superior a 90%. É comum a utilização de estágios completamente independentes, em que um serve de alimentação para o estágio subsequente. Cada estágio possui fontes independentes, como também podem ser utilizados estágios integrados, com compartilhamento dos comutadores e fontes reduzindo o número de componentes.

A estrutura básica de um conversor de múltiplos estágios utilizado para iluminação é aquela composta de um circuito de retificação e dois estágios, em que o primeiro é responsável pela correção do fator de potência (PFC, do inglês *Power Factor Correction*); e o segundo, pelo controle de potência na saída (CP). Um esquema simplificado pode ser visualizado na Figura 30.

Figura 30 – Esquema simplificado de um *driver* de dois estágios



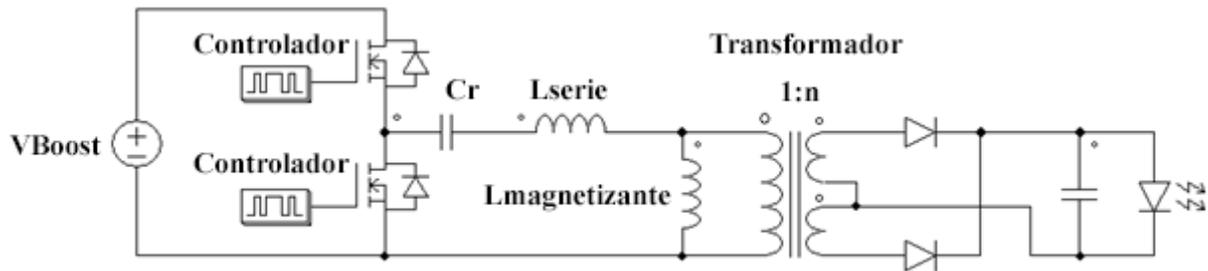
Fonte: Autor.

Os conversores de dois estágios mais utilizados na iluminação a LED usam o *Boost* como estágio de PFC, mudando apenas o estágio de controle de potência, dependendo da potência necessária para a saída do *driver*. Ao utilizar-se uma potência de até 100 W, é comum serem utilizados conversores *Flyback* para o estágio de controle de potência, enquanto para potências superiores é comum a utilização de conversores ressonantes. (SPINI, 2012; POWER INTEGRATION, 2013; INFINEON, 2016).

Conversores ressonantes são formados por um inversor de frequência, geralmente composto por interruptores, comutando uma tensão fixa na frequência desejada; o filtro ressonante com componentes passivos, geralmente indutores e capacitores, e um retificador de

alta frequência na saída. Um esquema simplificado de um conversor ressonante do tipo LLC é mostrado na Figura 31.

Figura 31 – Esquema simplificado de um conversor ressonante tipo LLC



Fonte: Adaptado de Almeida (2014).

Conversores ressonantes podem apresentar baixíssimas perdas de comutação uma vez que se garanta a operação em comutação suave. Isto significa que os interruptores são comutados em regiões em que a tensão seja nula (ZVS, do inglês *Zero Voltage Switch*) ou em pontos que a corrente seja nula (ZCS, do inglês *Zero Current Switch*). (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Quando operando com comutação suave, esses conversores podem trabalhar com frequências elevadas, e assim reduz-se o tamanho dos componentes, apresentando uma densidade de potência do conversor maior, permitindo trabalhar uma mesma potência em uma área menor se comparado aos outros conversores apresentados. (BARBI; SOUZA, 1999).

5.4 ESTUDOS DE REDUÇÃO DE CAPACITÂNCIA DE BARRAMENTO

Diversos estudos estão sendo realizados ao longo do mundo visando à redução das capacitâncias dos *drivers* para iluminação em diversas topologias com o objetivo principal aumentar a vida útil e a confiabilidade dos sistemas de iluminação para se adequar a alta expectativa de vida dos LEDs. (ARIAS, 2013; ALONSO, 2013; CHEN, 2012; GU; 2009; WANG, 2010)

Trabalhos estão sendo feitos focando no desempenho do *driver*, introduzindo controles no segundo estágio para compensar o aumento da oscilação causada pela redução da capacitância do estágio de correção de fator de potência, e até mesmo acrescentando um terceiro estágio para a regulação da corrente de saída de forma mais precisa. (ARIAS, 2013)

Novas abordagens mostram preocupação com a quantidade de chaves utilizadas e propõe um *driver buck-boost buck* integrado como *retrofit* de lâmpadas de alta pressão, resultando em um driver final sem capacitores eletrolíticos e com características desejadas para iluminação tais como alto fator de potência, baixa distorção harmônica de corrente na entrada e eficiência dentro do desejável. (ALONSO, 2013)

Muita atenção está sendo dedicada no atendimento de regulamentações de eficiência energética como é o caso da norma ENERGYSTAR. (WANG, 2010; GU, 2009)

Embora extremamente importantes, esses trabalhos não demonstram qualquer tipo de preocupação com a resposta do driver ao surto de tensão quando aplicadas as técnicas para redução de capacitâncias nos circuitos. Esse é o foco com que está sendo desenvolvido esse trabalho.

5.5 DRIVER UTILIZADO – CONFIGURAÇÃO 1

O foco do trabalho consiste em um *driver* ativo de 2 estágios para uma potência de LEDs de 150 W. O Quadro 7 resume as especificações de entrada para o estágio PFC do projeto do conversor proposto.

Quadro 7 – Dados de entrada do projeto do estágio de PFC do *driver*

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tensão eficaz de entrada	V_{IN}	100-242 Vac
Tensão média de saída	V_0	450 Vcc
Potência média de saída	P_0	150 W
Frequência de chaveamento mínima	F_{SWMIN}	25 kHz
Máxima variação da tensão de saída	ΔV_0	10 V

Fonte: Autor.

Para a etapa de PFC foi selecionado o circuito integrado L6562AT da ST, para controlar um conversor do tipo *Boost* trabalhando em modo de condução crítico, sendo a tensão de entrada a faixa de operação no Brasil; a tensão de saída, a margem suficiente para garantir alto fator de potência e baixa distorção harmônica, que é requisito para sistemas de iluminação; a frequência mínima de chaveamento sendo escolhida para que não ocorra ruído audível; e a variação de saída máxima, de aproximadamente 2,5 %. Para o dimensionamento

dos componentes foi utilizado o *Application Note* (AN) 1059. Os parâmetros calculados são trazidos no Quadro 8.

Quadro 8 – Dados de projeto do estágio de PFC do *driver*

Parâmetro	Símbolo	Valor Calculado	Valor Utilizado
Tensão mínima de bloqueio do mosfet	V_{DS}	520 V	600 V
Resistência de condução do mosfet	R_{DSON}	0.8 Ω	0.17 Ω
Indutância máxima indutor	L_{MAX}	700 μ H	700 μ H
Tensão mínima de bloqueio do diodo	V_D	520 V	600 V
Corrente mínima do diodo	I_D	4.2 A	5 A
Capacitância mínima do barramento	C_0	99 μ F	100 μ F

Fonte: Autor.

Os valores escolhidos para a etapa de PFC foram os valores mais adequados e que se encontravam disponíveis, considerando-se sempre tensões de bloqueio e corrente maiores do que as calculadas, e R_{DSON} menores, o que resultará em perdas menores de condução.

Para o estágio de controle de potência foi utilizado um circuito integrado dedicado para topologias ressonantes, o circuito integrado L6599AT da ST. E a topologia ressonante utilizada foi uma LLC

O dimensionamento dos componentes, foi utilizado o AN 2450, com os parâmetros de saída do estágio de PFC como dados de entrada. Resultaram, pois, os valores dispostos no Quadro 9.

Quadro 9 – Dados de projeto do estágio de controle de potência do *driver*

Parâmetro	Símbolo	Valor Calculado	Valor Utilizado
Tensão mínima de bloqueio do mosfet	V_{DS}	520 V	650 V
Capacitância do tanque ressonante	C_r	27 η F	27 η F
Indutância máxima indutor	L_{serie}	240 μ H	230 μ H
Tensão mínima de bloqueio do diodo	$L_{magnetizante}$	1 mH	980 μ H
Corrente mínima do diodo	n	1,75	1,76
Capacitância mínima do barramento	C_{0CP}	9 μ F	10 μ F
Carga de LEDs	LEDs	144V@1.05 A	48 LEDs - Oslon Square

Fonte: Autor

Uma imagem do conversor pode ser vista na Figura 32, a seguir:

Figura 32 – Foto *driver* com capacitância de 100 μF



Fonte: Autor

5.6 DRIVER UTILIZADO – CONFIGURAÇÃO 2

Quando utilizados dois estágios independentes, um para a correção do fator de potência e outro para o controle de potência, permite-se que a capacitância da saída do estágio de PFC C_{armaz} seja reduzida. Isso possibilita uma ondulação maior, desde que compensado ativamente pelo estágio de controle de potência. (ALMEIDA, 2014). Dessa forma, a resposta da etapa de controle de potência foi ajustada para manter as mesmas características de entrada e de alimentação dos LEDs para a menor capacitância de saída possível, resultando numa redução de capacitância de 100 μF . Foram utilizados capacitores plásticos para uma capacitância de 15 μF . Esta modificação foi feita de modo a eliminarem-se os capacitores eletrolíticos do circuito, com vistas a aumentar a vida útil do *driver*.

Uma imagem da segunda configuração do *driver* pode ser visualizada na Figura 33.

Figura 33 – Foto *driver* com capacitância de 15 μ F



Fonte: Autor

5.7 ENSAIO DE SURTO DE TENSÃO

Para um *driver* ser considerado imune a surtos de tensão ele deverá ser testado conforme descrito no item 5.7 da norma. Este item toma como base de ensaio a norma IEC 61000-4-5, descrita no item 2.4.6 tratada neste trabalho.

O teste deve ser conduzindo seguindo os seguintes passos:

- a) aplicando 5 pulsos positivos de 1.000 V entre fase e neutro, no pico positivo da senoide (90° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos;
- b) aplicando 5 pulsos negativos de 1.000 V entre fase e neutro, no pico negativo da senoide (270° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos;
- c) aplicando 5 pulsos positivos de 2.000 V entre fase e terra, no pico positivo da senoide (90° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos;
- d) aplicando 5 pulsos negativos de 2.000 V entre fase e terra, no pico negativo da senoide (270° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos;
- e) aplicando 5 pulsos positivos de 2.000 V entre neutro e terra, no pico positivo da senoide (90° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos;
- f) aplicando 5 pulsos negativos de 2.000 V entre fase e terra, no pico negativo da senoide (270° da senoide da tensão de alimentação), com 1 minuto entre os pulsos.

Para aprovação do *driver*, ele deve voltar a operar com o mesmo fluxo inicial trinta minutos após o ensaio ser conduzido, sendo permitida a reinicialização do sistema com um *reset* da alimentação do *driver*.

5.8 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os *drivers* utilizados para fazer o acionamento de lâmpadas de LED em uma potência de até 150W. Os parâmetros de projeto utilizados nos *drivers* e a metodologia de ensaio adotada para aprovação no item de surto de tensão são os da norma IEC 61547 para dispositivos de iluminação.

No capítulo a seguir são tratados dois estudos de caso para proteção de surto de tensão, um para cada uma das configurações de *drivers* descritas neste capítulo. A aplicação do surto foi realizada no laboratório credenciado do CIENTEC – Fundação de Ciência e Tecnologia, do Estado do Rio Grande do Sul.

6 ESTUDO DE CASO

Para o presente estudo de caso foi utilizada uma fonte de saída em corrente constante de duas etapas, ou seja, foram utilizados dois conversores. O primeiro conversor foi um *Boost*, responsável pela correção de fator de potência, trabalhando em modo de operação crítico e com o uso do circuito integrado da ST L6562AT. Na segunda etapa, foi usado um conversor ressonante do tipo LLC, com o circuito integrado também da ST L6599AT. Ele foi projetado para operar uma carga de LEDs de até 150 W em uma faixa de tensão de entrada mínima de 100 V até uma tensão máxima de 242 V.

Para o dispositivo de proteção, foi escolhida a configuração em que utiliza o fusível série pela necessidade de abrir o circuito quando o *driver* é forçado à falha, e o varistor devido à corrente resultante do surto de tensão ter um valor e tempo incompatíveis com os outros componentes para dispositivos de proteção contra surtos.

6.1 CÁLCULO DO FUSÍVEL PARA ATENDIMENTO DO SURTO

Conforme visão teórica apresentada no item 4.4.1, o cálculo do fusível é feito em três etapas. Cada etapa prática é tratada, individualmente, a seguir.

6.1.1 Definição da tensão máxima do fusível

O dispositivo a ser analisado tem a capacidade de operar em uma faixa de tensão de até 242 V. O fusível a ser escolhido deverá ser capaz de bloquear essa tensão em caso de ser acionado, abrindo o circuito. O próximo valor de mercado para fusíveis é 250V, portanto foi escolhido um fusível com uma tensão de bloqueio de 250V. Com o valor da tensão de bloqueio definida é possível selecionar a família do fusível. A família do fusível escolhida é a série 400 da Littelfuse.

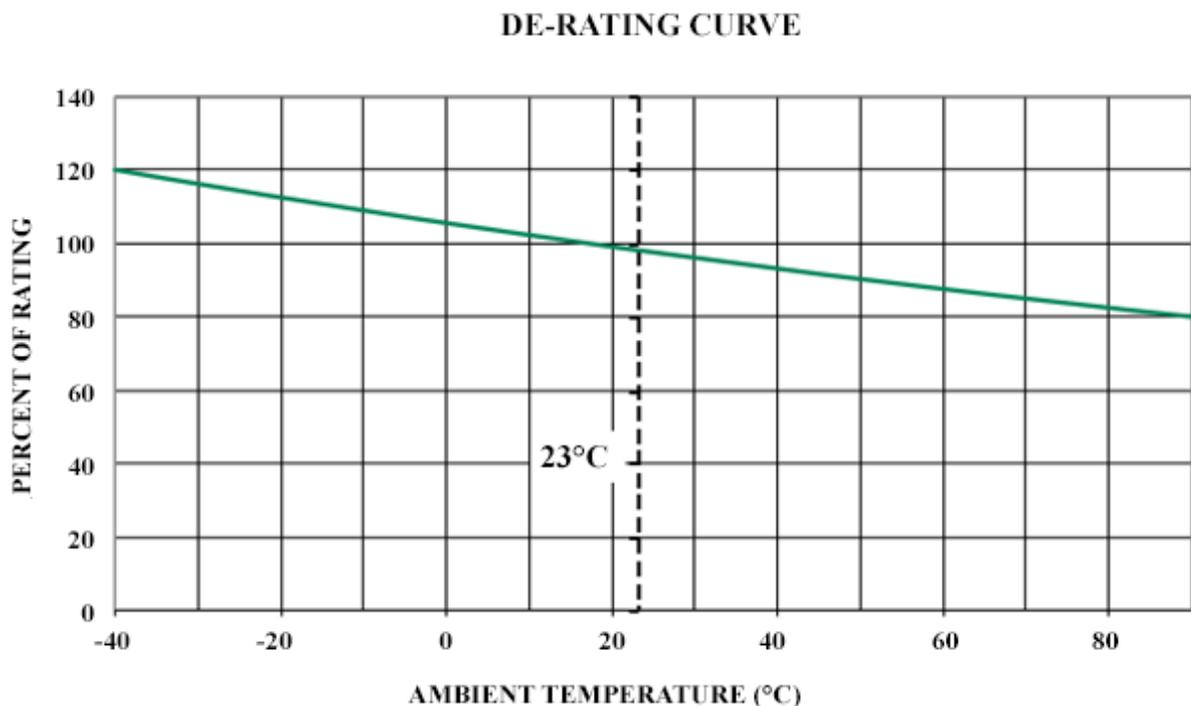
6.1.2 Definição da corrente nominal do fusível

O dispositivo analisado é projetado para manter a potência de saída constante, independentemente da sua tensão de entrada. De pronto, pode-se concluir que a maior corrente se dará na tensão de alimentação mínima. O projeto também é feito para que, em

uma tensão de alimentação de 100 V, o dispositivo apresente uma eficiência mínima de 88 %, com fator de potência de 0,99. Dessa forma, a corrente nominal máxima de entrada do dispositivo é calculada de acordo com o *Application Note* AN966 como sendo 1,72 A.

Para operar na temperatura ambiente de 25 °C deverá ser escolhido um fusível que tenha uma corrente nominal 25% maior. Dessa forma, o fusível escolhido deverá suportar uma corrente mínima de 2,3 A. Com o valor de temperatura ambiente superior a 25°C, deverá ser analisado o gráfico de *derating* por temperatura da série do fusível escolhido. Essa curva é trazida do *datasheet* da série 400, mostrada na Figura 34. (LITTELFUSE, 2014).

Figura 34 – Curva *derating*



Fonte: (LITTELFUSE, 2014).

A temperatura no ambiente em que o fusível será utilizado foi medida. Essa medição foi feita colocando-se o dispositivo dentro de uma estufa controlada, com a temperatura máxima por ele suportada. A temperatura foi medida em aproximadamente 80 °C. Para essa temperatura o *derating* é de 82%, conforme mostrado na Figura 34. Assim sendo, a corrente escolhida para o fusível deverá ser maior que 2,8 A.

6.1.3 Cálculo da energia i^2t do fusível

O dispositivo em análise foi projetado para suportar uma quantidade de partidas superior a 100.000 e, para tanto, utiliza-se um fusível de 4 A. Neste item, ao invés de dimensionar o fusível para a aprovação na norma de surto de tensão, verificou-se a quantidade de surtos que ele suportará para a forma de onda do surto trazido pela Figura 11. A forma de onda é senoidal. Dessa forma, o cálculo é feito com a fórmula correspondente à forma de onda senoidal, item C do Quadro 5.

Considerando a corrente de pico máxima e tempo da norma IEC 61547 de, respectivamente, 500 A e 28 μ s, a energia i^2t do dispositivo é calculada na Equação (4):

$$E_{Fusível} = \frac{I_p^2 \times t}{2} = \frac{500^2 \times 28 \times 10^{-6}}{2} = 3,5 A^2s \quad (4)$$

O fusível de 4 A, da série 400 da Littelfuse, que é usado no dispositivo, possui um i^2t nominal de 133,4 A^2s . Esse valor corresponde a 2,6 % do valor nominal, comparando-o aos valores do gráfico mostrado na Figura 21. Com o valor da energia de fusão i^2t calculada, é necessária a aplicação da porcentagem de adequação da corrente nominal real suportada. Assim, é possível selecionar o fusível para a quantidade de ciclos desejados, sem que haja a ruptura precoce do dispositivo. O gráfico trazido na Figura 21 demonstra a quantidade de ciclos *versus* a energia i^2t aplicada no dispositivo. Esse cálculo permite verificar a quantidade de ciclos suportada pelo fusível para uma determinada quantidade de energia de fusão i^2t .

A escolha adequada do fusível depende da quantidade de vezes que o dispositivo será submetido à corrente de partida, ou seja, a quantidade de acionamentos do sistema que forem pretendidos em projeto. Para isso, o fusível deverá ser adequadamente dimensionado conforme as características da energia de fusão.

O valor encontrado aplicado na Figura 21 corresponde a uma quantidade de ciclos superior a 100.000 ciclos. Este valor é adequado para os pulsos de surto que serão aplicados pela norma de surtos.

6.2 CÁLCULO DO VARISTOR PARA ATENDIMENTO DO SURTO

Conforme visto no item 4.4.2, o cálculo é feito em cinco etapas, de forma que cada etapa é tratada a seguir.

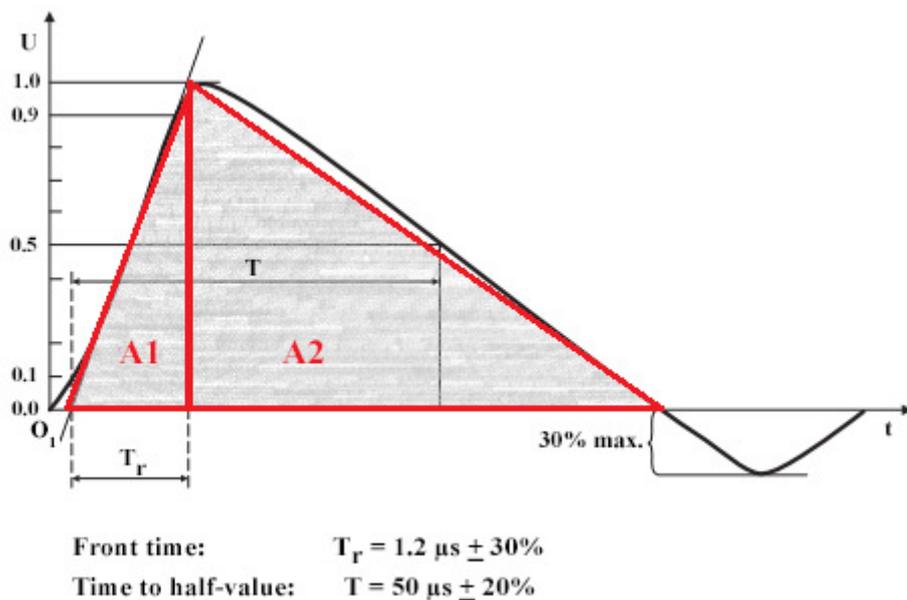
6.2.1 Definição da tensão do varistor

Assim como no dimensionamento do fusível, deve-se considerar a tensão máxima de operação do dispositivo em análise. Neste caso, o dispositivo opera em 242 V, portanto o varistor escolhido não deverá atuar enquanto a tensão de entrada for esse valor. O próximo valor de mercado para os varistores é 250V.

6.2.2 Cálculo da energia absorvida pelo varistor

A energia absorvida pelo varistor será a energia do surto. Para tanto, considera-se que a tensão V_C do varistor será a tensão de pico do surto de tensão. Esse valor será superior ao real, proporcionando, também, uma margem de segurança para o cálculo. Assim, a forma de onda de tensão do surto aplicado pode ser dividida em duas etapas, em que essas etapas são mostradas como A1 e A2 na Figura 35.

Figura 35 – Divisão da forma de onda de tensão do surto



Fonte: Autor.

Para o cálculo da energia é utilizada a equação (2). Como a fonte possui uma impedância de 2Ω , considera-se que a corrente estará em fase com a tensão, com a mesma forma de onda. Assim, utiliza-se o valor de pico da tensão, definido pela norma, e como valor

de corrente a relação entre a tensão e a impedância. Dessa forma, para ambas as áreas A1 e A2, são utilizados os valores da norma IEC61547 $V_c = 1.000 \text{ V}$ e $I = 500 \text{ A}$. Os valores de $K = 0,5$ são obtidos por serem as formas mais próximas à forma da onda e do tempo da IEC $\tau = 1,2 \mu\text{s}$ considerados para a área A1; e os valores também escolhidos pela proximidade entre a forma de A2 com aquele trazido pelo Quadro 6, então $K = 1,4$ e $\tau = 48,8 \mu\text{s}$ para a área A2. O cálculo realizado pode ser visualizado conforme demonstrado na Equação 5:

$$E_{TOTAL} = E_{A1} + E_{A2} = 0,5 \times 1000 \times 500 \times 1,2 \times 10^{-6} + 1,4 \times 1000 \times 500 \times 48,8 \times 10^{-6}$$

$$E_{TOTAL} = 0,3 + 34,16 = 31,46 \text{ J} \quad (5)$$

Portanto, o varistor selecionado deve suportar uma energia de 31,46 J e ter uma tensão de operação de pelo menos 250V. Selecionou-se o varistor da Littelfuse V250LA10P, posto que possui um diâmetro de 10mm, suporta uma energia de 40 J e não reduz a impedância equivalente com uma tensão de até 250V.

6.2.3 Cálculo da corrente de pico do varistor

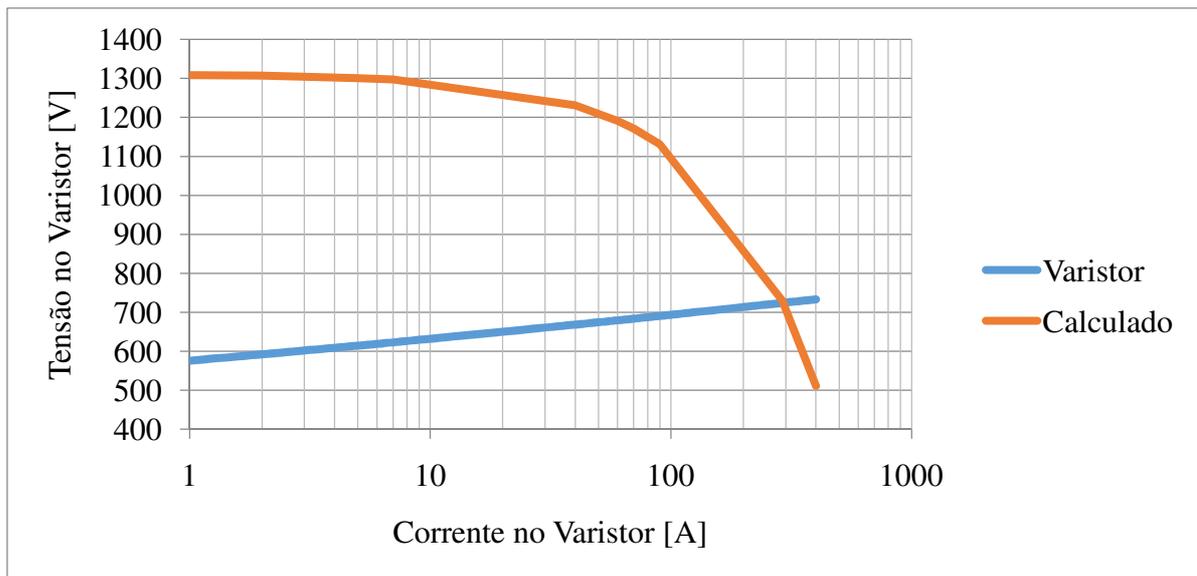
Para o cálculo da corrente de pico do varistor, deve ser usada a curva característica do varistor V/I (Curva do *datasheet* do varistor V250LA10P) comparada à curva do varistor, plotada em função da corrente da malha de entrada, conforme já exposto no item 4.4.2. É utilizada a curva característica do varistor selecionado como sendo:

$$I = 3,87 \times 10^{-69} \times V^{24,78} \quad (6)$$

Os gráficos foram plotados utilizando-se o *software* Excel®, e encontrou-se o ponto de intersecção de 290 A. Como pode ser visualizado na Figura 36, a curva em azul, chamada Varistor, demonstra aquela característica do varistor obtida no *datasheet*; e a curva em laranja demonstra a resposta do circuito como um divisor resistivo da Figura 23, também e ilustrado pela Equação 7:

$$V_{Varistor} = (V_{Surto} + V_{entrada\ de\ pico}) - 2 \times I_{Varistor} \quad (7)$$

Figura 36 – Ponto de intersecção das curvas do varistor V/I e do varistor selecionado



Fonte: Autor.

6.2.4 Definição dos requisitos de dissipação do varistor

De acordo com a norma para imunidade de sistemas de iluminação, cada surto de tensão deve ser dado no pico da senoide, com um intervalo entre os pulsos de um minuto> A partir do exposto, o cálculo da potência dissipada do varistor será simplesmente:

$$P = E_{TOTAL} \times 1 = 31,46 J \quad (9)$$

Sendo a potência dissipada igual à energia requerida em um pulso, não há necessidade de se alterar o varistor a ser utilizado.

6.2.5 Definição do varistor

O varistor selecionado inicialmente, V250LA10P da Littelfuse, atenderá a todos os critérios e poderá ser utilizado para a aplicação.

6.3 APLICAÇÃO DO SURTO DE TENSÃO EM LABORATÓRIO

Para o ensaio prático, foi utilizado o laboratório de compatibilidade eletromagnética do CIENTEC, que possui um equipamento para aplicação de testes de surto de tensão de acordo com a norma IEC 61000-4-5, o EM UCS 500, mostrado na Figura 37.

Figura 37 – Equipamento de testes EM UCS 500



Fonte: Autor.

6.4 ENSAIO DE SURTO NA CONFIGURAÇÃO 1

Foram aplicados todos os surtos de tensão necessários no *driver* com a configuração 1 (com capacitância de barramento de 100 μF), utilizando-se o sistema de proteção contra surtos calculado. O *driver* não apresentou qualquer flutuação no fluxo luminoso durante a condução do ensaio, sendo o *driver* aprovado no ensaio de surto de tensão.

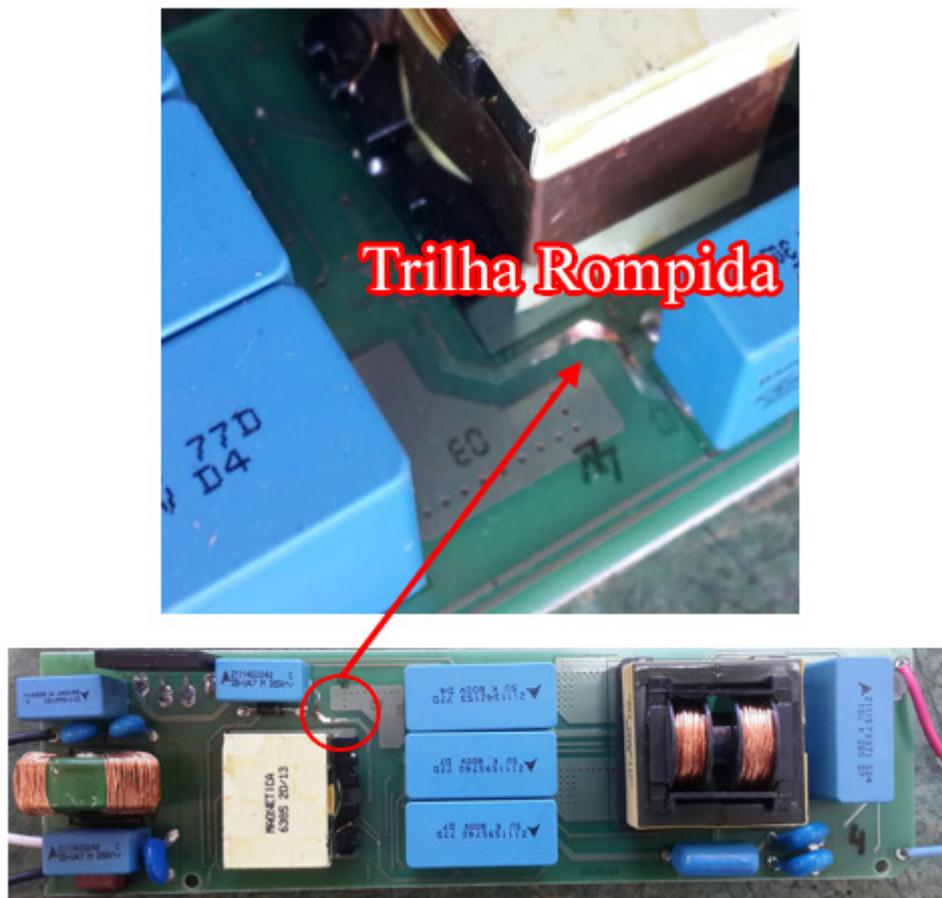
6.5 ENSAIO DE SURTO NA CONFIGURAÇÃO 2

Foram aplicados apenas três surtos de tensão entre fase e neutro no *driver* com a configuração 2 (com capacitância de barramento de 15 μF) quando os LEDs se desligaram.

Após trinta minutos do ensaio completo e uma reinicialização do sistema, os LEDs continuaram não ligando. No teste realizado, o interruptor etapa de conversor do *Boost* foi danificado. Essa fonte é mostrada na Figura 38.

O mosfet, responsável pelo chaveamento de potência da etapa do *Boost*, entrou em curto-circuito, rompendo o fusível de entrada da fonte e a trilha de potência.

Figura 38 – Fonte com a capacitância reduzida falhou no teste



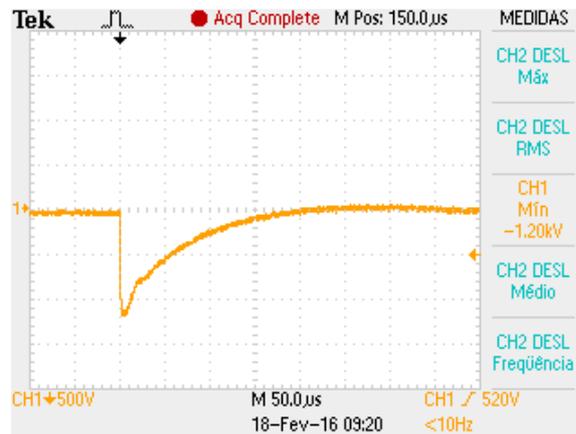
Fonte: Autor.

6.6 FORMAS DE ONDA DO ENSAIO

Foi agendado um novo dia de laboratório no CIENTEC para a medição das formas de onda aplicadas. Foi realizada a medida das formas de onda do surto de tensão que o equipamento aplica entre fase e neutro, em circuito aberto. O surto na etapa negativa da senoide é mostrado na Figura 39, considerando uma escala de tempo de $50 \mu\text{s}/\text{div}$ e escala de amplitude de $500 \text{ V}/\text{div}$.

O surto varia apenas em amplitude e polaridade, em relação às outras etapas do ensaio, mas a forma de onda, em todos os ensaios realizados, é equivalente à onda mostrada na Figura 39.

Figura 39 – Formato esquemático da onda do surto de tensão com capacitor eletrolítico



Fonte: Autor.

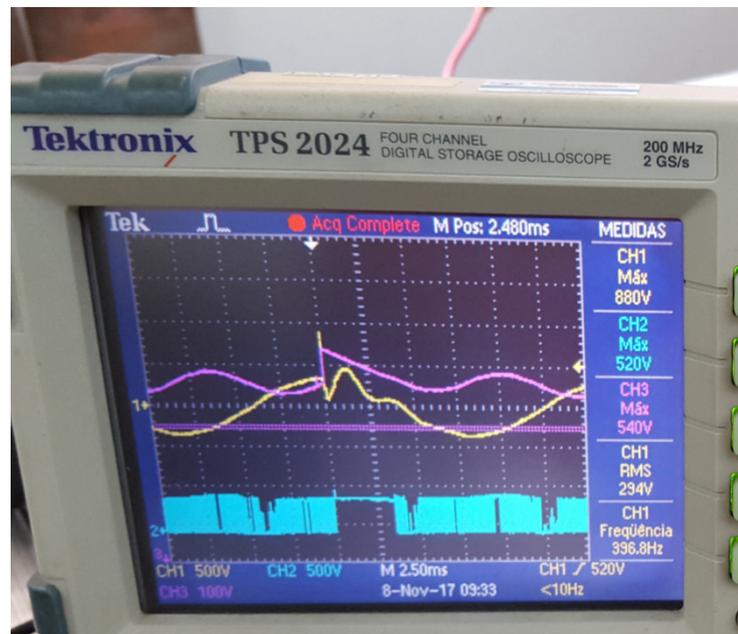
6.6.1 Formas de onda do ensaio aplicado à configuração 1

Para análise da queima do mosfet, foi aplicado, novamente, o surto de tensão no *driver* com a configuração 1 e com o circuito de proteção aprovado no ensaio. A forma de onda foi medida com uma escala de tempo de 2,5 ms por divisão, a qual pode ser visualizada na Figura 40. Nela é possível verificar:

- a) a tensão na entrada do *driver* no canal 1, em amarelo, com uma escala de 500 V/div;
- b) a tensão entre dreno e *source* do mosfet no canal 2, em azul, com uma escala de 500 V/div;
- c) a tensão em cima do capacitor de saída do *Boost* no canal 3, em roxo, com uma escala de 200 V/div.

A partir do exposto é possível observar que o circuito de proteção grampeia a tensão de entrada de 1200 V, medido no surto em circuito aberto, em 880 V, e essa tensão remanescente do varistor reflete em um surto de tensão no mosfet de 520 V, devido ao aumento da tensão de saída do *Boost*.

Figura 40 – Forma de onda do surto medido na configuração 1



Fonte: Autor.

6.6.2 Formas de onda do ensaio aplicado à configuração 2

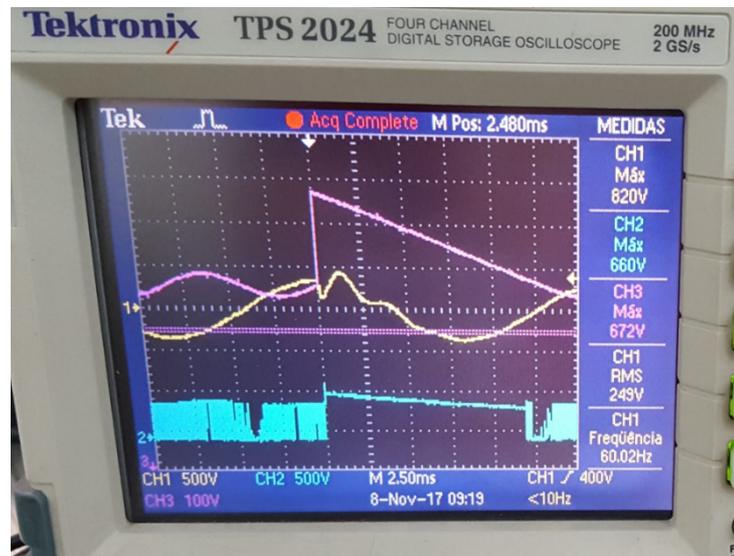
O *driver* com a configuração 2 foi submetido novamente ao surto de tensão, e a forma de onda foi medida com uma escala de tempo de 2,5 ms, a qual pode ser visualizada na Figura 41 – Forma de onda do surto medido na configuração 2

Nela é possível verificar:

- a tensão na entrada do *driver* no canal 1, em amarelo, com uma escala de 500 V/div;
- a tensão entre dreno e *source* do mosfet no canal 2, em azul, com uma escala de 500 V/div;
- a tensão em cima do capacitor de saída do *Boost* no canal 3, em roxo, com uma escala de 200 V/div

Foi possível verificar, então, que o circuito de proteção atua grampeando a tensão de surto em 820 V, valores próximos para ambas as configurações; porém, a redução na capacitância de saída da etapa de *Boost* absorve essa energia remanescente de forma a elevar o nível de tensão do barramento e, conseqüentemente, do mosfet, causando-lhe a queima.

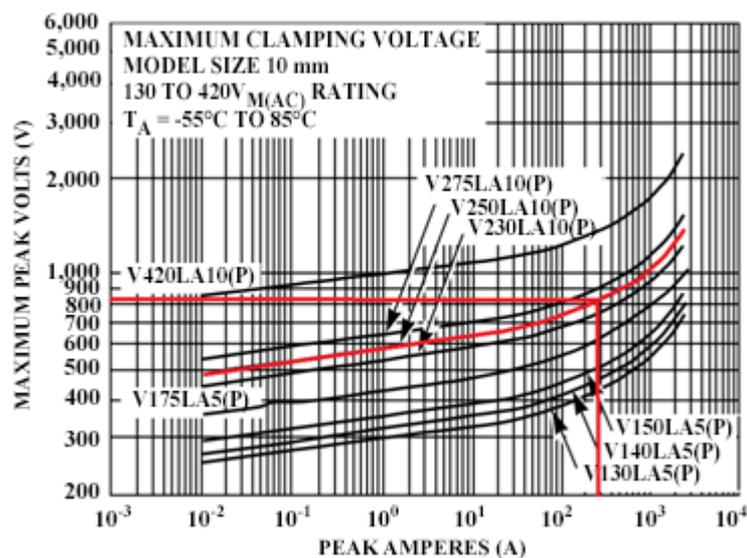
Figura 41 – Forma de onda do surto medido na configuração 2



Fonte: Autor.

Como pode ser visualizada na comparação das formas de onda das Figura 40 e Figura 41, a tensão de entrada é reduzida, no surto de tensão de 1200 V, para um valor de aproximadamente 820 V. Avaliando-se a curva do *datasheet* do varistor que corresponde aos 290 A calculados no item 6.2.3 desta dissertação, tal fato pode ser confirmado na curva V-I do varistor utilizado, trazido na Figura 42.

Figura 42 – Curva V-I do varistor utilizado



Fonte: (LITTELFUSE, 2014).

Com os resultados obtidos, foi necessário projetar novamente o conversor com capacitância de barramento reduzida para que atenda à norma de imunidade contra surtos de tensão. Como não há espaço físico suficiente no produto, não há como aumentar a capacitância da saída do Boost sem a utilização de capacitores eletrolíticos, o que desconfigura a ideia do projeto envolvido. Portanto, apesar de não verificado em laboratório, tudo indica que se optando pela utilização de um mosfet que suporte a tensão de surto de 660 V a falha não deva continuar ocorrendo.

6.7 CONCLUSÃO

Este capítulo relata dois estudos de caso feitos em diferentes configurações de *drivers*. Um estudo usou a capacitância de 15 μF na saída da etapa do PFC; e o outro, uma capacitância de 100 μF na saída da etapa do PFC. Com os resultados obtidos pode-se concluir que somente um sistema de proteção contra surtos não é suficiente para qualquer projeto atender as normas de compatibilidade eletromagnética contra surtos de tensão. Deve-se levar em conta a tensão remanescente do circuito de proteção para o cálculo dos componentes críticos dos *drivers* utilizados.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

7.1 CONCLUSÃO GERAL

Buscando aumentar a confiabilidade de sistemas de iluminação artificial em ambientes eletromagneticamente ruidosos, este trabalho apresentou uma solução para proteção contra surtos de tensão, de dispositivos de controle utilizados no acionamento de iluminação de LED e a adequação dos projetos às normas de compatibilidade eletromagnética contra surtos de tensão.

Iniciando o trabalho com uma revisão dos principais conceitos na área de compatibilidade eletromagnética, como a diferenciação entre suscetibilidade e a emissão de ruídos eletromagnéticos, apresentaram-se as principais causas dos ruídos eletromagnéticos e como ambientes eletromagneticamente hostis podem influenciar nas necessidades de entrada dos dispositivos.

Foi proposta uma metodologia de dimensionamento dos principais componentes de proteção, utilizados na entrada do dispositivo a ser protegido, seguida de um teste em laboratório para corroboração da proposta.

O cálculo do sistema de proteção foi verificado em laboratório, porém somente o dispositivo de proteção não é suficiente para o completo atendimento da norma contra surtos de tensão. O dispositivo apenas reduzirá grande parte da energia do surto de entrada, e é necessário que o projeto suporte essa energia remanescente.

O trabalho comprovou a necessidade de se verificar o impacto na imunidade de sistemas de iluminação quando há uma modificação significativa no sistema, como o caso mostrado em que a capacitância é reduzida em quase 10 vezes.

Os ensaios em laboratório comprovam que dispositivos com grandes capacitâncias são mais robustos contra esse surto remanescente do circuito de proteção, enquanto em um projeto similar, todavia com capacitâncias reduzidas, o surto se mostrou destrutivo. Para esses dispositivos suportarem esse surto remanescente, fez-se necessário redimensionar o mosfet, levando em consideração o surto de tensão remanescente do circuito de proteção como dado de entrada para o cálculo da tensão de bloqueio que o mosfet deverá suportar.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

O trabalho realizado, descrito nesta dissertação, é pioneiro no grupo de pesquisa GEDRE e visa apresentar um embasamento para futuros trabalhos na área de compatibilidade eletromagnética contra surtos de tensão. Esses trabalhos podem versar sobre o funcionamento de circuitos, considerando os surtos de tensão como parâmetros de projeto, com vistas a protegê-los desses ruídos indesejados.

Outra linha pode considerar o ganho real a ser obtido com a redução das capacitâncias em dispositivos de iluminação, quando resultar no aumento da tensão de bloqueio do mosfet.

Outro estudo que pode ser realizado versa sobre os impactos da resposta dos sistemas a surtos de tensão com as modificações propostas, trazendo novas visões de como o sistema pode se tornar mais fraco e diminuir sua confiabilidade com essas mudanças.

7.3 PRODUÇÃO CIENTÍFICA RESULTANTE

Como resultado do trabalho realizado, foi publicado o artigo, citado a seguir, na Conferência de Aplicação Industrial de Eletricidade, Conservação, Confiabilidade e Controle/Automação, INDUSCON 2016

MAZZOTTI, J. P. “Influência do Capacitor Eletrolítico na Imunidade Eletromagnética para surtos de tensão em Conversores do Tipo Boost Operando em Modo de Condução Crítica”. INDUSCON, 2016.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- ADRAGNA, C. AN966, Application Note. L6561, Enhanced Transition Mode Power Factor Corrector. **Application Note AN966**, STMicroelectronics 2003
- ADRAGNA, C. Design equations of high-power-factor flyback converters based on the L6561. **Application Note AN1059**, STMicroelectronics, 2003.
- ALMEIDA, P. S. **Síntese de Conversores Ressonantes com Alto Fator de Potência e Alta Eficiência para o Acionamento de Diodos Emissores de Luz**. 2014. 183 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica). Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora, 2014.
- ALONSO, J. M.; CALLEJA, A. J.; GACIO, D.; CARDESIN, J.; LOPEZ, E.; DALLA COSTA, M. A.; NEDERSON DO PRADO, R. High-power-factor light-emitting diode lamp power supply without electrolytic capacitors for high-pressure-sodium lamp retrofit applications. **IET Power Electronics**. v. 6, n. 8, p. 1502–1515, 2013.
- ARIAS, M.; LAMAR, D. G.; SEBASTIÁN, J.; BALOCCO, D.; DIALLO, A. A. High-efficiency LED driver without electrolytic capacitor for street lighting. **IEEE Transactions on Industry Applications**. v. 49, n. 1, p. 127–137, jan./fev. 2013.
- BARBI, I.; SOUZA, F. P. **Conversores CC-CC Isolados de Alta Frequência com Comutação Suave**. Florianópolis: Edição dos Autores, 1999.
- BRASIL. Portaria interministerial nº 1.007, de 31 de Dezembro de 2010. Regulamentação específica que define os níveis mínimos de eficiência energética de lâmpadas incandescentes. **Diário Oficial da União**, Poder Executivo, Brasília, DF, 6 jan. 2011. n. 4, ISSN 1677-7042.
- CAMPOGARA, D. **Desenvolvimento de Topologias com Redução do Processamento Redundante de Energia para Acionamento de LEDs**. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria, 2015. 206 p.
- CHEN, W.; HUI, SY R. Elimination of an electrolytic capacitor in AC/DC light-emitting diode (LED) driver with high input power factor and constant output current. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1598-1607, 2012.
- CHANG, M. H. et al. Light emitting diodes reliability review. **Microelectronics Reliability** v. 52, n. 5, p. 762–782, 2012. Disponível em: <<https://pdfs.semanticscholar.org/d08a/2f386acded08a31a1fa945fdb00fababa00b.pdf>>. Acesso em: 01 jan. 2018.
- CHUNG, H. S. H.; HO, N. M.; YAN, W.; TAM, P. W.; HUI, S. Y. Comparison of dimmable electromagnetic and electronic ballast systems—An assessment on energy efficiency and lifetime. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 54, n. 6, p. 3145–3154, dez. 2007.
- DE SIMONE, S. LLC resonant half-bridge converter design guideline. **Application Note AN2450**, Coppel, STMicroelectronics, 2007.

DEMIR, M.; KAHRAMANOĞLU, G.; YILDIZ, A. B. Calculating of fuse melting point for power electronics circuits by inrush energy and determination of the eligibility. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 18, 2016, Karlsruhe. **Anais...** Karlsruhe: IEEE, 2016. p. 1–6.

DEMIR, M.; KAHRAMANOĞLU, G.; YILDIZ, A. B. Importance of reliability for power electronic circuits, case study: Inrush current test and calculating of fuse melting point. IEEE INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE (PEMC), 2016, Varna. **Anais...** Varna: IEEE, 2016. p. 830–834.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. **Solid-State Lighting R&D Plan**. [Washington DC], 2016. 191 p. Disponível em: <https://energy.gov/sites/prod/files/2016/06/f32/ssl_rd-plan_%20jun2016_0.pdf>. Acesso em: 01 fev. 2018.

ENERGY, STAR. **Program Requirements for solid state lighting luminaires**. Eligibility Criteria–Version, v. 1, n. 1, 2008. Disponível em: <http://www.energystar.gov/index.cfm?c=new_specs.ssl_luminaires>. Acesso em: 22 mai. 2018.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. Boulder: Springer Science & Business Media, 2001.

GIN, R.B.B; PINTO JR., O.; PINTO, I.R.C.A.; MENDES JR., O. **Tempestades Positivas no Sudeste do Brasil**. In: Congresso Brasileiro de Meteorologia SBMET, 9. **Anais...** São Paulo, nov. 1996. 15 p.

GIN, R. B. B. **Estudo das Características de Relâmpagos no Sudeste do Brasil no Verão de 1992-93**. 1997. Tese (Doutorado em Ciência Espacial-Área de Eletricidade Atmosférica) - Instituto Nacional de Pesquisas Espaciais, São José dos Campos, 1997.

GU, L. et al. Means of eliminating electrolytic capacitor in AC/DC power supplies for LED lightings. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 5, p. 1399-1408, 2009.

HELDWEIN, M. L. **Projeto de Filtros para Compatibilidade Eletromagnética**. Caxias do Sul: [s.n.], 2015.

INFINEON. **Resonant controller IC with PFC for LED driver ICL5101**. Datasheet, p. 2. 2016

INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS et al. **IEEE Power Engineering Society – C62.41.2: IEEE Recommended Practice on Characterization of Surges in Low-Voltage (1000 V and Less) AC Power Circuits**, 2003, 53 p.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 1-1: Application and interpretation of fundamental definitions and terms**, 1992. v. 61000, p. 1-1.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-2: Testing and measurement techniques – Electrostatic Discharge**. Genebra, 2008. v. 61000, p. 4-2.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-3: Testing and measurement techniques – Radiated, radio-frequency, electromagnetic field immunity test.** Genebra, 2006. v. 61000, p. 4-3.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-4: Testing and measurement techniques – Electrical fast transient/burst immunity test.** Genebra, 2004. v. 61000, p. 4-4.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-5: Testing and measurement techniques – Surge immunity test.** Genebra, 200. v. 61000, p. 4-5.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-6: Testing and measurement techniques – Immunity to Conducted Disturbances, Induced by Radio Frequency Fields.** Genebra, 1996. v. 61000, p. 4-6.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC)–Part 4-6: Testing and measurement techniques – Power frequency magnetic field immunity test.** Genebra, 2009. v. 61000, p. 4-8.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION et al. **Electromagnetic compatibility (EMC) – Equipment for general lighting purposes–EMC immunity requirements.** Genebra: British Standards Institution, 1995. v 61547.

INSTITUTO NACIONAL DE PESQUISAS ESPACIAIS. Ameaças do Céu. Sinopse do documentário. **Destaque ELAT.** Grupo de Eletricidade Atmosférica, 30 out. 2017. Disponível em: <<http://www.inpe.br/webelat/homepage/menu/noticias/destaque.php>>. Acesso em: 2 fev. 2018.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters.** Dayton: Wiley, 2008. 782 p. 9780470694657.

KIRSTEN, André. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor.** Cascavel: UFSM, 2011. 185 p. 2011. Disponível em: <http://cascavel.ufsm.br/tede/tde_busca/arquivo.php?codArquivo=3998>. Acesso em: 10 jan. 2018.

LEVITT, H. The nature of electromagnetic interference. **Journal of the American Academy of Audiology**, v. 12, n. 6, p. 322-326, jun. 2001. Disponível em: <http://www.audiology.org/sites/default/files/journal/JAAA_12_06_09.pdf>. Acesso em: 29 dez. 2017.

LITTELFUSE INC. Fuse characteristics, terms, and consideration factors. **Fuseology Selection Guide**, 2014.

LITTELFUSE INC. **Radial Lead Fuses: 400 Series, TE5®, Time-Lag Fuse**, 2014.

LIZ, M. B. D E. **Contribuição para a Redução da Interferência Eletromagnética em Fontes Chaveadas.** 2003. Universidade Federal de Santa Catarina, 2003.

MATTEDE, H. **O que são descargas atmosféricas?** Belo Horizonte, [2015?]. Disponível em: <<https://www.mundodaeletrica.com.br/o-que-sao-descargas-atmosfericas/>>. Acesso em: 2 fev. 2018.

NATIONAL LIGHTNING SAFETY INSTITUTE. **World Lightning Map**. Disponível em: <http://lightningsafety.com/nlsi_info/lightningmaps/worldlightning.html>. Acesso em: 25 jan. 2018.

NUCCI, C. A. et al. **Comparison of two coupling models for lightning-induced overvoltage calculations**. IEEE Transactions on power delivery, v. 10, n. 1, p. 330-339, 1995.

OTT, H. W. **Electromagnetic compatibility engineering**. Nova Jersey: John Wiley & Sons, 2011.

PAUL, C. R. **Introduction to Electromagnetic Compatibility**. 2. ed. Hoboken: Wiley, 2006. 1-983 p. 0471755001.

PEREZ, R. **Handbook of electromagnetic compatibility**. San Diego: Academic Press, 2013.

POWER INTEGRATION. **Reference Design Report for a 150 W Power Factor Corrected LLC Power Supply for LED Street Lighting**. RDR-292. Reference Design, p. 8, 2013

PHILIPS. **Protecting LED systems in accordance with IEEE & ANSI C62.41.2**. Netherland: Koninklijke Philips Electronics N.V, 2011.

PINTO, R. A. **Sistemas eletrônicos para iluminação de exteriores empregando diodos emissores de luz (LEDs) alimentados pela rede elétrica e por baterias**. 2012. 252 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria. 2012.

RAKOV, V. A.; UMAN, M. A. **Lightning: physics and effects**. Cambridge: Cambridge University Press, 2003.

SÁ JR., E. M. **Estudo de Estruturas de Reatores Eletrônicos para LEDs de Iluminação**. 2010. 185 p. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010.

SCHRATZ, M. et al. **A New Way to See the Light: Improving Light Quality with Cost-Effective LED Technology**. IEEE Industry Applications Magazine v. 22, n. 4, p. 55–62, jul. 2016.

SPINI, C. **48 V-130 W high-efficiency converter with PFC for LED street lighting applications**. STMicroelectronics, Appl. Note AN3106, p. 1-34, 2012.

STANDLER, R. B. **Protection of electronic circuits from overvoltages**. Courier Corporation, 2012.

TOTH, Palestrante D. A; FUZIHARA, Portuguese Ciro. **Compatibilidade Eletromagnética CEM - Filtragem & Sinais e Topologias de Filtros**. [S.l: s.n.], 2015

WANG, B.; RUAN, X.; YAO, K.; XU, M. (2010). A method of reducing the peak-to-average ratio of LED current for electrolytic capacitor-less AC–DC drivers. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 592-601, mar. 2010.

WANG, S.; RUAN, X.; YAO, K.; TAN, S. C.; YANG, Y.; YE, Z. A flicker-free electrolytic capacitor-less AC–DC LED driver. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 11, p. 4540-4548, nov. 2012.