



ISEL
INSTITUTO SUPERIOR DE
ENGENHARIA DE LISBOA

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação

**Estudo e Implementação de um Gerador de Onda de
Choque (*Surge Generator*) segundo a norma
IEC 61000-4-5**

Outubro de 2017

Resumo

Nesta dissertação propõe-se o estudo e implementação prática de um circuito gerador de onda de choque, com a capacidade de gerar as formas de onda definidas pela norma internacional de compatibilidade eletromagnética IEC 61000-4-5 [1]. Estes geradores são utilizados por laboratórios em contexto de acreditação de produtos eletrônicos e elétricos quanto à sua imunidade a sobretensões transitórias.

Este trabalho inicia-se com o estudo do fenómeno físico de base que um gerador de onda de choque procura reproduzir, isto é, o estudo laboratorial das descargas atmosféricas, com ênfase nos diferentes modelos de ondas utilizados para descrever tal fenómeno.

Seguidamente realiza-se o estudo teórico e análise matemática do circuito definido pela norma IEC 61000-4-5, obtendo-se assim as equações que regem os vários modos de funcionamento do circuito. A partir destas equações foi então possível obter um modelo matemático para simulação em *Matlab*, com o objetivo de dimensionar o circuito. De igual modo, foi implementada a simulação do circuito no programa *LTspice*, sendo que ambos permitem prever o comportamento do circuito para várias condições de funcionamento. Por fim, realizou-se uma implementação laboratorial do gerador de onda de choque, escolhendo para isso o elemento semiconductor de potência que respeitasse todos os requisitos de desempenho do gerador, o que resultou numa série de resultados experimentais e conhecimento acerca da implementação deste tipo de geradores, bem como na comparação destes resultados experimentais com os de simulação.

Palavras-chave: Compatibilidade Eletromagnética, Gerador de Onda de Choque, IEC 61000-4-5, Matlab, LTspice.

Abstract

This dissertation proposes the study of a surge generation circuit, capable of generating waveforms defined by the international standard of electromagnetic compatibility IEC 61000-4-5 [1] and its implementation. Certification Laboratories used these generators to test and deem electronic and electrical product immune to transient overvoltage.

The first step for this project is to study the basic physical phenomenon that a surge generator seeks reproduces, mainly, the laboratory study of atmospheric discharges, emphasising the different wave models used to describe this phenomenon.

The theoretical study and mathematical analysis of the circuit defined by the standard IEC 61000-4-5 followed, these provided us with the equations that mimic the behaviour of the different operating modes.

These equations provided us with the mathematical model of the circuit, allowing us to better size of the components of the circuit. This, in return, emerged to the simulation in LTspice. The combination of both methods covers a wide spectrum of operating conditions.

Lastly, the laboratorial implementation of the surge generator was carried out, choosing for this the semiconductor power element that filled all the requirements of the generator. The experiment itself provided a wide range of results and enriched us with “on the job” knowledge concerning the implementation of this type of generators. Furthermore it allowed us to establish a relation between the experimental and theoretical results.

Keywords: Electromagnetic Compatibility, Surge Generator, IEC 61000-4-5, Matlab, LTspice.

Agradecimentos

A elaboração deste trabalho é o culminar de um extenso percurso académico, o qual só foi possível graças ao apoio de diversas pessoas que direta ou indiretamente, me acompanharam ao longo deste percurso. A elas deixo aqui expresso os meus sinceros agradecimentos.

Ao Professor Luís Manuel dos Santos Redondo, orientador científico, ao Professor Hiren Canacsinh, coorientador científico, pela orientação, disponibilidade e assertividade que tornaram possível a realização deste trabalho.

A todos os professores do ISEL que direta ou indiretamente contribuíram para o meu percurso académico, pelo esforço e dedicação revelada em tempos de poucos recursos no ensino politécnico português, como também pela disponibilidade e ajuda sempre demonstrada.

A todos os meus colegas alunos do ISEL, com especial foco nos que a meu lado percorreram ou ainda percorrem este percurso académico.

A este meu país de nome Portugal, que sempre passará pelo meu horizonte.

À minha namorada e companheira, que sempre revelou compreensão nos momentos adiados para a realização e concretização deste trabalho, um especial e carinhoso obrigado.

Por último, dirijo aos meus familiares mais próximos, pais, avós e padrinhos um agradecimento especial pelo seu apoio incondicional em todas as vertentes imagináveis e que sempre me impediram de cair perante os obstáculos da vida. A eles espero ter orgulhado!

Índice Geral

Resumo	i
Abstract	iii
Agradecimentos	v
Índice Geral	vii
Índice de Figuras	ix
Índice de Tabelas	xiii
Acrónimos	xv
Capítulo 1 – Introdução	1
1.1. Motivação.....	1
1.2. Objetivos.....	1
1.3. Estrutura da Dissertação.....	2
Capítulo 2 – Fundamentos de Onda Combinada	5
2.1. Descargas Atmosféricas.....	5
2.1.1 Notas Históricas.....	6
2.1.2 Considerações.....	6
2.1.3 Formação de Descargas Atmosféricas.....	7
2.1.4 Caracterização de Descargas Atmosféricas.....	9
2.1.5 Formas de Onda associadas às Descarga Atmosférica.....	11
2.1.6. Propagação das descargas atmosféricas em relação ao ponto de incidência.....	15
2.2. Normalização no âmbito da Compatibilidade Eletromagnética.....	17
2.2.1. Notas Históricas.....	19
2.2.2. A Norma EMC.....	21
2.2.3. A importância do cumprimento das normas EMC.....	26
2.3. Norma IEC 61000-4-5.....	28
2.3.1. Notas Gerais.....	29
2.3.2. Classes e Níveis de Ensaio.....	30
2.3.3. Gerador de Onda Combinada.....	30
2.3.4. Setup de ensaio.....	34
2.4. Dispositivos de Proteção contra Sobretensões em equipamentos eletrônicos de baixa tensão.....	37

2.4.1.	Varístores de Óxido Metálico - MOV.....	38
2.4.2.	Díodos Supressores - TVS.....	46
2.4.3.	Supressores de gás de Plasma - GDT.....	52
2.4.4.	Utilização de múltiplos dispositivos de proteção	57
Capítulo 3 – Circuito Gerador de Onda de Choque.....		59
3.1.	Introdução	59
3.2.	Análise em Regime de Circuito Aberto	59
3.3.	Análise em Regime de Curto-Circuito	62
3.4.	Dimensionamento	65
3.5.	Simulação Matemática.....	67
3.6.	Simulação computacional em LTspice.....	71
Capítulo 4 – Gerador de Onda de Choque Experimental.....		75
4.1.	Introdução	75
4.2.	Implementação Experimental.....	75
4.2.1.	Diretivas na seleção dos componentes da malha geradora	75
4.2.2.	Diagrama de Blocos.....	77
4.2.3.	Componentes Seleccionados e Limitações	77
4.3.	Resultados Experimentais.....	82
4.3.1.	Resultados Experimentais do Gerador de Onda de Choque.....	82
4.3.2.	Comparação dos resultados experimentais face aos das simulações ...	86
4.3.3.	Ensaio do Gerador em aplicação real.....	89
Capítulo 5 – Conclusões		91
5.1.	Introdução	91
5.2.	Acerca do Trabalho Realizado	91
5.3.	Perspetivas de Desenvolvimento Futuro.....	93
Bibliografia		95

Índice de Figuras

Figura 2.1 – Exemplo de uma nuvem de trovoadas do tipo Cumulus Nimbus.....	7
Figura 2.2 – Nuvem de trovoadas e campo elétrico à superfície do solo. Adaptado de [5].	8
Figura 2.3 – Tipos de Descargas Atmosféricas; Nuvem – Terra, a) Negativa b) Positiva; Terra – Nuvem, c) Negativa d) Positiva; e) Intra – Nuvem; f) Nuvem – Ar; g) Inter – Nuvem [8].	10
Figura 2.4 – Forma de Onda de uma Dupla Exponencial e as suas componentes exponenciais [10].....	11
Figura 2.5 – Espectro de Frequências de uma onda de dupla exponencial.....	12
Figura 2.6 – Forma de onda de Heidler [11].....	13
Figura 2.7 – Forma de onda de descarga atmosférica proposta pela CIGRÉ (descarga negativa) [8].	14
Figura 2.8 – Descarga Atmosférica sobre uma fase. Adaptado de [5].	15
Figura 2.9 – Descarga Atmosférica sobre cabos de guarda ou sobre os postes. Adaptado de [5].....	16
Figura 2.10 – Principais âmbitos de EMC.	18
Figura 2.11 – Estrutura da IEC com foco nos comités técnicos especializados em EMC	23
Figura 2.12 – Custos de Incorporação dos requisitos EMC, face ao ciclo de desenvolvimento do produto.....	26
Figura 2.13 – Exemplo de marcação alemã VDE e TUV de segurança funcional.	27
Figura 2.14 – Esquema Elétrico simplificado do gerador de onda combinada (1,2/50 μ s – 8/20 μ s) [1].....	31
Figura 2.15 - Forma de Onda de tensão de circuito aberto à saída do gerador de onda combinada (1,2/50 μ s)[1].	32
Figura 2.16 - Forma de Onda de corrente em curto-circuito à saída do gerador de onda combinada (8/20 μ s) [1].	32
Figura 2.17 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento em linhas AC/DC;	
Acoplamento linha-a-linha [1].	34

Figura 2.18 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento em linhas AC/DC;	
Acoplamento linha-a-terra [1].	35
Figura 2.19 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento trifásico AC;	
Acoplamento L3-L1 [1].....	35
Figura 2.20 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento trifásico AC; Acoplamento L3-terra [1].	36
Figura 2.21 - Caracterização gráfica dos dispositivos de proteção consoante o seu funcionamento.	37
Figura 2.22 - Microestrutura do varistor de óxido metálico. Grãos de ZnO (de dimensão média d) separados por barreiras intergranulares [20].....	39
Figura 2.23 - Curva V-I típica de um varistor [20].....	40
Figura 2.24 - Modelo Equivalente de um varistor [20].....	41
Figura 2.25 - Resposta de um varistor ZnO a um transitório rápido (500ps [20]).	42
Figura 2.26 - Tensão de clamping consoante o transitório aplicado ao varistor [20]. ..	42
Figura 2.27 - Exemplo da proteção das linhas de alimentação AC/DC, com varistores.	43
Figura 2.28 - Exemplo da proteção das linhas de alimentação trifásicas, com varistores.	44
Figura 2.29 - Exemplo da proteção contra sobretensões em dispositivos semicondutores e mecânicos.....	44
Figura 2.30 - Exemplificação do modo de falha típico de um varistor.	45
Figura 2.31 - Proteção oferecido pelo díodo TVS [22].	46
Figura 2.32 - Ação de proteção de díodo supressor unidirecional (TVS) [22].	47
Figura 2.33 - Curva característica V-I do díodo supressor unidirecional [22].	47
Figura 2.34 - Estrutura vertical de um díodo supressor TVS SMD.....	48
Figura 2.35 - Ação de proteção de díodo supressor bidirecional (TVS) [22].	49
Figura 2.36 - Curva característica V-I do díodo supressor bidirecional [22].	49
Figura 2.37 - Potência de pico máxima de pulso admissível vs Duração de pulso [22].	50
Figura 2.38 - Capacidade Intrínseca da junção vs Tensão de disrupção V_{BR}	51

de um diodo supressor bidirecional [22].	51
Figura 2.39 - Símbolo e construção básico do GDT [23].	52
Figura 2.40 - Representação dos regimes de funcionamento da GDT [23].	54
Figura 2.41 - Evolução da tensão de disrupção vs dv/dt aplicado a um GDT [23].	55
Figura 2.42 - Circuito Equivalente de um GDT de dois terminais [25].	55
Figura 2.43 - Proteção de múltiplos estágios contra sobretensões [21].	57
Figura 3.1 - Circuito Gerador de Onda combinada anotado, definido em [1] (Regime de Circuito Aberto).	59
Figura 3.2 - Circuito Gerador de Onda combinada anotado, definido em [1] (Regime de Curto-Circuito).	62
Figura 3.3 - Simulação Matemática: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução 1.	67
Figura 3.4 - Simulação Matemática: Corrente de Curto-Circuito com valores da solução 1.	68
Figura 3.5 - Simulação Matemática: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução nº2.	69
Figura 3.6 - Simulação Matemática: Corrente de Curto-Circuito com valores da solução nº2.	70
Figura 3.7 - Simulação Computacional: Circuito construído no LTspice.	71
Figura 3.8 - Simulação Computacional: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução nº1.	72
Figura 3.9 - Simulação Computacional: Tensão de Curto Circuito com valores da solução nº1.	73
Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Sistema Implementado com representação da malha geradora.	77
Figura 4.2 - Esquema e encapsulamento DIM100PHM33-F000.	78
Figura 4.3 - Diagrama de blocos do driver 2SD315Al.	80
Figura 4.4 - Gerador de Onda de Choque implementado.	82
Figura 4.5 - Primeiro Ensaio Prático ao Gerador, configuração do impulso de disparo do IGBT: Azul:Corrente na bobine L_r (GH: 25 $\mu s/div$, GV:10A/1V/div); Laranja: Tensão de	

saída do gerador (GH: 25 μ s/div , GV: 50 V/div); (Cinzenta): Sinal de disparo (GH: 25 μ s/div , GV: 1 V/div)	83
Figura 4.6 – a) Forma de Onda da Tensão de Saída em regime circuito aberto (GH: 10 μ s/div, GV:100V/div). b) Ampliação da forma de onda (GH: 1 μ s/div, GV:100V/div). ..	84
Figura 4.7 – a) Forma de Onda da Corrente de Saída em regime curto-circuito (GH: 10 μ s/div, GV:100A/1V/div). b) Ampliação da forma de onda.	85
Figura 4.8 – Utilização em contexto real do gerador – ensaio a circuito de proteção contra sobretensões.	89
Figura 4.9 – Azul: Tensão após circuito de proteção contra sobretensões quando sujeito a impulso de onda de choque de nível de tensão 1 - 500 V (GH: 10 μ s/div, GV:100V/div). Laranja: Corrente fornecida pelo gerador (GH: 10 μ s/div, GV:100A/1V/div)	90
Figura 4.10 – Aspeto Geral do gerador de Onda de Choque implementado.	90

Índice de Tabelas

Tabela 2.1 – Exemplo de Normas de âmbito comercial por nação.	25
Tabela 2.2 – Níveis de Ensaio definido pela IEC 61000-4-5 [1].	30
Tabela 2.3 – relação entre a tensão de pico em regime de circuito aberto e a corrente de pico em regime de curto-circuito [1].....	33
Tabela 2.4 – Relação entre corrente de pico em função da tensão e impedância do ensaio.	34
Tabela 2.5 – Dimensões típicas dos varístores do fabricante Littlefuse.....	40
Tabela 2.6 – Exemplo de parâmetros de um díodo supressor TVS de 200W [22].	51
Tabela 3.1 - Tabela com o dimensionamento obtido.....	66
Tabela 3.2 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 1.....	67
Tabela 3.3 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da corrente de curto-circuito da Solução 1.	68
Tabela 3.4 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 2.....	69
Tabela 3.5 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da corrente de curto-circuito da Solução 2.	70
Tabela 3.6 - Comparação Simulação Computacional vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 1.	72
Tabela 3.7 - Comparação Simulação Computacional vs Simulação Matemática da corrente de curto circuito com os valores da Solução 1.	73
Tabela 4.1 - Principais características do DIM100PHM33-F000.....	78
Tabela 4.2 - Comparação Requisito [1] vs resultado experimental da tensão de saída em regime de circuito aberto.	84
Tabela 4.3 - Comparação Requisito [1] vs resultado experimental da corrente de saída em regime de curto circuito.	85
Tabela 4.4 – Erro obtido experimentalmente face à modelo matemático.	86
Tabela 4.5 – Erro obtido experimentalmente face à modelo matemático.	87

Acrónimos

AC	<i>Alternating Current</i>
CIGRÉ	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électrique</i>
CMOS	<i>Complementary Metal Oxide Semiconductor</i>
DC	<i>Direct Current</i>
EMC	<i>Electromagnetic Compatibility</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
ESD	<i>Electrostatic Discharge</i>
ESR	<i>Equivalent Series Resistance</i>
EUT	<i>Equipment Under Test</i>
FCC	<i>Federal Communication Commission</i>
GDT	<i>Gas Discharge Tube</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
ISQ	<i>Instituto de Soldadura e Qualidade</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MOV	<i>Metal Oxide Varistor</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
SPDA	<i>Sistemas de Proteção contra Descargas Atmosféricas</i>
SPD	<i>Surge Protective Devices</i>
SPICE	<i>Simulated Program with Integrated Circuits Emphasis</i>
TBJ	<i>Bipolar Junction Transistor</i>
TVS	<i>Transient Voltage Suppression</i>
TUV	<i>Technischer Überwachungsverein (Alemão: Associação Técnica de monitorização)</i>
VDE	<i>Verband der Elektrotechnik, Elektronik Und Informationstechnik (Associação Técnica para equipamento elétrico, eletrônico e tecnologias de informação)</i>

Capítulo 1 – Introdução

Os geradores de onda choque ou também de onda combinada, desempenham um papel importante no atual panorama de desenvolvimento e certificação de produtos eletrônicos, já que são uma ferramenta de teste indispensável tanto para os engenheiros que desenvolvem os produtos, tanto para quem os ensaia no âmbito de certificações obrigatórias. Os fenômenos físicos que pretendem simular relacionam-se com transitórios causados por descargas atmosféricas e pela comutação de cargas na rede distribuição de energia elétrica. Desde cedo na história da eletricidade e da eletrônica, que existe a necessidade de proteger os equipamentos de tais eventos aleatórios. Desta forma, nasceram naturalmente normas, de segurança e compatibilidade eletromagnética, ao longo do tempo que definem ensaios e requisitos *standard* a cumprir por parte de vários equipamentos elétricos e eletrônicos. Neste contexto, o circuito gerador de onda de choque que se irá estudar, dimensionar e implementar nesta dissertação encontra-se definido na norma internacional de compatibilidade eletromagnética IEC 61000-4-5 [1], assim como os requisitos a cumprir. Esta é uma norma muito utilizada na certificação eletromagnética de equipamentos eletrônicos domésticos e industriais.

1.1. Motivação

Esta dissertação visa a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica – Ramo Automação Industrial e o tema em questão encontra-se enquadrado na área do curso, especialmente nas vertentes das disciplinas de Circuitos Eletrônicos Embebidos, Eletrónica de Regulação e Controlo e Fundamentos de Potência Pulsada.

A escolha deste tema reside também no percurso profissional recente, o qual me levou a trabalhar com vários equipamentos de teste e ensaio no âmbito da compatibilidade eletromagnética, nomeadamente geradores de onda de choque. Com esta experiência, ficou sempre um desejo de implementar um equipamento do género.

1.2. Objetivos

O objetivo principal desta dissertação consiste no estudo e na implementação laboratorial de um gerador de onda de choque, definido pela norma IEC 61000-4-5 [1]. Pretendendo-se obter formas de ondas idênticas às definidas, sendo assim necessário a modelação do circuito, simulação para escolha dos componentes corretos, tais como

o semicondutor de potência e os elementos passivos a utilizar para posterior implementação prática.

1.3. Estrutura da Dissertação

Esta dissertação encontra-se organizada em 5 capítulos. Para além deste capítulo sumariza-se de seguida o conteúdo dos restantes capítulos:

Capítulo 2: Desenvolvem-se questões fundamentais à perceção do que é a onda de choque e onde a sua utilização se enquadra. Assim neste contexto, inicia-se este capítulo, abordando o fenómeno físico de base à onda de choque, ou seja, o fenómeno das descargas atmosféricas, com especial ênfase nos diferentes modelos de onda utilizados para descrever e simular tal fenómeno.

De seguida, abordam-se questões relacionados com a normalização no âmbito da compatibilidade eletromagnética, já que na maior parte das vezes define a aplicação prática das ondas de choque. A abordagem destas questões permite também introduzir e enquadrar a norma IEC 61000-4-5 [1], que foi analisada ao pormenor. Esta norma define o gerador de onda de choque e os respetivos parâmetros de desempenho a seguir. É de notar que esta norma procura definir meios de ensaio para simular os fenómenos com o qual se iniciou este capítulo, aplicados a dispositivos eletrónicos e elétricos de baixa tensão.

Finaliza-se este capítulo com apresentação dos dispositivos de proteção contra sobretensões mais utilizados no mercado. Estes dispositivos são usualmente utilizados em produtos que necessitam de cumprir os requisitos da norma [1].

Capítulo 3: Propõe-se uma topologia de um circuito gerador de onda de choque, discute-se assim o seu funcionamento e especificidades. Apresenta-se também o modelo matemático desenvolvido para descrever o funcionamento do circuito, o dimensionamento dos componentes e por último as simulações em Matlab e LTspice.

Capítulo 4: Descreve o gerador de onda de choque experimental. Apresenta-se a metodologia utilizada para a implementação experimental do gerador. É neste mesmo capítulo que se apresentam os resultados experimentais obtidos, como também se comparam os mesmos com os das simulações desenvolvida no capítulo 3 e os requisitos referidos na norma [1].

Capítulo 5: Discutem-se os resultados obtidos em função dos objetivos propostos e antecipa-se o trabalho futuro.

Capítulo 2 – Fundamentos de Onda Combinada

Neste capítulo, apresentam-se os fundamentos técnicos e científicos de onda combinada ou de onda de choque.

Inicialmente desenvolve-se o fenómeno físico tipicamente associado a este tipo de ondas, isto é nomeadamente as descargas atmosféricas que são uma causa comum de sobretensões na rede energia eléctrica. De seguida, apresentam-se conceitos associados à normalização no âmbito da compatibilidade eletromagnética, que muitas vezes define a aplicação prática da onda combinada para ensaio de equipamentos eléctricos e electrónicos de baixa tensão. Posteriormente, apresenta-se a norma IEC6100-4-5 [1], a principal referência na realização desta dissertação.

Ainda no âmbito deste capítulo desenvolve-se a temática dos dispositivos de protecção contra sobretensões em equipamentos electrónicos de baixa tensão, dispositivos esses utilizados pela industria para proteger os seus equipamentos contra as sobretensões na rede, e que são simuladas pelos gerados de onda de choque e onda combinada.

2.1. Descargas Atmosféricas

Os fenómenos físicos associados às descargas atmosféricas foram desde sempre, base de interesse e de investigação. O conhecimento pormenorizado das características das descargas atmosféricas é fundamental, no sentido que um adequado dimensionamento da rede eléctrica e das protecções dos mais variados equipamentos eléctricos e electrónicos, deverá ter em consideração estes fenómenos físicos. Os equipamentos que testam tais equipamentos, tentam emular tais fenómenos, procurando aproximar-se realisticamente das descargas atmosféricas, seja na forma de onda como da energia associada.

Assim, neste capítulo serão abordados os fundamentos e principais características do fenómeno físico associado às descargas atmosféricas, sendo de especial importância para o tema em estudo, já que um dos fenómenos que se pretende simular é o impacto de uma descarga atmosférica, do ponto de vista da alimentação de um dado equipamento de baixa tensão.

2.1.1 Notas Históricas

Na Terra sempre existiram descargas atmosféricas, mas foram mais violentas e abundantes até o arrefecimento global. Desde aí, as tempestades tornaram-se mais estáveis.

As descargas atmosféricas tiveram papel essencial na evolução da vida na Terra e por conseguinte, no desenvolvimento do planeta dado que, através da energia dissipada pelas descargas desenvolveram-se numerosos processos químicos. Estes processos deram origem a diversos compostos que contribuíram para o surgimento das primeiras formas de vida.

Ao longo dos tempos e no desenvolvimento das civilizações, as descargas atmosféricas eram associadas a deuses e divindades e muitas construções foram danificadas, destruídas ou abandonadas, pois acreditava-se que o local tivesse sido amaldiçoado.

Só mais tarde no século XVIII é que as descargas atmosféricas começaram a ser associadas a fenómenos elétricos. As primeiras tentativas de relacionar as descargas atmosféricas com cargas elétricas datam de 1708. Benjamin Franklin em 1752, realizou diversas experiências que demonstraram que os raios eram descargas elétricas.

2.1.2 Considerações

A superfície terrestre, assim como a parte superior da estratosfera, entre os 12 e os 50 km acima do nível do solo, são bons condutores, formando um condensador gigante, tendo o ar como dielétrico.

A superfície terrestre está carregada negativamente com um valor total que ronda os 106 Coulomb, o que origina um campo elétrico de cerca de 120 V/m à superfície da terra. Este vai diminuindo com a altura relativa ao solo, anulando-se a cerca de 10 km. Como o dielétrico não é perfeito (contém iões, pequenas partículas de poeira e pequenas gotículas de vapor de água), os iões positivos deslocam-se em direção à terra, por ação do campo elétrico referido, enquanto os iões negativos seguem a trajetória oposta. Desta forma a densidade de corrente elétrica obtida tem um valor médio de $3,5 \times 10^{-12}$ A/m², à qual corresponde, na totalidade da superfície terrestre, uma intensidade de corrente elétrica de cerca de 1,75 kA.

Dado que, para a intensidade de corrente referida, bastariam apenas 10 minutos para que a totalidade das cargas da superfície terrestre fosse neutralizada, é necessário que o nível de cargas nesta seja repostado de forma a manter constante o seu potencial. É

esta a função de fenómenos atmosféricos como as tempestades e as descargas atmosféricas.

Estas descargas produzem intensidades de corrente elétrica de elevada amplitude através de um canal ionizado de grande extensão. Estas ocorrem quando numa determinada região da atmosfera se atinge um nível de carga elétrica suficiente para originar um arco elétrico entre uma nuvem e a superfície terrestre [2] [3].

2.1.3 Formação de Descargas Atmosféricas

O fenómeno da descarga atmosférica consiste numa descarga elétrica transitória que tem origem em nuvens de trovoada, geralmente tipo *Cumulus Nimbus*, representado na Figura 2.1., são constituídas por gotas de água na parte inferior e por partículas de gelo na parte superior, tendo uma base de várias dezenas de quilómetros quadrados, situada a uma altura média de 2 km relativamente ao solo. Apresentam um elevado desenvolvimento vertical, podendo atingir cerca de 15 km acima da superfície terrestre, resultando numa massa total de algumas centenas de milhar de toneladas [2] [3].



Figura 2.1 – Exemplo de uma nuvem de trovoada do tipo *Cumulus Nimbus*.

Relativamente à sua formação estão envolvidas fortes correntes de ar provocadas pelo elevado gradiente térmico existente entre a base e o topo da nuvem. Estas correntes de ar, ascendentes e descendentes, cuja velocidade pode ultrapassar 20m/s, vão originar uma separação de parte das gotículas de água existentes na nuvem. À medida que sobem, as gotículas transformam-se em cristais de gelo os quais, ao colidirem entre si, originam cargas elétricas positivas e negativas, ficando as gotículas de água carregadas negativamente e o ar circundante carregado positivamente. Devido ao seu peso, as

gotículas de água carregadas negativamente vão situar-se na parte inferior da nuvem, enquanto as cargas positivas se posicionam no topo da mesma [2] [4].

A Figura 2.2 representa a distribuição de carga elétrica no interior da nuvem, que é criada pelo processo anteriormente descrito, bem como o campo elétrico no solo resultante da distribuição de cargas na base da nuvem.

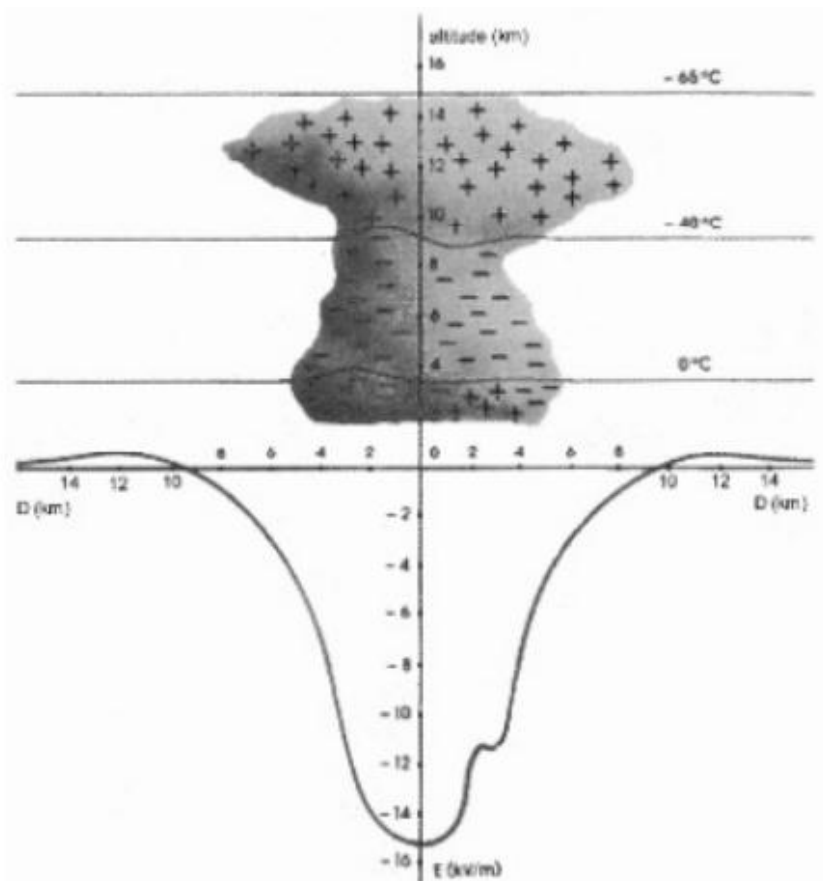


Figura 2.2 – Nuvem de trovoadas e campo elétrico à superfície do solo. Adaptado [5].

Quando se dá a formação ou aproximação de uma nuvem de trovoadas, o campo elétrico existente à superfície do solo começa a inverter-se e aumenta rapidamente, por influência das cargas negativas existentes na base da nuvem (por convenção, considera-se o campo elétrico negativo quando as cargas elétricas na base da nuvem são negativas). Quando a intensidade do campo elétrico atinge um valor suficientemente elevado (da ordem dos -10 a -15 kV/m) poder-se-á dizer que está eminente uma descarga para o solo [2] [4].

A ocorrência da descarga por vezes é facilitada pela existência de irregularidades no terreno (naturais ou não), as quais podem criar um efeito de ponta, ou seja, provocar

um aumento acentuado da intensidade do campo elétrico que favorecerá o aparecimento de descargas nesse ponto [6].

Quando o campo elétrico atinge um valor suficientemente elevado, dá-se um movimento de cargas elétricas através do ar, designada por traçador (leader). O traçador é uma pré-descarga que poderá ter origem na base da nuvem ou na superfície terrestre, deslocando-se para o solo no primeiro caso e para a base da nuvem no segundo, sendo pouco luminoso [2] [4].

2.1.4 Caracterização de Descargas Atmosféricas

Existem quatro tipos de descargas atmosféricas possíveis, sendo diferenciadas pelo local da sua ocorrência [7]:

- Descargas atmosféricas intra-nuvens, ou seja, que ocorrem no interior de uma nuvem;
- Descargas atmosféricas inter-nuvens, ou seja, ocorrem entre duas nuvens próximas;
- Descargas atmosféricas nuvens-ar;
- Descargas atmosférica entre nuvens e a terra ou vice-versa.

É de salientar que o último tipo de descarga atmosférica é de especial relevância para a proteção de pessoas e equipamentos.

As descargas elétricas entre a nuvem e o solo podem ser caracterizadas de duas formas:

- Descendentes de polaridade positiva ou negativa: associadas as estruturas não muito altas (estruturas com alturas em torno de alguns metros) destas aproximadamente 90% são negativas, que constituem descargas intermitentes, separadas por um intervalo de 30 a 80 ms, com uma média de 2 a 3 repetições.
- Ascendentes de polaridade positiva ou negativa: associadas a estruturas muito altas, isto é, no mínimo dezenas de metros, tais como torres de telecomunicações e montanhas.

Na Figura 2.3 ilustra-se os tipos de descargas atmosféricas mencionadas [8].

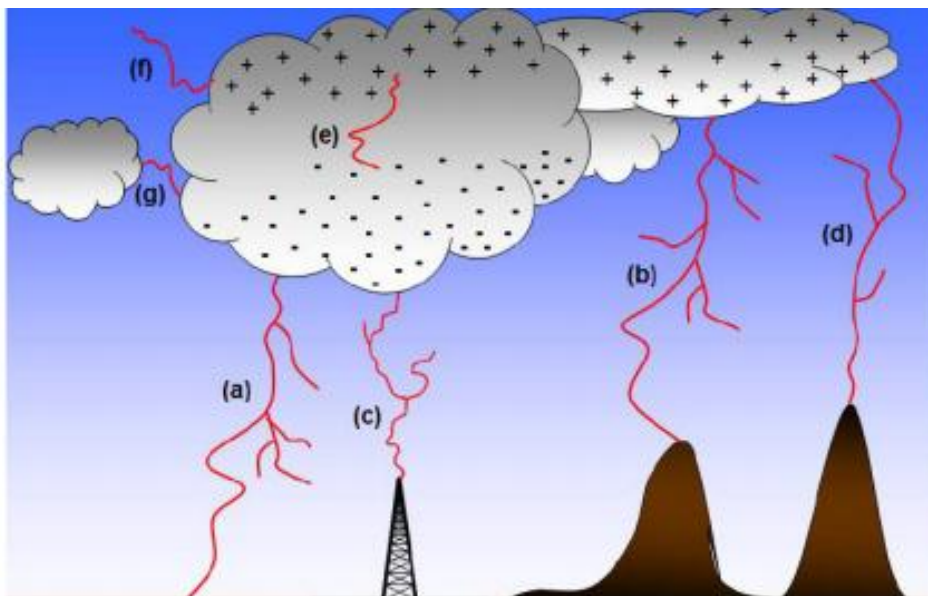


Figura 2.3 – Tipos de Descargas Atmosféricas; Nuvem – Terra, a) Negativa b) Positiva; Terra – Nuvem, c) Negativa d) Positiva; e) Intra – Nuvem; f) Nuvem – Ar; g) Inter – Nuvem [8].

2.1.5 Formas de Onda associadas às Descarga Atmosférica

As descargas atmosféricas podem ser modeladas através de ondas de tensão ou corrente, sendo que a modelação da onda deve ser feita em função dos principais valores típicos associados, nomeadamente da corrente/tensão de pico, tempo de subida, tempo de meia onda, derivada da corrente/tensão em relação ao tempo. Neste sentido, são apresentadas três modelizações possíveis para descargas atmosféricas:

- Forma de onda dupla exponencial;
- Forma de onda Heidler;
- Forma de onda CIGRÉ.

2.1.5.1. Forma de Onda Dupla Exponencial

A representação de uma descarga atmosférica, através de uma forma de onda de dupla exponencial de sinais contrários é comumente utilizada, sendo um dos padrões atuais [9].

$$f(t) = F_{max}(e^{-\alpha t} - e^{-\beta t}) \quad (2.1)$$

Com α e $\beta > 0$ e onde a constante F_{max} corresponde ao valor de pico da onda.

No instante inicial as duas ondas exponenciais têm a mesma amplitude, sendo o resultado nulo. Enquanto a onda positiva é atenuada lentamente ao longo do tempo, a onda negativa é rapidamente atenuada, isto deve-se às diferentes constantes de tempo inerentes a cada componente exponencial, portanto α bastante inferior a β . Sendo assim a forma matemática resultante um impulso, representado na Figura 2.4.

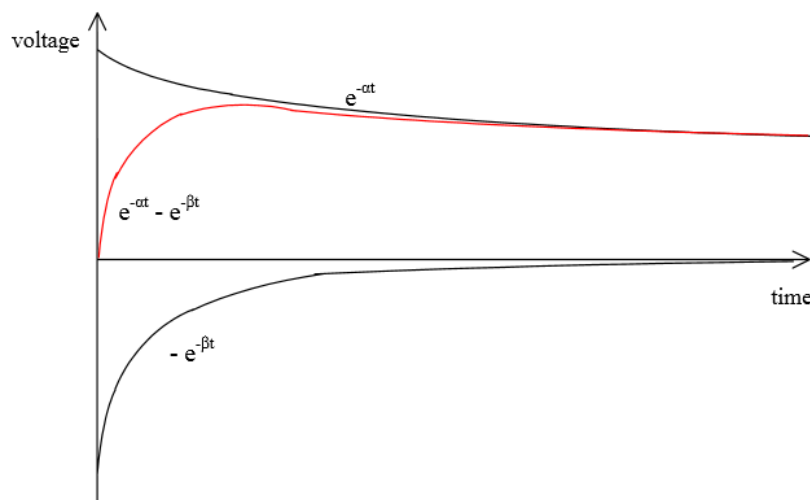


Figura 2.4 – Forma de Onda de uma Dupla Exponencial e as suas componentes exponenciais [10].

Os parâmetros F_{max} , α e β são determinados pela amplitude e tempo de decaimento para atingir o valor de 50% do valor dessa amplitude. O valor de pico da onda ocorre no instante $t_{pico} > 0$ quando $\frac{df(t)}{dt} = 0$, assim

$$\frac{df(t)}{dt} = -\alpha e^{-\alpha t_m} + \beta e^{-\beta t_m} = 0 \rightarrow t_m = \frac{\ln\left(\frac{\alpha}{\beta}\right)}{\alpha - \beta} \quad (2.2)$$

Substituindo a equação 2.2 na 2.1 obtemos a amplitude de pico

$$F_{max} = (\alpha e^{-\alpha t_m} - \beta e^{-\beta t_m})^{-1} \quad (2.3)$$

Aplicando a transformada Fourier da função exponencial, à equação 2.1.

$$f(t) = e^{-at}H(t) \leftrightarrow F(\omega) = \frac{1}{a + j\omega} \quad (2.4)$$

Obtém-se assim a expressão matemática da onda de dupla exponencial em função da frequência, útil para a obtenção do espectro de frequências.

$$F(\omega) = F_{max} \left(\frac{1}{\alpha + j\omega} - \frac{1}{\beta + j\omega} \right) \quad (2.5)$$

Na Figura 2.5 é exemplificado o espectro de frequências de uma onda de dupla exponencial.

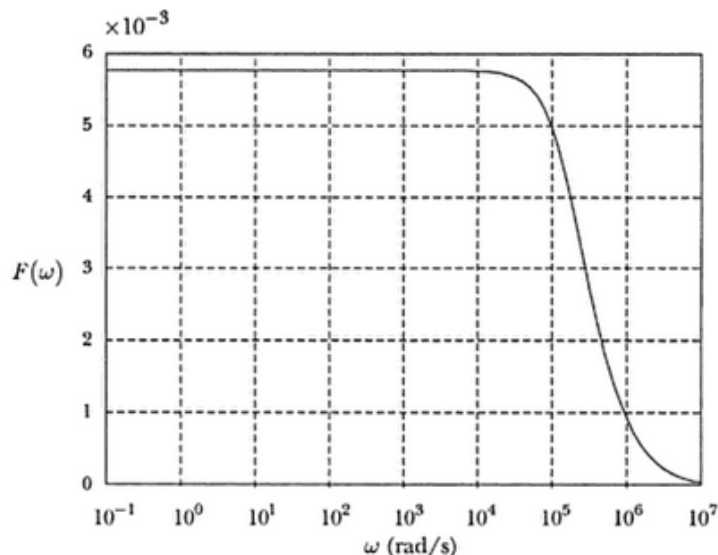


Figura 2.5 – Espectro de Frequências de uma onda de dupla exponencial.

2.1.5.2. Forma de Onda de HEIDLER

A função Heidler constitui-se de uma expressão matemática empírica, obtida através de dados obtidos na observação das correntes de retorno em torres monitorizadas com instrumentação específica [11].

$$I(t) = \frac{I_0 \left(\frac{t}{\tau_1}\right)}{\eta \left(\frac{t}{\tau_1}\right)} e^{-\frac{t}{\tau_1}} \quad (2.6)$$

Onde:

$$\eta = e^{-\left(\frac{t}{\tau_1}\right) \left(\frac{n\tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{1}{n}}} \quad (2.7)$$

I_0 – Amplitude de corrente;

τ_1 – Constante de tempo relativa ao tempo de subida da onda de corrente;

τ_2 – Constante de tempo relativa ao decaimento da onda de corrente;

η – Fator de correção da amplitude;

n - Expoente (2 a 10).

A respetiva forma de onda é representada na Figura 2.6.

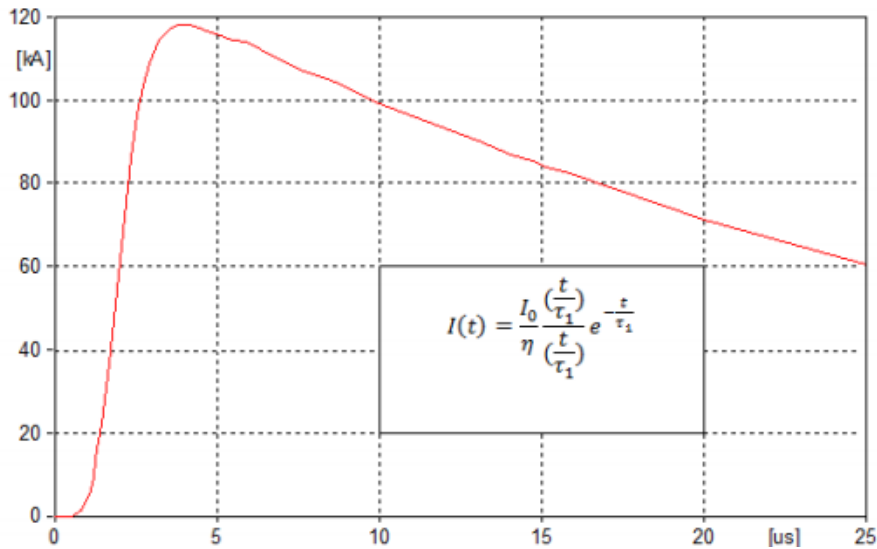


Figura 2.6 – Forma de onda de Heidler [11].

2.1.5.3. Forma de Onda de CIGRÉ

Na Figura 2.7 apresenta-se a forma de onda de corrente de uma descarga atmosférica proposta pelo *Conseil International des Grands Réseaux Électriques* (CIGRÉ) que é uma organização global no campo da alta tensão fundada em 1921 em França. As suas principais atividades incluem aspetos técnicos e económicos da rede elétrica, como também aspetos ambientais e normativos.

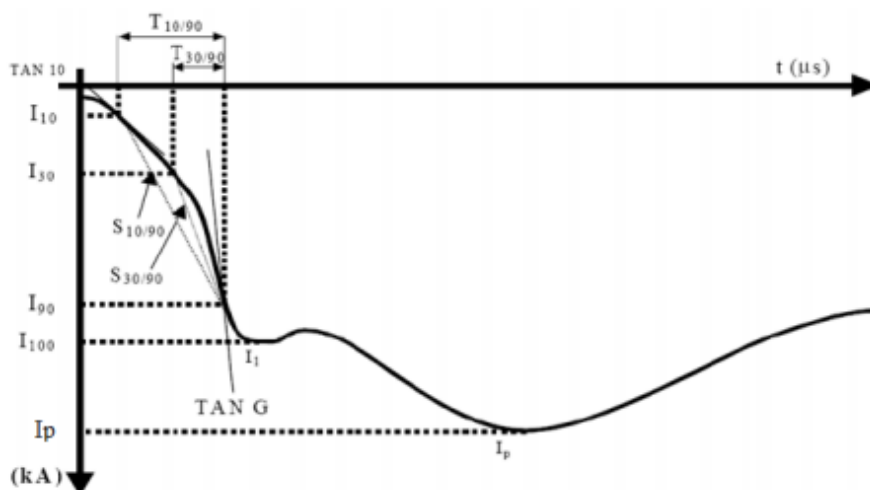


Figura 2.7 – Forma de onda de descarga atmosférica proposta pela CIGRÉ (descarga negativa) [8].

Analisando a Figura 2.7 verifica-se que a onda tem um ponto em que a amplitude é máxima, sendo este designado por corrente de pico (I_p).

O tempo de subida ou frente (t_f) pode ser definido em função da duração da onda correspondente a 30% e 90 % do valor máximo da onda de corrente ou entre os 10% e os 90% sendo as expressões dadas por:

$$t_{f10} = \frac{T_{10/90}}{0,8} \quad (2.8)$$

$$t_{f30} = \frac{T_{30/90}}{0,6} \quad (2.9)$$

De acordo com R.B. Anderson e A.J. Eriksson [12], 90% dos valores de $T_{10/90}$ estão compreendidos entre 1,8 μ s e 11,3 μ s, enquanto para $T_{30/90}$ encontram-se entre 0,3 μ s e 11,3 μ s.

No que respeita ao tempo de decaimento (t_d), este é definido como sendo o intervalo de tempo necessário para a corrente baixar até 50% do seu valor de pico. O tempo de decaimento é um parâmetro de extrema importância, no sentido que influencia as solicitações térmicas a que os equipamentos e componentes de proteção estão sujeitos.

2.1.6. Propagação das descargas atmosféricas em relação ao ponto de incidência

Pode-se analisar de modo diferente os efeitos das descargas atmosféricas sobre os sistemas elétricos de acordo com o seu local de incidência, uma vez que o sistema vai-se comportar de maneira diferente face às solicitações impostas pela descarga. Relativamente ao ponto de incidência, as descargas podem classificar-se essencialmente descargas diretas e indiretas.

2.1.6.1. Descarga Direta

Admite-se que o canal de descarga se comporta como um gerador que injeta corrente no ponto de impacto, que é suficiente para estabelecer a ordem de grandeza das solicitações a prever.

Quando uma descarga atinge uma fase, a corrente $i(t)$ divide-se para os dois lados do ponto de impacto e propaga-se ao longo do condutor de acordo com o que se observa na Figura 2.8, o que vai resultar numa onda de tensão com valor aproximado à equação seguinte [13].

$$u(t) = Z \frac{i(t)}{2} \quad (2.10)$$

Na equação 2.10, Z representa a impedância característica do condutor atingido pela descarga.

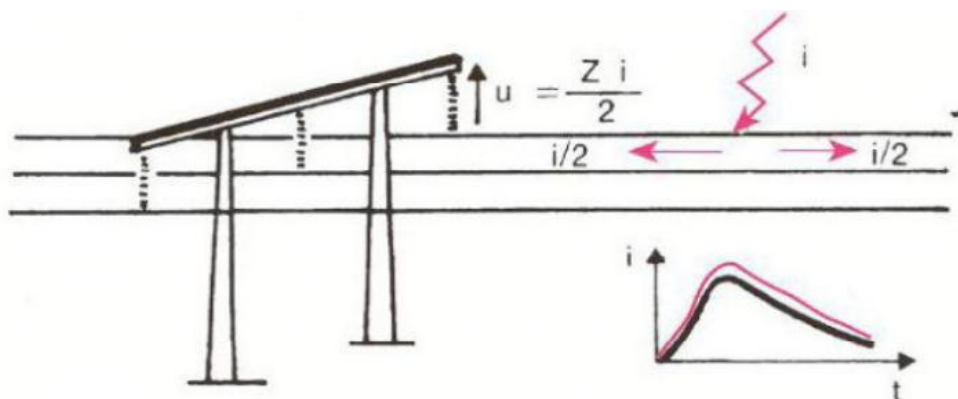


Figura 2.8 – Descarga Atmosférica sobre uma fase. Adaptado de [5].

Neste caso, no primeiro poste atingido pela onda, a tensão irá aumentar até que se atinja o valor máximo de corrente ou até se dar o contornamento dos isoladores [14].

2.1.6.2. Descarga Indireta

Quando uma descarga atinge diretamente um cabo de guarda ou um poste, o escoamento da corrente para a terra leva a uma elevação do potencial das estruturas metálicas. A tensão verificada nos bornes das cadeias de isoladores depende de vários fatores:

- Resistência da terra;
- Indutância do poste;
- Corrente de descarga;
- Forma como a corrente de descarga se divide pelos cabos de guarda ou pelos postes;
- Isolamento do sistema.

A tensão nos bornes das cadeias de isoladores é dada pela equação 2.11, sendo que $Ki(t)$ é a fração de corrente que se escoou por um poste [13].

$$u(t) = K \left(Ri(t) + L \frac{di}{dt} \right) \quad (2.11)$$

Esta tensão quando atinge o valor da tensão de escorvamento do isolamento da linha, leva a um escorvamento de retorno. Para uma resistência de terra ao choque que ronde 15Ω , o escorvamento é pouco provável numa linha de 750 kV, por outro lado numa linha de 150 kV, é provável que o escorvamento ocorra. Como tal, existe uma justificação sustentada para instalar cabos de guarda em linhas de Muito Alta Tensão. Em linhas de tensão inferior, a instalação de cabos de guarda pode ser indiferente [14].

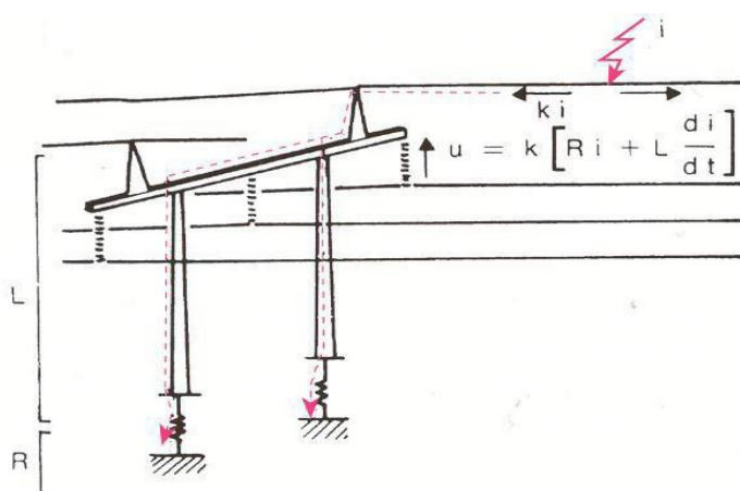


Figura 2.9 – Descarga Atmosférica sobre cabos de guarda ou sobre os postes. Adaptado de [5].

2.2. Normalização no âmbito da Compatibilidade Eletromagnética

De seguida, apresentam-se conceitos associados à normalização no âmbito da compatibilidade eletromagnética, que a maior parte das vezes define a aplicação prática da onda combinada para ensaio de equipamentos elétricos e eletrónicos de baixa tensão. Um excelente exemplo desse mesmo facto é a norma IEC 61000-4-5. Esta é uma norma de compatibilidade eletromagnética da autoria da IEC (International Electro-Technical Commission).

Por definição a compatibilidade eletromagnética é a capacidade de um equipamento funcionar satisfatoriamente no seu ambiente eletromagnético [15], respeitando três critérios:

- Não cause interferências com outros sistemas;
- Não seja suscetível a emissões de outros sistemas e/ou fenómenos físicos;
- Não cause interferências a si mesmo.

É nomeadamente a suscetibilidade a transitórios na rede de energia elétrica com origem em descargas atmosféricas que [1] procura definir para equipamentos eletrónicos de baixa tensão.

A Figura 2.10, ilustra um quadro que resume os principais âmbitos da compatibilidade eletromagnética. Da mesma forma é possível concluir, que a compatibilidade eletromagnética é constituída por um extenso número de âmbitos diferentes. Âmbitos esses que correspondem a diferentes fenómenos físicos e ou diferentes modos de acoplamento de energia eletromagnética. No entanto para esta dissertação apenas é relevante a parte relativa aos transitórios com origem em descargas atmosféricas.

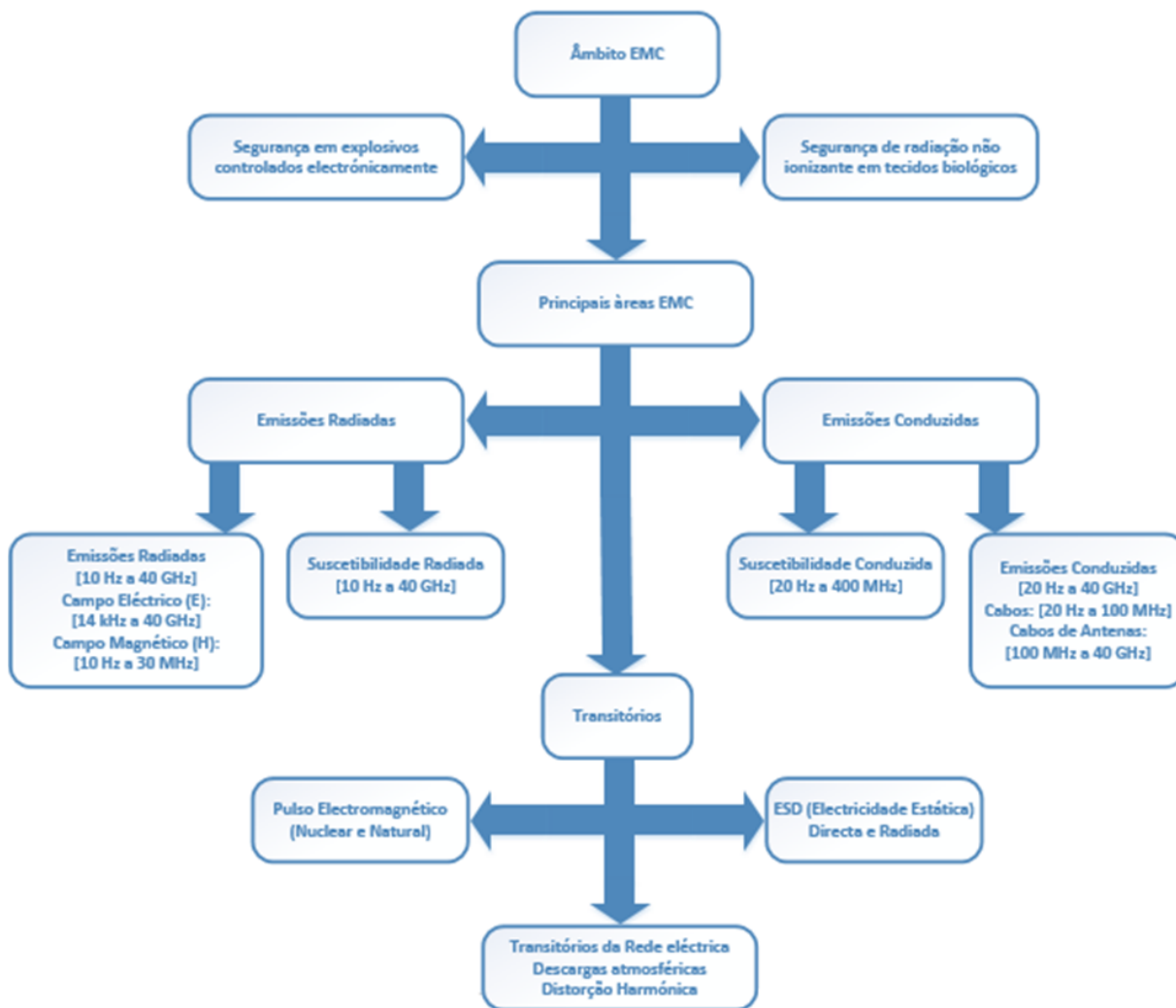


Figura 2.10 – Principais âmbitos de EMC.

2.2.1. Notas Históricas

Nos finais do século XIX com a crescente popularidade do *broadcasting* (radiodifusão), e depois o seu uso disseminado em equipamentos eletrónicos quer para aplicações comerciais como militares, leis para prevenir interferências rádio e o mal funcionamento de equipamentos, tornaram-se rapidamente necessárias. O resultado desta necessidade foi uma sucessão histórica de *EMC standards* (normalização), normas e procedimentos a nível global. Alguns dos pontos históricos chave são [16]:

- **1844 Morse:** É terminada a primeira linha telegráfica ligando Baltimore e Washington DC, como também a primeira transmissão oficial cuja mensagem foi: "*What hath God wrought!*" (Que obra fez Deus!);
- **1892 Lei do telégrafo na Alemanha:** Esta é a primeira lei no mundo que lida com perturbações nos produtos e instalações no campo do telégrafo. Esta lei regulava também o procedimento a seguir em caso de existirem perturbações eletromagnéticas. Logo de seguida em 1893, foi fundada a sociedade alemã de eletrotécnicos, hoje conhecida por VDE. Um dos emblemáticos fundadores foi Wilhelm von Siemens;
- **1895 Marconi:** É realizada a primeira transmissão de rádio em Villa Grifone, Bolonha, onde Guglielmo Marconi nasceu e desenvolveu as suas experiências baseadas nas teorias de Maxwell e nas experiências de Hertz, Righi, Calzecchi-Onesti, Branly. Em 1896 ele obteve a sua primeira patente.
- **1927 German Hochfrequenzgerätegesetz:** Esta foi uma lei que regulava equipamentos de alta frequência, tendo nascido diretamente das recomendações do Chancellor Müller anos antes. Esta lei foi revista várias vezes de forma a acompanhar os progressos técnicos ao longo do tempo, já que a sua validade se estendeu até ao ano de 1995, quando foi substituída por outra lei baseada em diretivas europeias.
- **1933 CISPR:** Comité especial fundado pela IEC, com a exclusiva função de lidar com radio interferências. Assumindo destaque na standardização e preparação de normas na banda de frequências entre os 9kHz e os 400GHz, de forma assegurar a proteção da recessão rádio de origem variada;
- **1934 US Communications act:** Lei federal dos EUA assinada pelo então presidente Franklin D. Roosevelt. Esta lei substituí a *Federal Radio Commission* pela *Federal Communications Commission* (FCC). A FCC regulamenta a indústria das telecomunicações e a do rádio. Os poderes reguladores da

comissão foram então ampliados para incluir as tecnologias mais novas: televisão, TV a cabo, transmissão via satélite etc.;

- **1974 Altair 8800:** O primeiro protótipo é finalizado, sendo então de facto o primeiro computador pessoal. Hoje em dia é reconhecido como a primeira faísca da revolução computacional;
- **1979 FCC capítulo 15:** Capítulo 15 das normas da FCC, que permite a utilização de equipamentos RF sem qualquer licença ou aprovação da FCC, dentro de uma banda restrita de forma assegurar uma baixa probabilidade destes equipamentos provocarem interferências prejudiciais a outros utilizadores do espectro rádio;
- **1985 IEC CISPR22:** Norma aplicável a todos os equipamentos elétricos/eletrónicos que operem alimentados por uma tensão nominal não superior a 600V, e não tenham como principal função rádio transmissão (Information Technology Equipment – ITE). Esta é uma das normas mais relevantes e referenciadas em todas as normas europeias de EMC, definindo métodos e equipamentos de medição, limites para emissões como também a própria interpretação da aplicabilidade dos limites, começando em aplicações domésticas a aplicações médicas;
- **1989 Diretiva EMC na União Europeia:** Esta diretiva europeia ditou a aproximação das leis e normas dos vários estados membros da União Europeia relativamente a critérios de EMC.
- **1995 Norma IEC 61000-4-5:** Primeira edição da norma de compatibilidade eletromagnética [1]. Definiu pela primeira vez os requisitos de imunidade, métodos e níveis de ensaio recomendados para submeter equipamentos elétricos e eletrónicos a ondas de choque unidireccionais.

Computadores portáteis e outros equipamentos baseados em microprocessadores, despoletaram também normas de emissão um pouco por todo mundo [16]:

- **1985 IEC CISPR22;**
- **1985 Leis VCCI no Japão;**
- **1988 *Canada Radio Act;***
- **1996 *Australian EMC Framework;***
- **1997 *Taiwan ITE EMI;***
- **1998 *Korea ITE EMC;***
- **2000 *Singapore EMI;***

2.2.2. A Norma EMC

Com o crescimento e generalização do uso de equipamentos eletrónicos a necessidade de alocar e proteger o espectro eletromagnético para as comunicações tornou-se mais importante, assim cresceram os requisitos para o desenvolvimento de leis regulatórias de EMC, por forma assegurar que não se desenvolvem equipamentos eletrónicos de forma descontrolada e irresponsável. Os governos em geral solicitaram legislação através dos departamentos administrativos apropriados, dando assim força para um conjunto de normas, as quais asseguram que a compatibilidade eletromagnética é gerida corretamente no desenvolvimento e uso de certas categorias de equipamentos eletrónicos.

O estilo e conteúdo de cada norma é habitualmente característico de cada país que a emite, no entanto na maioria dos casos é baseada no trabalho de comités internacionais especializados tais como CISPR, já mencionado anteriormente. Esta abordagem nacional pouco articulada conduziu a problemas no comércio internacional de equipamentos eletrónicos para além das fronteiras nacionais tanto na Europa como nos Estados Unidos.

O início de desenvolvimento de normas para o controlo de EMC, pode ser associado à formação do próprio CISPR em 1933, o qual se formou através de vários organismos internacionais com o especial propósito de especificar métodos de medição e limites para interferências rádio. O comité CISPR atingiu progressos consideráveis no desenvolvimento de métodos de medida e limites que lidam com as interferências rádio. Mais recentemente, o aparecimento de fenómenos perturbatórios em equipamentos não recetores de rádio levou ao aprofundo da IEC na normalização EMC. Em 1982 foi reportado [17] que 65 dos 200 comités técnicos da IEC, estavam preocupados em parte com problemas de EMC. Por exemplo o comité técnico TC99 trabalha no âmbito das redes de distribuição de energia, já o comité técnico TC62 cobria equipamentos médicos eletrónicos e como último exemplo de equipamentos industriais e de controlo estavam à responsabilidade do comité técnico TC65. Assim é possível ter a noção da total abrangência dos problemas de compatibilidade eletromagnética como também das instituições responsáveis pela sua normalização e em primeira instância o seu estudo.

A IEC tem assim como responsabilidade:

- Preparar e publicar normas internacionais para todos os equipamentos elétricos e eletrônicos e tecnologias associadas;
- Promover a cooperação internacional em todas as questões relacionadas com a normalização eletrotécnica e outras áreas diretamente relacionadas.

As normas preparadas pela IEC são classificadas em 3 classes:

- **Normas Base:** Estas normas proporcionam regras gerais e fundamentais para atingir compatibilidade eletromagnética, as quais podem ser aplicadas a todos produtos e sistemas. As normas base têm como objetivo servir de referência, não sendo direcionada a nenhum produto em específico. Proporcionam assim informações gerais de como se geram as perturbações eletromagnéticas e a que limites se deve aderir.
- **Normas Genéricas:** Normas genéricas EMC são aplicáveis a um ambiente específico. Proporcionam assim requisitos e procedimentos de teste essenciais, os quais devem ser aplicados a qualquer produto que seja usado em tais ambientes.
- **Normas de Produto:** Estas são normas que se aplicam a produtos ou famílias de produtos específicas, proporcionando procedimentos de teste e limites para esses produtos.

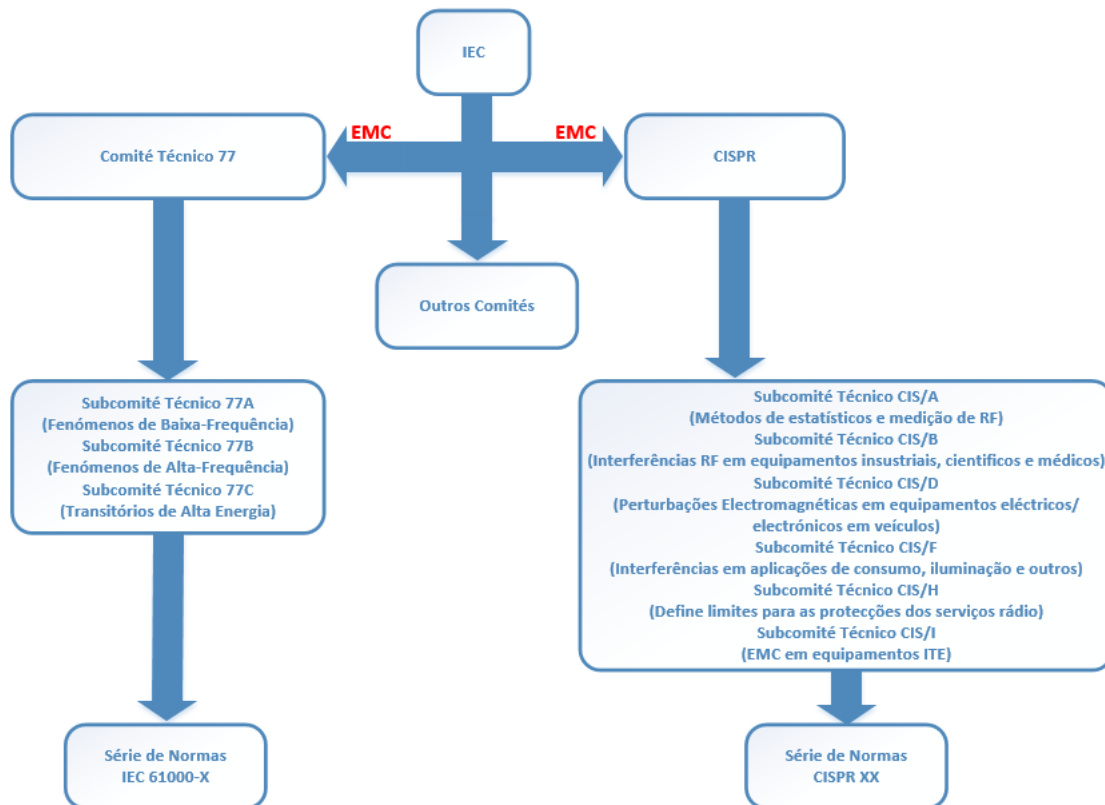


Figura 2.11 – Estrutura da IEC com foco nos comités técnicos especializados em EMC.

As normas produzidas procuram arduamente assegurar a compatibilidade eletromagnética, colocando requisitos a quem desenvolve os equipamentos, de forma a serem considerados o mais cedo possível no desenvolvimento do equipamento/produto. Habitualmente incluem um capítulo de definições dos termos técnicos relevantes usados no documento e usualmente especificam os requisitos para o planejar e gerir do projeto do produto:

- Métodos e equipamentos específicos de ensaio;
- Requisitos a cumprir.

As normas EMC sofrem habitualmente um processo de evolução e atualização contínua, de forma a ir de encontro com a necessidade da sociedade e indústria. As mesmas são produzidas após uma extensa consulta das autoridades regulatórias, da indústria fornecedora e outras partes interessadas, tais como institutos nacionais. É habitual conterem uma lista de definições de palavras, frases e termos técnicos relacionados com EMC. A informação é apresentada cuidadosamente com o objetivo de proporcionar um guia geral, e por vezes especificar instruções, de forma a demonstrar o cumprimento

dos limites especificados. As especificações EMC habitualmente contêm detalhes numéricos e representações gráficas dos limites dos parâmetros a medir. Ao nível de normas EMC, poucas se confundem tanto com os próprios fenómenos que a série de normas IEC 61000, composta atualmente por 71 normas, esta série reflete os tópicos básicos de EMC na sua estrutura:

- **Parte 1** – Geral:
 - Considerações Gerais: Introdução, princípios fundamentais e segurança.
 - Definições e Terminologia.
- **Parte 2** – Meio Ambiente:
 - Descrição e classificação do ambiente.
 - Nível de Compatibilidade.
- **Parte 3** – Limites:
 - Limites para Emissão de energia eletromagnética;
 - Limites para a Imunidade eletromagnética;
- **Parte 4** – Técnicas de Ensaio e de Medição:
 - Técnicas de medida e ensaio.
- **Parte 5** – Orientações para Instalação e Atenuação:
 - Guia de Instalação;
 - Métodos e componentes de Mitigação.
- **Parte 6** – Normas Genéricas.

Cada uma destas partes subdivide-se em múltiplas outras publicações seja em forma de normas IEC, especificações técnicas e relatórios técnicos. Algumas das quais foram já publicadas sobre forma de secções. Outras são publicados pertencentes a uma das partes, seguida por um segundo número que identifica a subdivisão (por exemplo: IEC61000-6-1).

Hoje em dia, existem variadíssimas normas de EMC e especificações de associações técnicas em uso por todo mundo, cobrindo uma enorme variedade de aplicações elétricas, eletromecânicas e eletrónicas na maioria das nações industrializadas.

A Tabela 2.1 exemplifica uma lista de normas no âmbito de equipamentos comerciais, que estão, ou estiveram em vigor em algumas nações industrializadas do mundo.

País	Sistemas de Ignição	Equipamentos RF	Aplicações Domésticas	Radio/TV	Lâmpadas Fluorescentes e Luminárias	Equipamentos ITE
CISPR	Pub. 12	Pub. 11	Pub. 14	Pub. 13	Pub.15	Pub. 22
Normas Europeias	72/245/EEC	EN55011	EN55014 EN60555-213	EN55013 EN55020	EN55015	EN55022
EUA	SAE J551C	FCC (Pt.18) FCC (MP-5) MDS2010004 NEMA ICS-2 IEEE518-1982 MIL STD461/2	FCC (Pt.15) ANSIC63-2 ANSIC63-4 NEMA WD-21970	FCC (Pt.2) FCC (Pt.15c)	FCC (Pt.5j) FCC (MD-4)	FCC (Pt.5j) FCC (MD-4)
Japão	CISPR12 JRTC/MPT	RERART65 JRTC73/74	EA&MCLAW JRTC73/74/75 MPT1970/71	EA&MCLAW JRTC73/74/75&82 CISPR13	EA&MCLAW JRTC73/74/75 MPT1970/71	VCCI CISPR22
África do Sul	R2862-1979 (CISPR16)	R2862-1979 CISPR11	R2862-1979 (CISPR16)	R2862-1979 (CISPR16)	SABS (CISPR16)	SABS (CISPR22)
Reino Unido	BS833 (CISPR16)	BSS4809 BS6662 EN75-31 BS4941 BS4999	82/499/EEC EN55014 BS800 BS727 BS5406 EN60555	82/449/EEC BS905 EN60555	82/500/EEC BS5394 EN55015 BS800/1983 BS6345	BS6527 EN55022

Tabela 2.1 – Exemplo de Normas de âmbito comercial por nação.

É de referir que a normalização aplicável em Portugal é naturalmente a normalização Europeia.

2.2.3. A importância do cumprimento das normas EMC

Com o desenvolvimento da União Europeia também como entidade de comércio, foram emitidas diretivas europeias com o objetivo de harmonizar as normas de produto em variadíssimas áreas. Na união europeia, demonstrar o cumprimento com as normas de EMC e outras especificações relacionadas é um requisito legal obrigatório para novos produtos eletrónicos. Muitas vezes os requisitos e normas de EMC são mencionados em cadernos de encargos e contractos comerciais para que a encomenda dos equipamentos se efetive. Os mesmos podem ir para além da demonstração básica do cumprimento com as normas EMC e conter requisitos adicionais e específicos para o equipamento e ambiente no qual se insere. Assim muitas vezes a demonstração de conformidade com as normas, é um requisito imposto pelo cliente. Seja o cumprimento por parte do fabricante apenas dos requisitos legais de EMC ou mesmo outros requeridos adicionalmente. A demonstração de conformidade surge habitualmente como dossier técnico e ou como um relatório de ensaio de EMC. Tais relatórios são normalmente produzidos por entidades acreditadas independentes de ensaio (por exemplo a nível nacional, o ISQ - Instituto de Qualidade e Soldadura), ou para certos equipamentos e especificações é permitido que o fabricante certifique o seu próprio equipamento. Em qualquer dos casos os ensaios e limites aplicados deverão estar totalmente de acordo com as especificações e normalização aplicável. Desta forma o cumprimento da normalização EMC, é na atualidade cada vez mais um requisito a incorporar no desenho do produto.

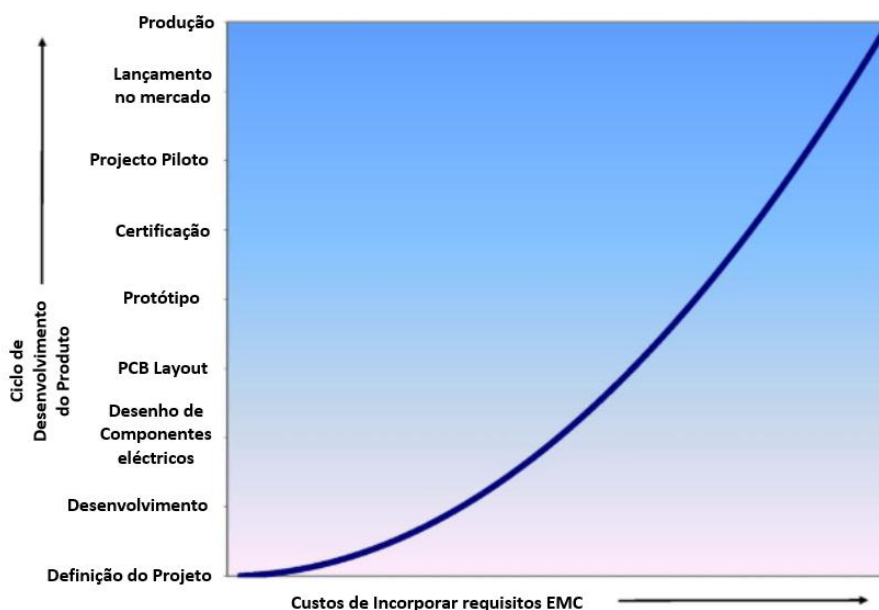


Figura 2.12 – Custos de Incorporação dos requisitos EMC, face ao ciclo de desenvolvimento do produto.

É do interesse do fabricante de um dado produto incorporar tais requisitos numa fase inicial do projeto, já que os custos de incorporar medidas técnicas para o cumprimento de EMC, crescem exponencialmente com o estágio do projeto, podendo muitas vezes tornar a comercialização do produto impossível economicamente, ou levar a um incremento do “*time to market*” incomportável face à concorrência. A Figura 2.12, ilustra o comportamento dos custos com a incorporação dos requisitos EMC, face aos diversos estágios de desenvolvimento do projeto.

Outro dos motivos para respeitar toda a normalização vigente e não só EMC, relaciona-se também com segurança funcional dos equipamentos. De facto do ponto de vista do fabricante de um dado equipamento, existem variadíssimas vantagens em desenhar e testar o seu equipamento de acordo com o maior número de normas possíveis existentes no mundo. Desta forma, é possível assegurar que o equipamento é fiável e operacional dentro das fronteiras dos requisitos de segurança conhecidos. Provavelmente o benefício mais importante ganho com o cumprimento de reconhecidas normas de segurança, a quase certa reduzida responsabilização judicial em quase de litígio contra o fabricante, este facto ganha especial relevância em equipamentos críticos. Por exemplo, na Alemanha quando o equipamento possui o selo VDE ou TÜV, que certifica que o equipamento é seguro, a responsabilização em tribunal é mínima, aliás em caso de litígio o ônus de prova é aplicado ao utilizador final e não ao fabricante, constituindo assim uma inversão do ônus de prova.



Figura 2.13 – Exemplo de marcação alemã VDE e TÜV de segurança funcional.

2.3. Norma IEC 61000-4-5

Neste subcapítulo, apresenta-se a norma IEC 61000-4-5, na qual estão definidos os requisitos a cumprir pelos equipamentos que executam os ensaios de imunidade a onda de choque (surge), sendo esta a norma de referência na realização desta dissertação. Uma causa comum de sobretensões na rede de energia elétrica, são nomeadamente descargas atmosféricas e transitórias de comutação, as sobretensões geradas tanto são entre Fase-Terra como entre Fases e Fase-Neutro. Tais sobretensões perfazem um impulso ou uma forma de onda de tensão que se sobrepõe à tensão nominal da rede. Esta norma pertencente à série de normas IEC 61000 relaciona-se com os requisitos de imunidade, métodos e níveis de ensaio recomendados para emular ondas de choque unidirecionais geradas por sobretensões e sobrecorrentes transitórias causadas pela comutação de cargas na rede e por descargas atmosféricas. Inúmeros níveis de ensaio, são definidos consoante os ambientes e condições de instalação dos equipamentos em teste. Estes requisitos foram desenvolvidos para aplicação em equipamentos elétricos e eletrónicos.

Assim o objetivo desta norma é estabelecer uma referência comum para a avaliação da imunidade de equipamentos elétricos e eletrónicos quando submetidos a ondas de choque. O método de teste documentado permite então avaliar consistentemente a imunidade de um equipamento ou sistema contra tais fenómenos.

A IEC 61000-4-5 [1] define então os seguintes pontos:

- Equipamentos de Ensaio;
- Níveis de Ensaio;
- *Setups* de Ensaio;
- Procedimentos de Ensaio.

2.3.1. Notas Gerais

Como já referido, os fenómenos que originaram a norma IEC61000-4-5 [1], são os transitórios causados por descargas atmosféricas e pela comutação de cargas na rede distribuição de energia elétrica, desta forma esta norma define e classifica os fenómenos da seguinte forma:

1. Transitórios devido a comutação de cargas na rede podem ser categorizados em transitórios associados a:
 - a. Perturbações causadas pela comutação de sistemas de potência na rede, tais como bateria de condensadores;
 - b. Comutação de sistemas menores ou flutuações de carga na rede de distribuição de energia;
 - c. Associação de circuitos ressonantes com semicondutores de potência, tais como tirístores;
 - d. Várias avarias, tais como curto-circuitos e descargas à terra.

2. Transitórios associados a descargas atmosféricas são na sua maioria provocados pelos seguintes mecanismos:
 - a. Injeção direta de elevadas correntes na rede, através de descarga atmosférica direta (raio ou relâmpago) sobre um circuito da rede elétrica no exterior;
 - b. Indução de tensões/correntes através de descarga atmosférica indireta, nos condutores fora e dentro do ponto de entrega (ao cliente);
 - c. Circulação de correntes nos condutores terra, resultado de uma descarga atmosférica à terra próxima do local, acoplando-se assim correntes no sistema de terra da instalação.

Rápidas variações de tensão ou corrente podem ocorrer como resultado da ação de equipamentos de proteção contra descargas atmosféricas (SPDA), induzindo perturbações eletromagnéticas aos equipamentos adjacentes.

De forma a simular fielmente os transitórios acima mencionados, a norma define:

- Caso a perturbação a simular coexista no mesmo circuito que o equipamento a testar, por exemplo rede elétrica (acoplamento direto), o gerador deverá simular uma fonte de baixa impedância conectada aos terminais de alimentação do equipamento em teste;

- Caso a perturbação a simular não coexista no mesmo circuito que o equipamento a testar (acoplamento indireto), então o gerador deverá simular uma fonte de mais alta impedância;

2.3.2. Classes e Níveis de Ensaio

A norma define diferentes classes consoante o local de instalação dos equipamentos. Para cada uma destas classes é definido um valor de tensão de pico aplicável.

Classe	Ambiente	Nível de Tensão [V]
0	Ambiente protegido, habitualmente em sala especial	25
1	Ambiente parcialmente protegido	500
2	Ambiente elétrico onde existe uma boa separação de potenciais	1k
3	Ambiente elétrico onde existem cabos de potência e sinal próximos	2k
4	Ambiente elétrico onde existem cabos provenientes diretamente do exterior	4k
X	Pode ser qualquer classe acima, abaixo ou entre as classes acima, podendo ser especificado pelas normas de produto	Especial

Tabela 2.2 – Níveis de Ensaio definido pela IEC 61000-4-5 [1].

2.3.3. Gerador de Onda Combinada

A norma IEC 61000-4-5 [1] define dois tipos de gerador de onda combinada (10/700 μ s e 1,2/50 μ s), cada um deles usado em casos particulares. O gerador de onda combinada 10/700 μ s, é utilizado para testar linhas de comunicação simétrica. O gerador de onda combinada 1,2/50 μ s é utilizado em todos os outros casos e em particular, para testar as linhas de alimentação dos equipamentos. Nesta dissertação estudar-se-á este último.

2.3.3.1. Gerador de Onda Combinada 1,2/50 μ s

É intenção da norma IEC 61000-4-5 [1] definir as formas de onda de saída do gerador no local onde serão aplicados aos equipamentos a testar. As formas de onda são especificadas como tensão em regime de circuito-aberto e corrente em regime de curto-circuito, sendo medidas independentemente do equipamento a testar.

Para o gerador 1,2/50 μ s, é pretendido que a onda gerada siga os seguintes critérios:

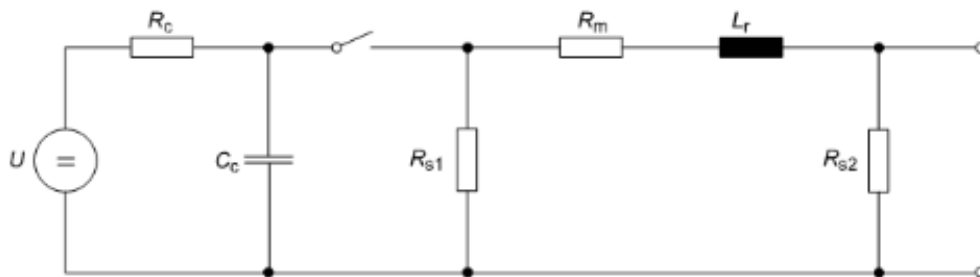
A tensão em regime de circuito-aberto:

- Tempo de subida/frente de 1,2 μ s;
- Tempo de decaimento a 50% de 50 μ s.

A corrente em regime de curto-circuito:

- Tempo de subida/frente de 8 μ s;
- Tempo de decaimento a 50% de 20 μ s.

A Figura 2.14. abaixo representa o circuito simplificado do gerador. Os valores dos componentes são então selecionados de forma a respeitar critérios definidos acima.



U – Fonte de alta-tensão

R_c – Resistência de carga

C_c – Condensador de armazenamento de energia

R_s – Resistências modeladoras da duração da onda

R_m – Resistência de matching

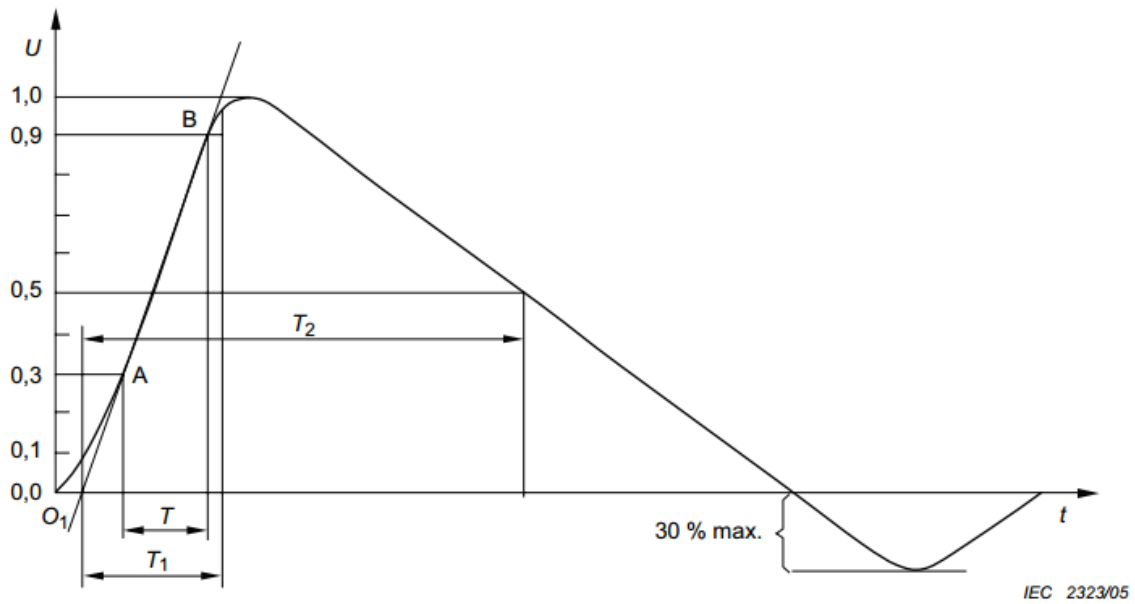
L_r – Indutância modeladora do tempo de subida da onda

Figura 2.14 – Esquema Elétrico simplificado do gerador de onda combinada (1,2/50 μ s – 8/20 μ s) [1].

Por conveniência, o rácio entre o valor tensão de pico em regime de circuito aberto e o valor de corrente de pico em regime de curto-circuito, é muitas vezes considerado efetivamente a impedância de saída do gerador. Assim para este gerador, o rácio definido é de 2 Ω .

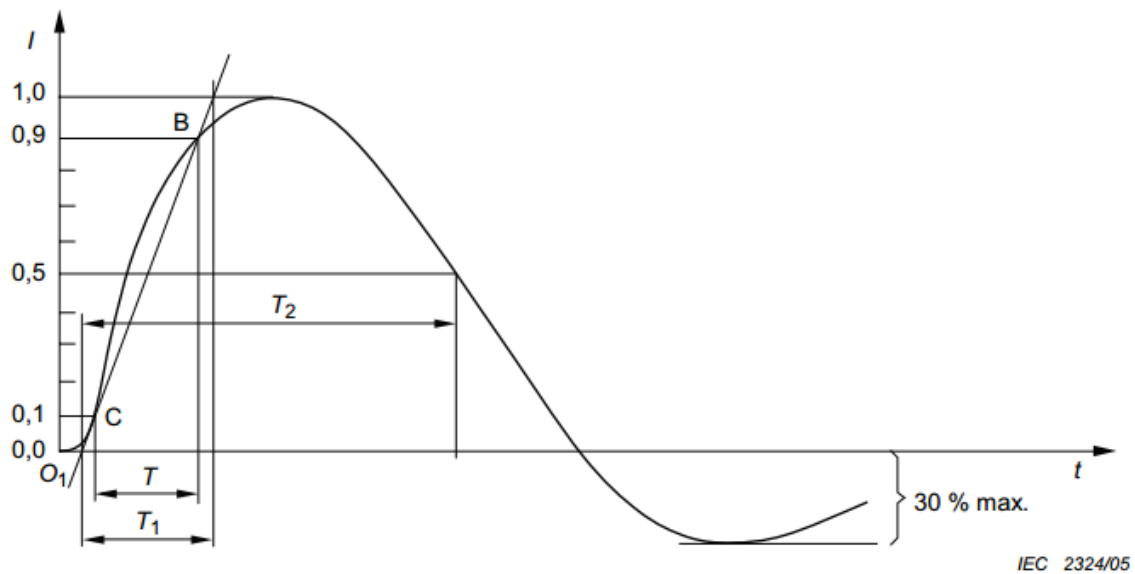
É de notar que as formas de onda de tensão e corrente são na prática função da impedância de entrada do equipamento a testar. Esta mesma impedância pode então adotar um comportamento dinâmico, alterando o seu valor durante os impulsos de onda de choque. Estas alterações podem ser associadas ao correto funcionamento dos componentes de proteção, ou não, associado também aos possíveis arcos-elétricos e fenómenos disruptivos durante os ensaios.

Nas Figuras 2.15 e 2.16 apresentam-se as formas de onda a gerar pelo gerador, tanto em regime de circuito-aberto e de curto-circuito.



Tempo de Frente: $T_1 = 1,67 \times T = 1,2 \mu\text{s} \pm 30 \%$
Tempo de Decaimento a 50%: $T_2 = 50 \mu\text{s} \pm 20 \%$.

Figura 2.15 - Forma de Onda de tensão de circuito aberto à saída do gerador de onda combinada (1,2/50 μs) [1].



Tempo de Frente: $T_1 = 1,25 \times T = 8 \mu\text{s} \pm 20 \%$
Tempo de Decaimento a 50%: $T_2 = 20 \mu\text{s} \pm 20 \%$

Figura 2.16 - Forma de Onda de corrente em curto-circuito à saída do gerador de onda combinada (8/20 μs) [1].

A tabela 2.3, apresenta a relação entre a tensão de pico em regime de circuito aberto e a corrente de pico em regime de curto-circuito.

Tensão de Pico em Reg. circuito-aberto [kV] ± 10 %	Corrente de Pico em Reg. Curto-circuito [kA] ± 10 %	Impedância de Saída do Gerador [Ω]
0,5	0,25	2
1	0,5	
2	1	
4	2	

Tabela 2.3 – relação entre a tensão de pico em regime de circuito aberto e a corrente de pico em regime de curto-circuito [1].

A norma IEC61000-4-5 [1], define ainda outras características e critérios a cumprir pelo gerador:

- Polaridade: Positiva e Negativa;
- Desfasamento: 0° a 360° relativamente à alimentação AC do equipamento em ensaio, com tolerância de 10%.
- Rácio de Repetição: 1 por minuto no mínimo;
- Impedância efetiva de saída: 2 Ω ± 10%.

Para a mesma definição de ambiente, existe distinção entre linhas de alimentação e linhas de comunicação, sendo possível a existência de uma resistência adicional entre o gerador e o equipamento a ensaiar. A seleção desta resistência depende da impedância definida para o gerador pelas normas do produto a testar.

- Uma impedância de 2 Ω representa a impedância característica da rede de baixa tensão. Nesta opção é utilizado apenas o gerador com a impedância efetiva de 2 Ω, sendo o impulso aplicado em modo diferencial.
- Uma impedância de 12 Ω (10 Ω + 2 Ω) representa a impedância característica em modo comum da rede de baixa tensão e a massa. Nesta opção é utilizado o gerador com uma resistência adicional em série de 10 Ω.
- Uma impedância de 42 Ω (40 Ω + 2 Ω) representa a impedância característica de todas as outras linhas e a massa. Nesta opção é utilizado o gerador com uma resistência adicional em série de 40 Ω.

A Tabela 2.4 relaciona a corrente de pico em função da tensão de circuito aberto do gerador e a impedância equivalente do arranjo do ensaio.

Z_{eq}	Classe 0	Classe 1	Classe 2	Classe 3	Classe 4
	25 V	500 V	1 kV	2 kV	4 kV
42	0,6 A	12 A	24 A	48 A	96 A
12	2,1 A	42 A	84 A	167 A	334 A
2	12,5 A	250 A	500 A	1000 A	2000 A

Tabela 2.4 – Relação entre corrente de pico em função da tensão e impedância do ensaio.

2.3.4. Setup de ensaio

Para testar a imunidade a onda de choque dos equipamentos, é utilizado um *setup* de ensaio consoante a norma de produto. De seguida, são representadas as várias variantes de *setup* para ensaiar as portas de alimentação (equipamentos ligados diretamente à rede de baixa tensão alternada ou equipamentos ligados a uma rede DC distribuída) [1] em geral.

Redes de desacoplamento são necessárias de forma, a evitar possíveis efeitos nefastos nos equipamentos que não estão a ser ensaiados, mas têm alimentação em comum.

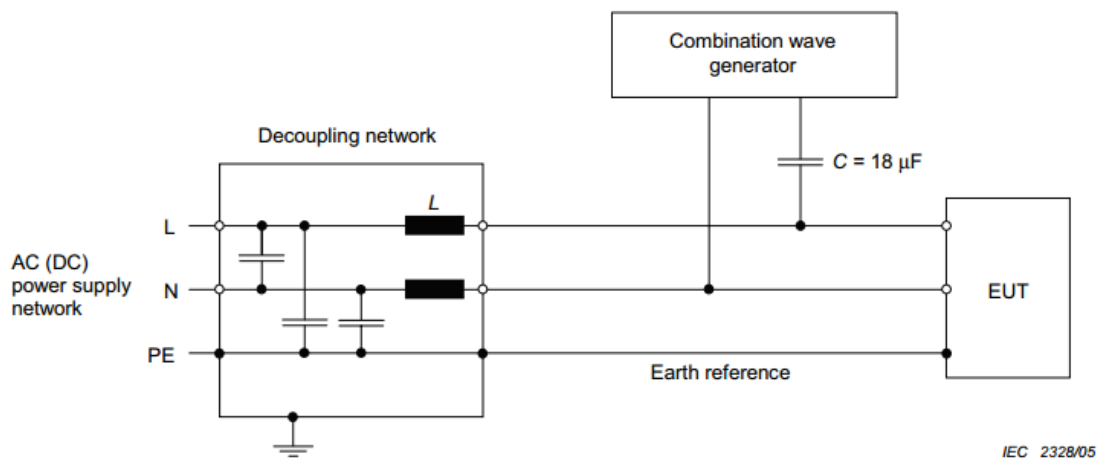


Figura 2.17 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento em linhas AC/DC; Acoplamento linha-a-linha [1].

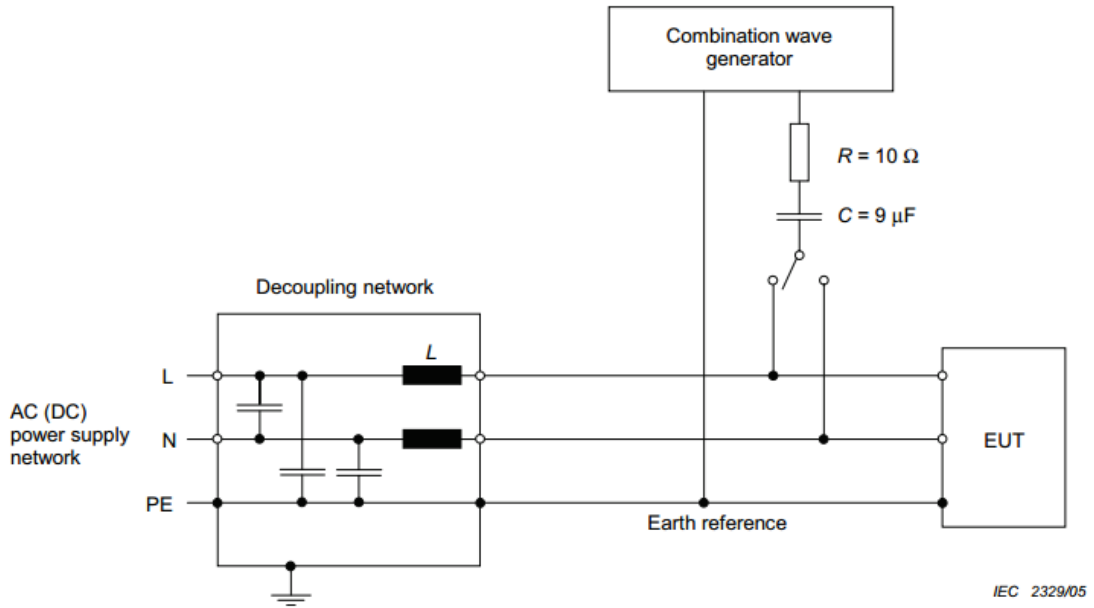


Figura 2.18 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento em linhas AC/DC; Acoplamento linha-a-terra [1].

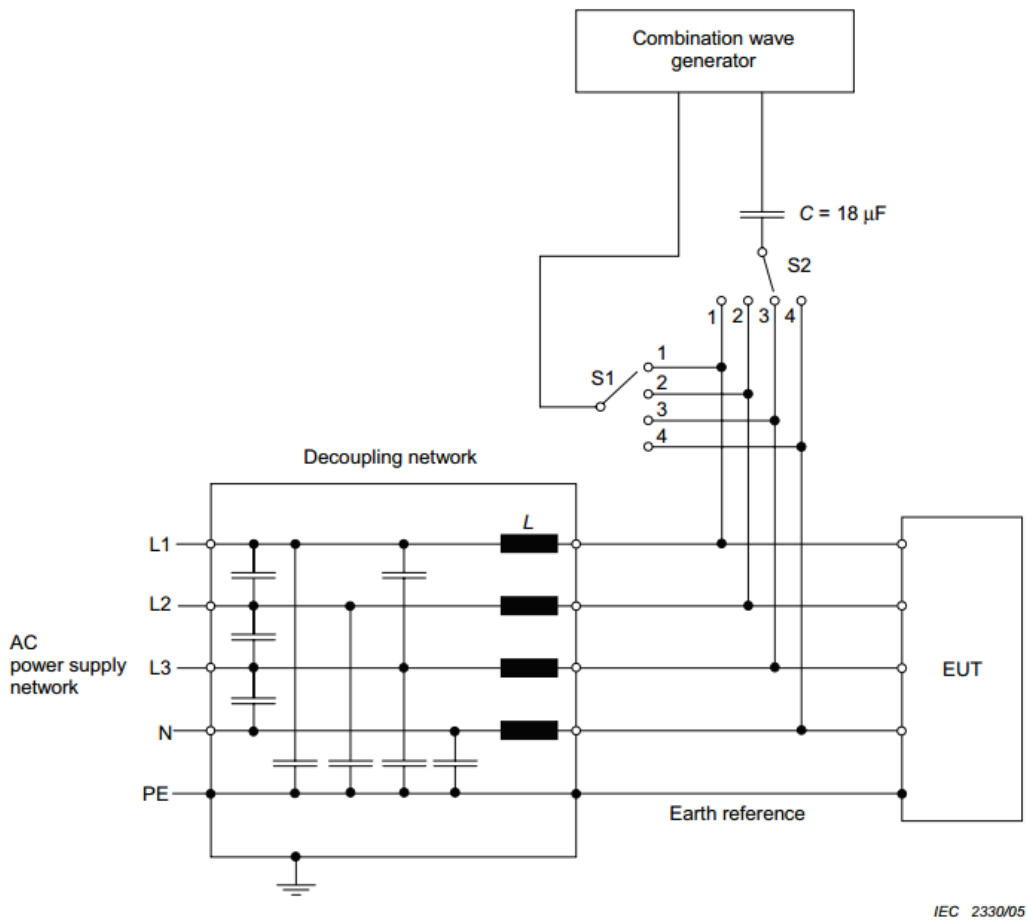


Figura 2.19 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento trifásico AC; Acoplamento L3-L1 [1].

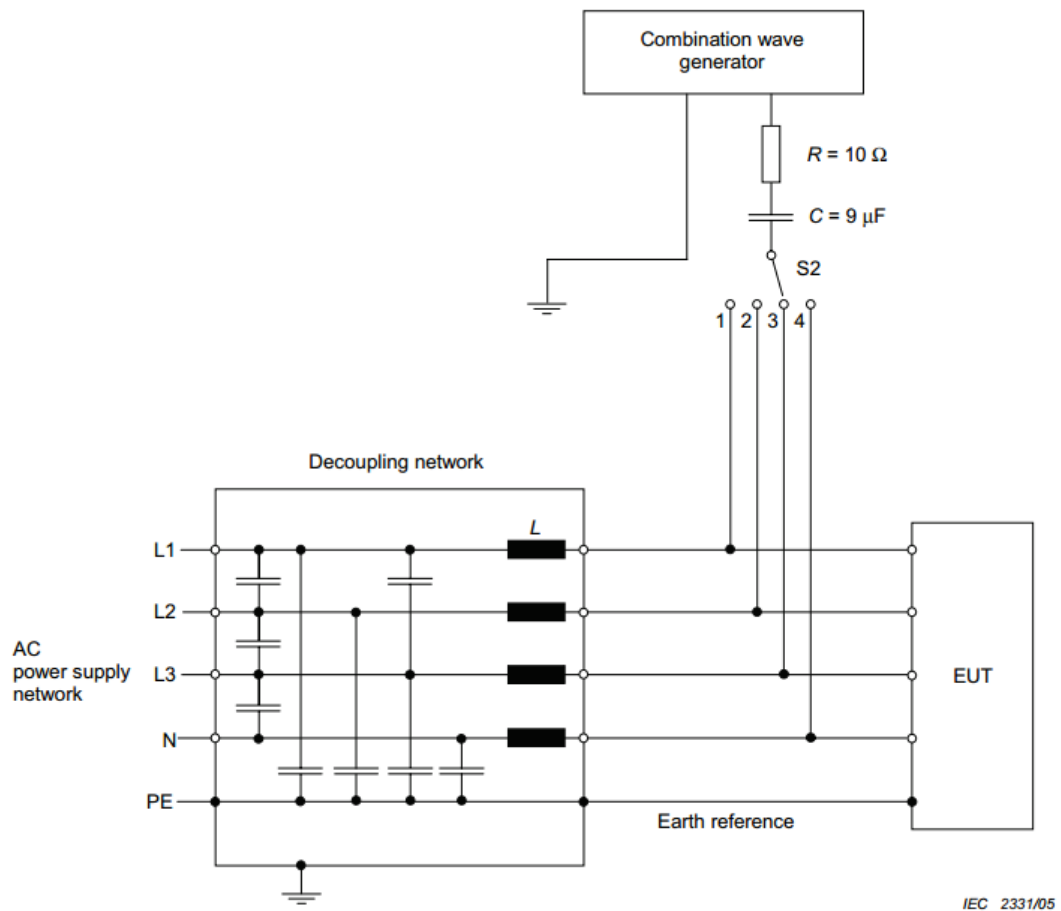


Figura 2.20 - Exemplo de Setup de ensaio para acoplamento trifásico AC;
 Acoplamento L3-terra [1].

Para além dos arranjos de ensaio representados anteriormente para ensaiar as linhas de alimentação, existem ainda outros que não serão representados já que a maioria dos equipamentos testados segundo a norma IEC 61000-4-5 [1], são os equipamentos alimentados pela rede AC.

2.4. Dispositivos de Proteção contra Sobretensões em equipamentos eletrônicos de baixa tensão

Hoje em dia é usual encontrar dispositivos de proteção contra sobretensões em equipamentos eletrônicos de baixa tensão, que possibilitam aos equipamentos cumprir os requisitos impostos pelos ensaios fixados pelas normas de produto, que remetem para ensaios tais como os mencionados na norma IEC61000-4-5 [1], a qual pretendem simular transitórios na rede de baixa tensão com origem em descargas atmosféricas e comutação de cargas na rede. Ou seja, transitórios de alto nível de energia.

Na literatura anglo saxónica, tais dispositivos eletrónicos são designados por *Surge Protective Devices* (SPD). Os SPDs têm como função então limitar sobretensões transitórias e desviar as correntes a eles inerentes, protegendo assim os equipamentos a jusante de níveis elétricos de stress que resultariam na sua destruição e ou avaria, como também a possível diminuição da vida útil. Tais dispositivos incluem pelo menos um componente não linear. Os componentes não lineares conseguem bloquear ou limitar correntes, apresentando uma elevada resistência em série ou uma baixa resistência em paralelo. São habitualmente utilizados 3 tipos de componentes:

- Varístores de Óxido Metálico ou *Metal Oxide Varistors* (MOV);
- Díodos Supressores ou *Transient Voltage Suppressors* (TVS);
- Supressor de gás de plasma ou *Gas Discharge Tube* (GDT).

Díodos supressores e os Varístores são dispositivos limitadores de tensão (*voltage-clamping devices*), que limitam a tensão devendo os mesmos dissipar a energia transitória internamente. Já os supressores de gás são dispositivos de curto-circuito (*crowbar devices*), quando acionados a tensão aos seus terminais desce até um valor bastante baixo, dissipando assim muito pouca potência. Conseguem assim lidar com correntes extremamente altas. A Figura 2.21 ilustra este conceito.

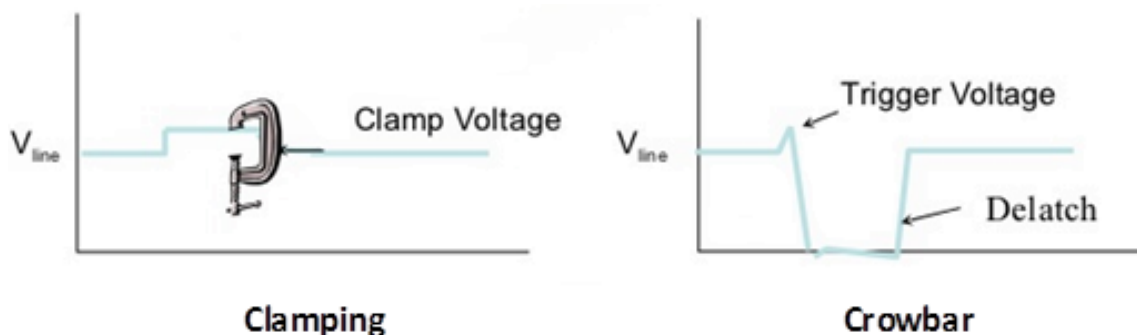


Figura 2.21 - Caracterização gráfica dos dispositivos de proteção consoante o seu funcionamento.

2.4.1. Varístores de Óxido Metálico - MOV

O varistor é uma resistência cujo seu valor varia rapidamente consoante a tensão aplicada aos seus terminais. A elevada não linearidade deste dispositivo, tornam-no num elemento preferencial na proteção das linhas de alimentação AC contra transitórios de vária ordem. Estas características são expressas pela seguinte equação (2.12):

$$I = kV^\alpha \quad (2.12)$$

Onde, V = Tensão aos terminais do varistor;
 I = Corrente que percorre o varistor;
 α = Índice de não linearidade;
 k = Constante característica do material.

A não linearidade da característica V-I (tensão-corrente) do varistor é caracterizada pelo índice de não linearidade α . A característica V-I de uma simples resistência é linear, correspondendo assim a $\alpha = 1$. Os varístores modernos tem valores característicos de α entre 25 e 60 [18].

Regra geral os varístores são utilizados em paralelo com o circuito a jusante e ao qual se pretende proteger. Quando um transitório ocorre, o valor nominal da resistência reduz drasticamente, absorvendo assim os eventuais picos de corrente que, caso contrário seriam injetados no circuito.

Os varístores são feitos a partir de óxido metálico semiconductor. O óxido metálico é um material cerâmico com características elétricas não lineares similares à de uma associação anti série de dois díodos zener. Estas características são conseguidas misturando óxido de zinco com pequenas quantidades de materiais aditivos tais como Bi_2O_3 , Cr_2O_3 , MnO e Sb_2O_3 [19]. Esta mistura é então granulada, secada e prensada em forma de um disco e por última aglomerada. Os grãos de óxido de zinco apresentam uma baixa resistividade ($<0,3\Omega\text{-cm}$) e são rodeados por uma camada granular de óxido de alta resistividade com uma ligação bastante forte entre cada uma delas. Estes dispositivos têm uma grande capacidade de dissipação de energia, devido à sua natureza policristalina e ao grande número de barreiras intergranulares. A Figura 2.22 representa a microestrutura do varistor.

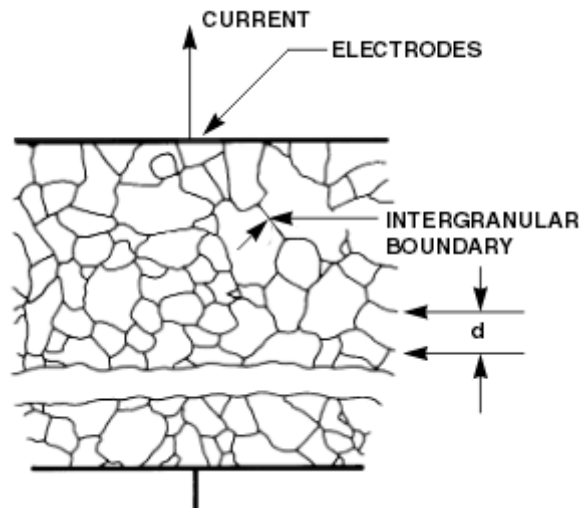


Figura 2.22 - Microestrutura do varistor de óxido metálico. Grãos de ZnO (de dimensão média d) separados por barreiras intergranulares [20].

Desta forma, desenhar um varistor para um valor de tensão nominal, V_N , é basicamente uma questão de seleção da espessura do varistor, o que resulta num apropriado número de grãos, n , que se encontram em série entre os elétrodos. Na prática, o material utilizado no varistor pode ser caracterizado pelo gradiente de tensão medido ao longo da sua espessura, ou seja, um valor de V/mm. Sendo que existem limites práticos de espessura para estes componentes, é desejável que se possa utilizar mais que um gradiente de tensão, isto é possível alterando a composição dos aditivos ao óxido metálico, que permite alterar a dimensão média, dos grãos de óxido metálico. Uma das propriedades fundamentais do varistor de ZnO, é nomeadamente a queda de tensão entre uma única junção de grãos que é aproximadamente constante entre os 2 V e os 3V por junção. Esta característica não varia com o tamanho individual dos grãos. Assim a tensão nominal de um varistor será determinada pela espessura do material e pelo tamanho dos grãos, como representado pela equação 2.13.

$$V_N = (3V)n \quad (2.13)$$

$$D = (n + 1)d \quad (2.14)$$

Substituindo, temos

$$V_N = 3 \left(\frac{D}{d} - 1 \right) \quad (2.15)$$

Onde,

D : Espessura do varistor;

d : tamanho médio dos grãos;

A tensão nominal do varistor V_N , é definida como a tensão aos terminais do varistor no ponto da curva característica V-I, onde a transição da região linear inferior e a região não linear superior está completa. Para efeitos de medição, padronizou-se que este ponto de tensão acontece quando a corrente que percorre o varistor é de 1 mA. Abaixo representa-se as dimensões típicas dos varistores do fabricante *Littlefuse* [20].

Tensão Nominal [V _{RMS}]	Tamanho médio dos grãos [μm]	N	Gradiente a 1mA [V/mm]	Espessura [mm]
150	20	75	150	1,5
25	80	12	39	1

Tabela 2.5 – Dimensões típicas dos varistores do fabricante *Littlefuse*.

2.4.1.1. Características Elétricas

As características elétricas dos varistores são convenientemente representadas por um gráfico de escala logarítmica, de forma a representar o largo intervalo da curva de V-I. O formato logarítmico torna também a leitura clara face à representação linear, já que tende a exagerar as não linearidades. Uma curva V-I característica é representada na Figura 2.23.

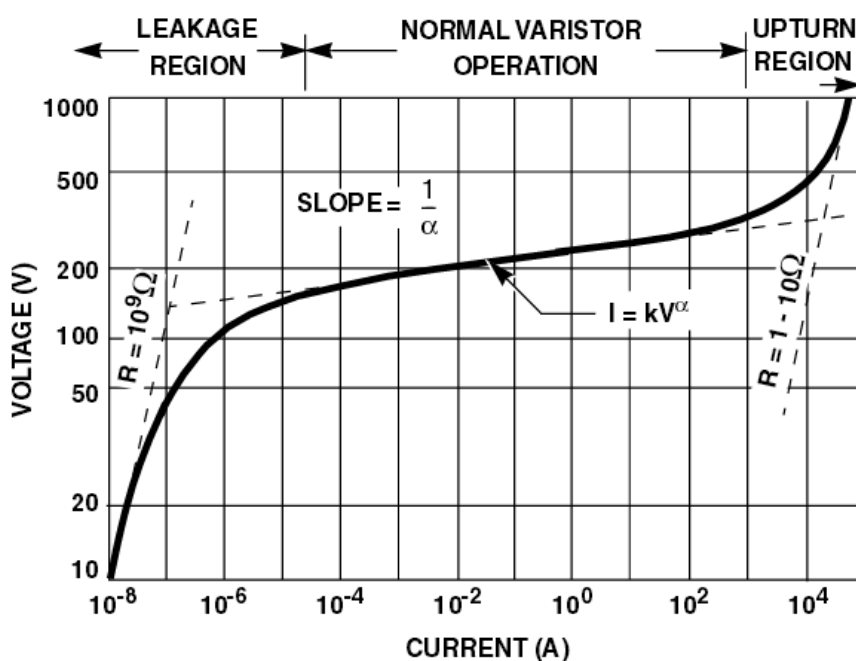


Figura 2.23 - Curva V-I típica de um varistor [20].

Conforme representado na Figura 2.23, as características do varistor podem ser divididas em três regiões de funcionamento distintas. A primeira e a baixas tensões, a região de “leakage” ou de fuga, sendo assim designada devido à corrente de fuga que se estabelece nesta região de funcionamento. O mecanismo de condução nesta região é explicado pelas barreiras energéticas na camada granular. Estas barreiras previnem a movimentação dos elétrons entre grãos, no entanto quando existe o campo elétrico aplicado, este promove um ligeiro enfraquecimento das barreiras energéticas, existindo assim movimentação térmica de alguns elétrons entre grãos, ou seja, o varistor apresenta uma alta impedância (cerca de $10^9 \Omega$), ao nível de um isolante. Na Figura 2.24 apresenta-se o circuito equivalente simplificado de um varistor.

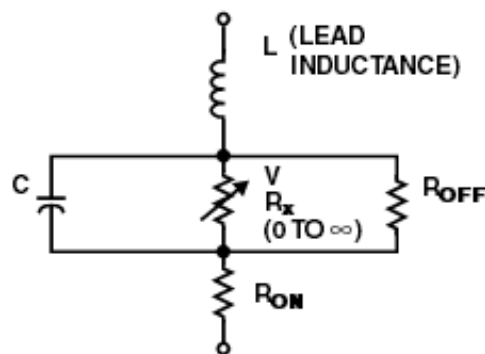


Figura 2.24 - Modelo Equivalente de um varistor [20].

A segunda região de funcionamento é designada por região normal de funcionamento, já que o varistor segue a sua equação característica (Equação 2.12), onde a figura de destaque é o coeficiente de não linearidade α , o qual pode ser determinado pelo declive da curva V-I exemplificada pela Figura 2.23 ou calculada a partir da seguinte equação:

$$\alpha = \frac{\log\left(\frac{I_2}{I_1}\right)}{\log\left(\frac{V_2}{V_1}\right)} = \frac{1}{\log\left(\frac{V_2}{V_1}\right)} \text{ para } \frac{I_2}{I_1} = 10 \quad (2.16)$$

A corrente I_1 corresponderá ao valor de corrente no início da região normal de funcionamento, sendo a corrente I_2 a que corresponde ao final. Este comportamento não linear surge por causa das barreiras potenciais entre os grãos de óxido metálico, nos quais os elétrons se movem devido ao efeito de túnel. Nesta região o varistor é condutor, sendo o elemento predominante no modelo equivalente a resistência R_x .

Por último, na terceira região o varistor nesta região aproxima-se de um curto-circuito. Esta região é designada por “upturn” devido à curva ascendente que a curva

característica faz, sendo que a mesma parte da relação não linear do varistor, aproximando-se da resistência do material, cerca de 1 a 10 Ω .

2.4.1.2. Velocidade de Resposta

A atuação do varistor depende do mecanismo de condução similar ao de outros dispositivos semicondutores. Devido a esta razão, a passagem à condução acontece bastante rapidamente, mesmo no intervalo dos nanossegundos. A Figura 2.25, compara a resposta de um transitório rápido com e sem aplicação de um varistor de ZnO.

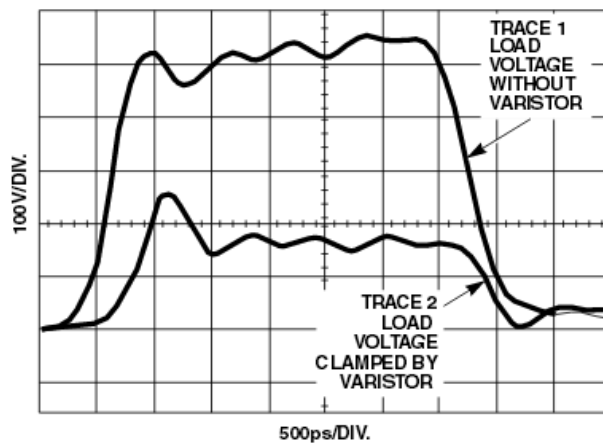


Figura 2.25 - Resposta de um varistor ZnO a um transitório rápido (500ps [20]).

Como se pode observar na Figura 2.25, o tempo de resposta do varistor é menor do que um nanossegundo. Dependendo do varistor utilizado o tempo de resposta estará compreendido entre 500 ps a 20 ms. No entanto a resposta de um varistor varia consoante o transitório aplicado ao mesmo. Quanto menor o tempo de subida do transitório ou quanto maior o valor de pico do transitório, maior a tensão de “clamping”. A Figura 2.26, demonstra exatamente este facto.

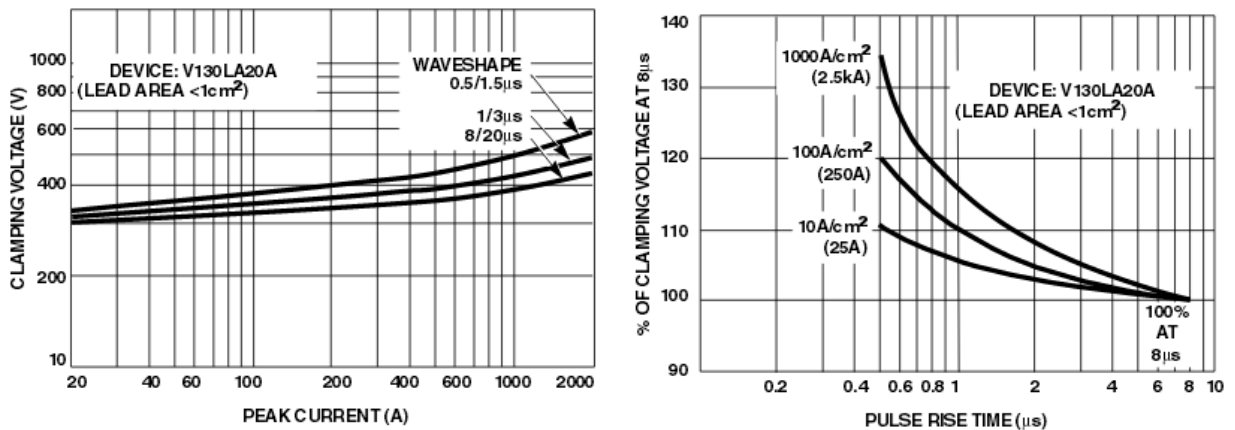


Figura 2.26 - Tensão de clamping consoante o transitório aplicado ao varistor [20].

2.4.1.3. Aplicações e outras características

Atualmente e devido aos factos mencionados anteriormente, o varistor de óxido metálico, tornou-se um dispositivo crucial na proteção de equipamento de baixa tensão.

A principais características e vantagens a reter são:

- Excelente tensão de “clamping”;
- Rápido tempo de resposta, que possibilita a supressão de transitórios de alta tensão e de ondas de tensão originadas por descargas atmosféricas;
- Grande capacidade de conduzir elevadas correntes quando acionado e baixa corrente de fugas ou “leakage”;
- Baixa capacidade parasita, o que torna possível a sua utilização na proteção de circuitos de comutação.

A sua aplicação é bastante transversal, cobrindo um alargado número de aplicações:

- Eletrónica de consumo: TV's, sistemas de som, consolas de videojogos, etc.;
- Aplicações Domésticas: Máquinas de lavar roupa ou loiça, micro-ondas, máquinas de café expresso, entre outras;
- Sistemas de telecomunicações: Modems, switch's de rede, bastidores.
- Exploração e distribuição de combustíveis fósseis;
- Equipamentos medida: Contadores de energia, osciloscópio ou analisadores de espectro.

De seguida exemplifica-se através das Figuras 2.27 e 2.28, a sua típica aplicação em termos de circuitos elétrico, na proteção das linhas de alimentação de um determinado equipamento a jusante.

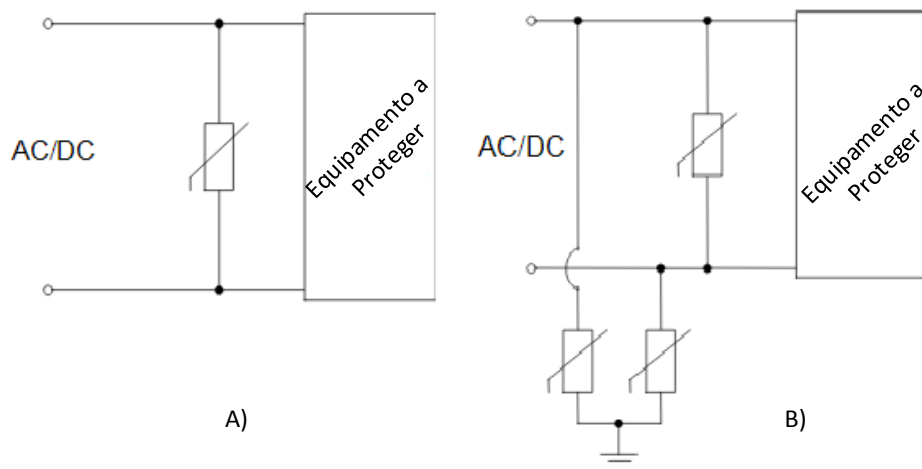


Figura 2.27 - Exemplo da proteção das linhas de alimentação AC/DC, com varístores.

A) Linha-a-Linha B) Linha-Linha e Linha-massa [21].

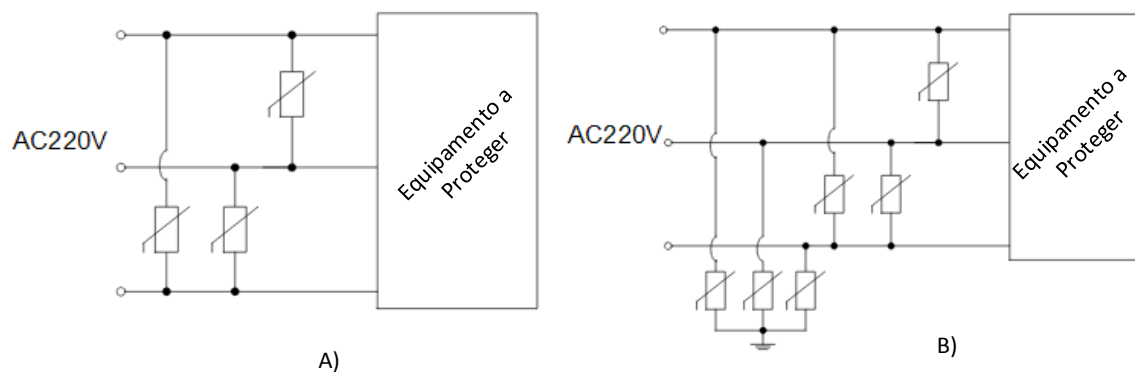


Figura 2.28 - Exemplo da proteção das linhas de alimentação trifásicas, com varístores.

A) Linha-Linha B) Linha-Linha e Linha-massa [21].

De seguida exemplifica-se através das Figuras 2.29, a sua típica aplicação em termos de circuitos elétricos, na proteção de dispositivos semicondutores e mecânicos na comutação.

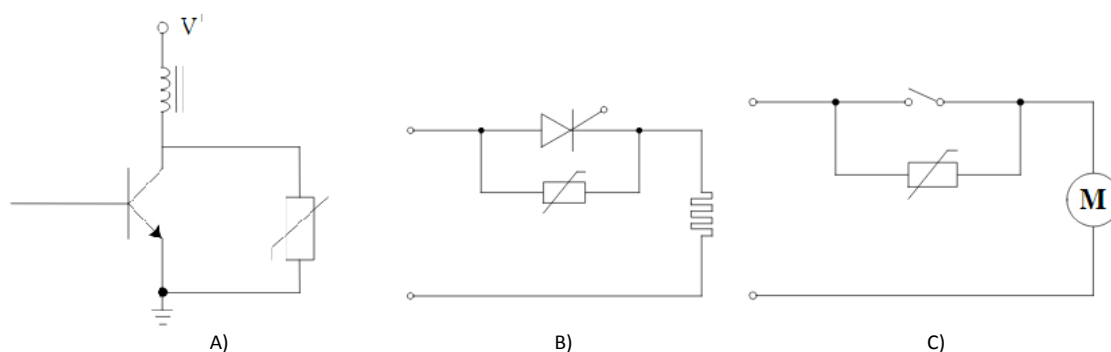


Figura 2.29 - Exemplo da proteção contra sobretensões em dispositivos semicondutores e mecânicos.

A) Proteção de um transístor NPN na comutação de cargas indutivas

B) Proteção de transitórios de comutação do tirístor.

C) Incremento da vida útil dos contactos do relé mecânico [21].

Outro ponto a considerar, é nomeadamente o seu modo de falha principal. Os varístores são sujeitos a stress através dos vários transitórios e condições climatéricas adversas que geram descargas atmosféricas na rede, durante a sua vida útil. Elevadas descargas atmosféricas podem influenciar a performance do varistor. A falha de varístores pode ser mesmo elevada em áreas de elevada intensidade de descargas atmosféricas. Os estragos nos varístores, aparecem muitas vezes como depósitos negros, rachas e buracos no encapsulamento dos mesmos. O efeito térmico sobre os varístores é de especial relevância, seja por aspetos ambientais ou mais importante pela dissipação de potência a quando do seu acionamento. À medida que a energia absorvida no óxido

metálico aumenta, a temperatura aumenta também por efeito de joule, o que incrementa ainda mais a corrente que percorre o varistor, fazendo aumentar ainda mais a temperatura do elemento. No extremo, caso a temperatura exceda a capacidade térmica do óxido metálico, a deterioração do dispositivo acontece rapidamente. Dependendo do tempo em que o varistor trabalhe a temperaturas acima da crítica, as consequências podem ser a condução abaixo da tensão nominal do varistor ou mesmo a sua completa destruição. Devido a este facto a sua utilização muitas vezes é combinada com o uso de um fusível, como também o encapsulamento do óxido metálico deverá ser ignifíco ou no mínimo retardante. A Figura 2.30, exemplifica a destruição de um varistor por excesso de potência dissipada no óxido metálico, resultado de um sobretensão transitória devido a uma descarga atmosférica.



Figura 2.30 - Exemplificação do modo de falha típico de um varistor.

Por exemplo, querendo-se proteger uma entrada de alimentação alternada de 230 VAC contra sobretensões do tipo onda de choque e admitindo que a tensão de entrada pode variar até 10 %, o varistor indicado seria por exemplo o S20K230 do fabricante TDK. Este varistor apresenta uma tensão nominal de 360 VDC.

2.4.2. Diodos Supressores - TVS

Os diodos supressores têm basicamente a mesma característica dos diodos de Zener. Os mesmos são diodos de avalanche desenhados especificamente para proteger outros dispositivos de sobretensões. A sua junção PN apresenta uma área transversal bastante superior quando comparada com um diodo normal, permitindo a condução de correntes elevadas, sem que se deteriore. São, portanto, diodos com grande capacidade de dissipação de energia, regra geral entre 400 a 1500 W dentro de um intervalo de tempo de 1 ms.

Diodos TVS são hoje em dia os componentes mais utilizados na proteção de linhas de transmissão de dados, principalmente devido aos seus curtos tempos de resposta (na ordem dos ps), baixas tensões de “clamping”, e longevidade.

À semelhança do varistor, os diodos supressores são utilizados em paralelo com o dispositivo que se pretende proteger. Dentro das condições normais de operação, apresentam uma alta-impedância, existindo apenas uma pequena corrente de fuga. Na presença de uma sobretensão, a junção inversamente polarizada proporciona um caminho de baixa tensão através do fenómeno de condução por avalanche. A corrente associada à sobretensão é assim canalizada para a massa do circuito. Por sua vez a tensão aos terminais do dispositivo a proteger, é limitada à tensão de “clamping” do diodo. Uma vez o fim do transitório, o diodo supressor retorna ao seu estado de alta impedância. A Figura 2.31, ilustra o funcionamento de um TVS durante uma sobretensão.

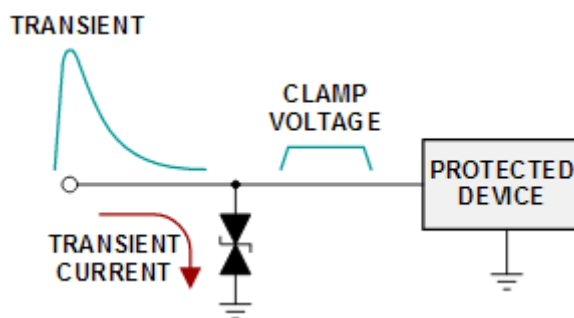


Figura 2.31 - Proteção oferecido pelo diodo TVS [22].

As características elétricas do TVS são determinadas por fatores tais como a área da junção, concentração da dopagem e resistividade do substrato. A sua capacidade de dissipação de energia é proporcional à área da sua junção, como também a capacidade parasita que apresenta.

Os diodos supressores estão disponíveis em duas configurações, unidirecionais (em tudo semelhante a um diodo de zener) e bidirecional (equivalente à utilização de dois

unidirecionais montados em anti-série), com tensões de operação entre 3 V a 440 V, e capacidades parasitas até 1000 pF.

2.4.2.1. Díodos Supressores Unidirecional

O mais básico diodo supressor, é nomeadamente o unidirecional ilustrado na Figura 2.32, onde o diodo TVS é polarizado inversamente durante um transitório positivo, atuando por efeito de avalanche a partir do qual se estabelece a corrente I_1 . A tensão a jusante do diodo é assim limitada no máximo à tensão máxima de clamping do diodo.

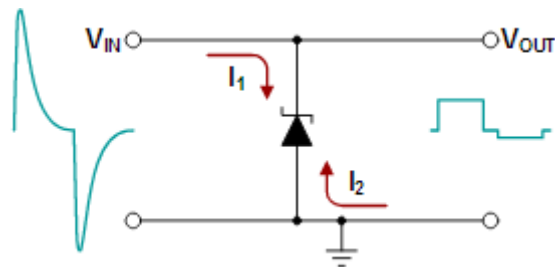


Figura 2.32 - Ação de proteção de diodo supressor unidirecional (TVS) [22].

Durante um transitório negativo, o diodo encontra-se diretamente polarizado, o que proporciona que a tensão a jusante não ultrapasse a normal queda de tensão do diodo, que será função da corrente I_2 que o percorre nesta situação.

A curva característica V-I do diodo supressor unidirecional, é ilustrado na Figura 2.33. É de ter atenção que apesar do diodo estar inversamente polarizado, essa zona de funcionamento é representada no primeiro quadrante, já que é relativa a transitórios positivos.

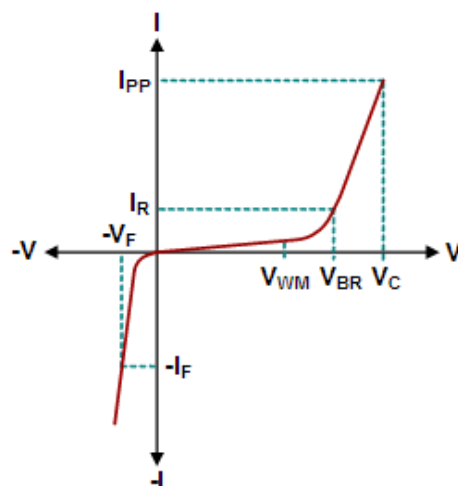


Figura 2.33 - Curva característica V-I do diodo supressor unidirecional [22].

Mencionados na Figura 2.33 esta tensão de “standoff”, V_{WM} , à qual o diodo drena uma corrente máxima de $1 \mu\text{A}$. Esta tensão é também a tensão nominal máxima da linha que o diodo protege, de forma a não existir impacto na performance do circuito. A tensão de “breakdown” ou disrupção V_{BR} , é a tensão a partir da qual o diodo começa a conduzir por efeito de avalanche. O valor de corrente deste ponto de funcionamento é de aproximadamente 1 mA . Já a tensão V_C , representa a tensão máxima de “clamping” medida aos terminais do diodo, durante a aplicação de um transitório de corrente conhecido (habitualmente $8/20 \mu\text{s}$ ou $10/1000 \mu\text{s}$) [1], de corrente de pico I_{PP} . Para transitórios negativos de tensão e por isso representado no terceiro quadrante da curva característica V-I, o diodo encontra-se diretamente polarizado, onde a queda de tensão V_F é medida para uma dada corrente I_F .

Maioritariamente os diodos TVS unidirecionais, são utilizados em barramentos DC de alimentação ou dados, para proteger componentes altamente vulneráveis a transitórios negativos, como por exemplo dispositivos CMOS.

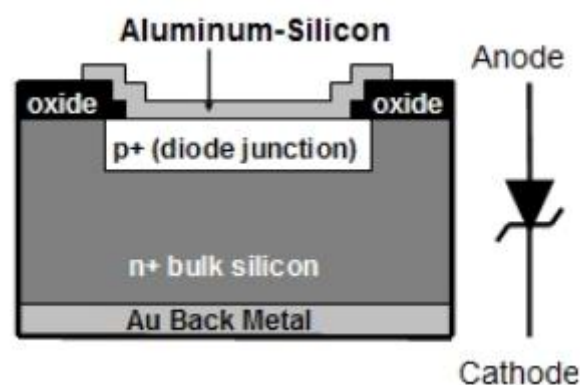


Figura 2.34 - Estrutura vertical de um diodo supressor TVS SMD.

2.4.2.2. Díodos Supressores Bidirecional

Um diodo supressor bidirecional é ilustrado na Figura 2.35, tanto durante transitórios positivos como negativos funciona inversamente polarizado conduzindo por efeito de avalanche corrente nos dois sentidos, como exemplificado I_1 e I_2 . Transitórios de tensão são assim limitados no máximo à tensão de “clamping” do diodo. Para todos os efeitos são o equivalente a dois diodos supressores montados em anti-série, daí a sua representação esquemática.

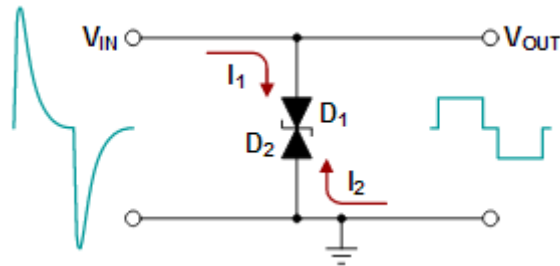


Figura 2.35 - Ação de proteção de diodo supressor bidirecional (TVS) [22].

A curva característica V-I dos diodos supressores é na sua maioria simétrica, como representado na Figura 2.36.

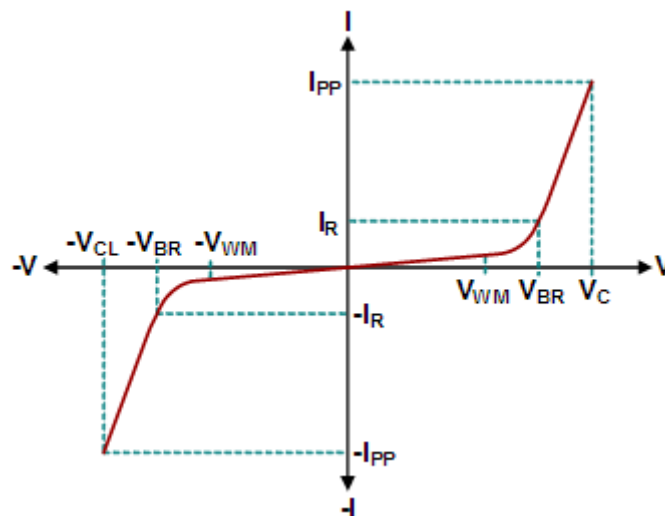


Figura 2.36 - Curva característica V-I do diodo supressor bidirecional [22].

Maioritariamente os diodos TVS unidirecionais são utilizados para proteger dispositivos com alimentações simétricas ou analógicas, e linhas de comunicação que operem sobre um largo intervalo de tensões de modo comum.

2.4.2.3. Potência Pico Máxima de Pulso Admissível

A característica mais importante dos díodos supressores, é nomeadamente a máxima potência que os mesmos conseguem dissipar quando sujeitos a um pulso ou transitório. Os TVS estão disponíveis num largo leque de potência máxima de pulso, começando em centenas de mW utilizados como proteção para eventos ESD, até 15 kW, utilizados como proteção para transitórios rápidos e onda de choque.

Na maioria destes dispositivos, este parâmetro é referido à onda de corrente 10/1000µs (referência para testar aplicações de telecomunicações), no entanto muitas aplicações são ensaiadas com a onda de corrente 8/20 µs [1] mencionada no capítulo 3. É assim muitas vezes necessário converter este parâmetro do transitório de referência para o pretendido. A relação entre a potência máxima de pulso admissível e a duração do mesmo pode ser aproximado por uma exponencial. A Figura 2.37, ilustra exatamente esta relação, exemplifica também a conversão da potência máxima de pulso admissível especificada para uma onda de 10/1000 µs (ponto A = 200 W) para a potência máxima de pulso admissível para uma onda 8/20 µs (ponto B = 950 W).

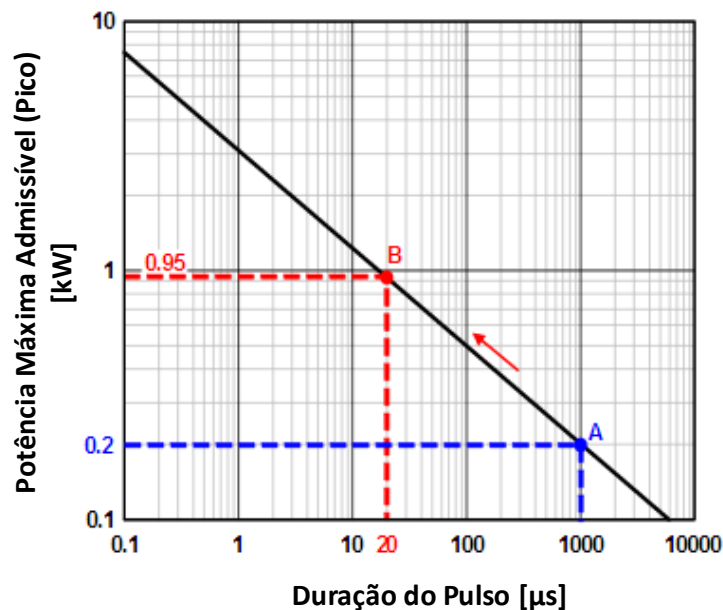


Figura 2.37 - Potência de pico máxima de pulso admissível vs Duração de pulso [22].

A partir, da nova potência de pico máxima de pulso admissível é também possível determinar a corrente de pico de pulso admissível. Considerando que a tensão de “clamping” do diodo ilustrado na Figura 2.37, é de 18 V:

$$I_{PP}(A) = \frac{P_{PP}}{V_C} \rightarrow I_{PP\ 1000\mu s} = \frac{200\ W}{18\ V} = 11,1\ A \rightarrow I_{PP\ 20\mu s} = \frac{950\ W}{18\ V} = 52,8\ A \quad (2.16)$$

A Tabela 2.6 ilustra os parâmetros mais importantes na escolha de um diodo supressor.

Duração do Pulso [μ s]	Potência de Pico de Pulso P_{PP} [W]		Tensão de Clamping V_c [V]	Corrente de Pico I_{PP} [A]	
	+25 °C	+85 °C		+25 °C	+85 °C
	10/1000	200		120	18
8/20	950	570	18	52,8	31,66

Tabela 2.6 – Exemplo de parâmetros de um diodo supressor TVS de 200W [22].

2.4.2.4. Capacidade intrínseca

Outra das características peculiares destes dispositivos é a capacidade intrínseca à sua junção p-n que resulta da mobilidade dos elétrons e das lacunas no lado oposto da junção p-n e da sua camada de depleção. Basicamente, existe uma equivalência a um condensador, pois é formado por duas placas condutores separados por uma camada de silicone. Ao aplicar-se uma tensão inversa, a camada de depleção expande, e por consequência a capacidade intrínseca decresce. Desta forma, quanto maior a tensão inversa menor a capacidade. Diodos supressores de baixa tensão, têm alta concentração de dopantes na junção, pelo que a região de depleção é bastante estreita, apresentando assim elevados valores de capacidade intrínseca.

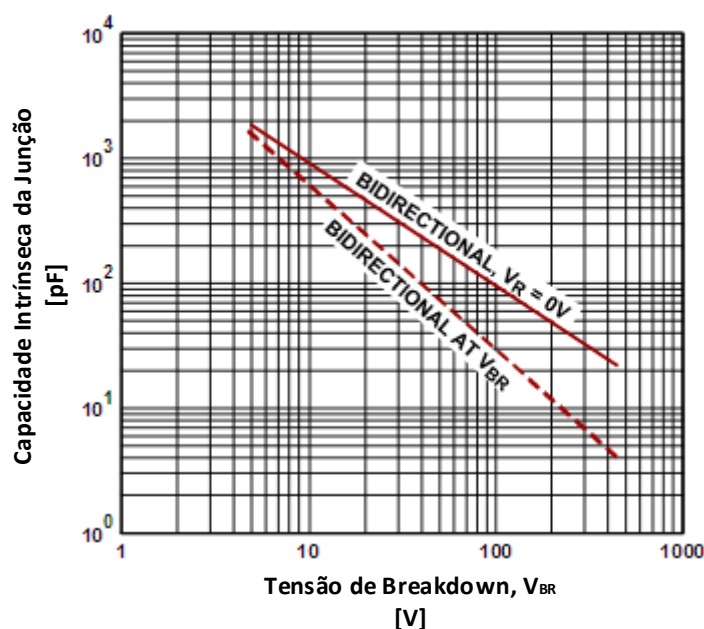


Figura 2.38 - Capacidade Intrínseca da junção vs Tensão de ruptura V_{BR} de um diodo supressor bidirecional [22].

Progressivamente um díodo de tensão mais elevada corresponde a um decréscimo exponencial dos níveis dopantes e por conseguinte uma região de depleção maior, resultando numa menor capacidade intrínseca. Este facto é representado pela Figura 2.38.

Esta é uma característica importante, pois usualmente a sua utilização na proteção de linhas de comunicações implica ter em atenção a capacidade que o componente introduz no circuito de forma a não atenuar os sinais das comunicações.

Por exemplo, querendo-se proteger contra sobretensões transitórias um nó de um barramento de comunicação RS-485, que apresente uma tensão de modo comum entre -7V e 12V, o TVS indicado seria um do tipo bidirecional e com uma tensão de “breakdown” mínima de 13V, tal como o modelo SA12CA do fabricante Littelfuse.

2.4.3. Supressores de gás de Plasma - GDT

Gas Discharge tubes (GDT) ou supressores de gás de plasma, têm como princípio de funcionamento a ignição de um arco elétrico de forma “controlada”. Isto é, estes dispositivos são constituídos por um tubo de vidro ou cerâmico, que contém no seu interior um gás inerte hermeticamente selado, resultando, portanto, numa atmosfera controlada. A Figura 2.39, ilustra a simbologia e construção do GDT.

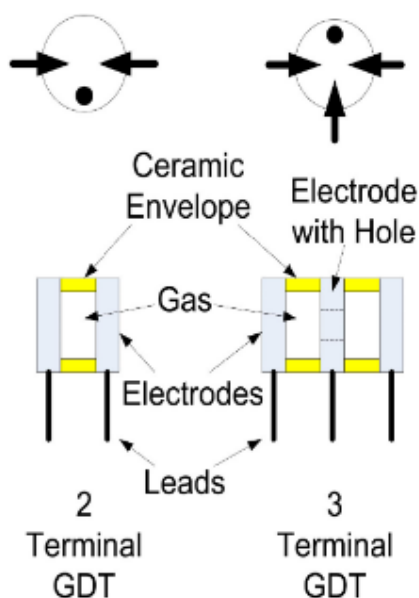


Figura 2.39 - Símbolo e construção básica do GDT [23].

Assim, sempre que a tensão sobre o dispositivo ultrapassa um determinado valor (tensão de disrupção), dá-se a ionização do gás o que provoca que a resistência de

isolamento entre dois ou mais elétrodos passe de valores na ordem de $10^9 \Omega$ para valores na ordem de $10^{-3} \Omega$, curto-circuitando o transitório de tensão. Neste estado o valor da tensão aos terminais deste dispositivo, corresponde à queda de tensão do arco elétrico que se estabeleceu no seu interior. É usual dividir o funcionamento destes dispositivos em 4 regimes de funcionamento, são eles:

- Regime não operacional: Caracterizada pela resistência de isolamento praticamente infinita. Os fabricantes garantem um valor mínimo de resistência de isolamento para uma determinada tensão;
- Regime de Brilho (“glow”): Maioritariamente este regime é um regime de transição, entre atuação ou não do dispositivo. O seu nome tem origem na ionização do gás, devido aos portadores de cargas da corrente elétrica, que original emissão de fótons. À tensão de disrupção, a condutividade aumenta subitamente, enquanto a corrente drenada esteja abaixo de um certo valor (dependente das características do dispositivo), a queda de tensão (“*glow voltage*”) aos terminais do dispositivo situar-se-á cerca de 4 ou 5 vezes acima da tensão de arco.
- Regime Disruptivo: À medida que a corrente aumenta, a tensão aos terminais do dispositivo, passa da tensão de brilho para a tensão de arco elétrico. É neste regime que estes dispositivos proporcionam a sua ação protetora, já que a corrente de descarga pode chegar a valores na ordem dos milhares de amperes, e mesma assim sem que a tensão de arco se altere significativamente.
- Regime de Extinção: Após a descarga e à medida que a corrente decresce, sensivelmente o mesmo valor de tensão que a tensão de brilho, o dispositivo retorna às suas características isoladoras iniciais.

A Figura 2.40, ilustra basicamente os regimes de funcionamento, acima descritos.

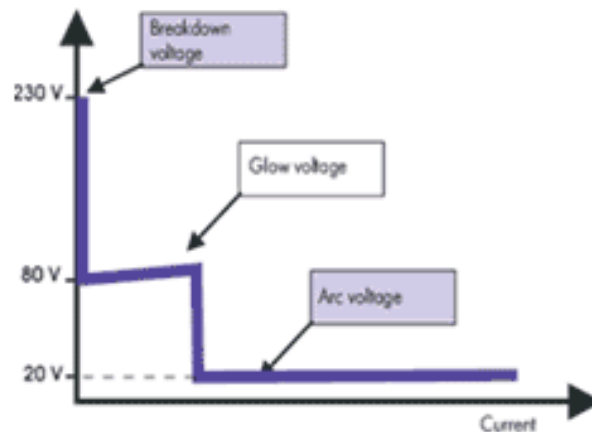


Figura 2.40 - Representação dos regimes de funcionamento da GDT [23].

Estes dispositivos conseguem lidar com correntes bastante elevadas apresentando uma capacidade bastante baixa. No entanto a tensão de disrupção mínima ronda os 75 V com um tempo de resposta bastante superior quando comparado com os díodos supressores TVS [24].

2.4.3.1. Características Elétricas

As principais características a considerar quando se trabalha com estes dispositivos são as seguintes:

- Tensão contínua de disrupção [V];
- Tensão de disrupção impulsiva [V];
- Corrente de descarga admissível [kA];
- Resistência de Isolamento [GΩ];
- Capacidade [pF].

A tensão de disrupção varia com a taxa de variação da tensão em relação ao tempo. Ou seja, quanto maior o dv/dt aplicado ao dispositivo, maior a tensão de disrupção. A Figura 2.41 ilustra a tensão de disrupção versus o dv/dt aplicado ao GDT.

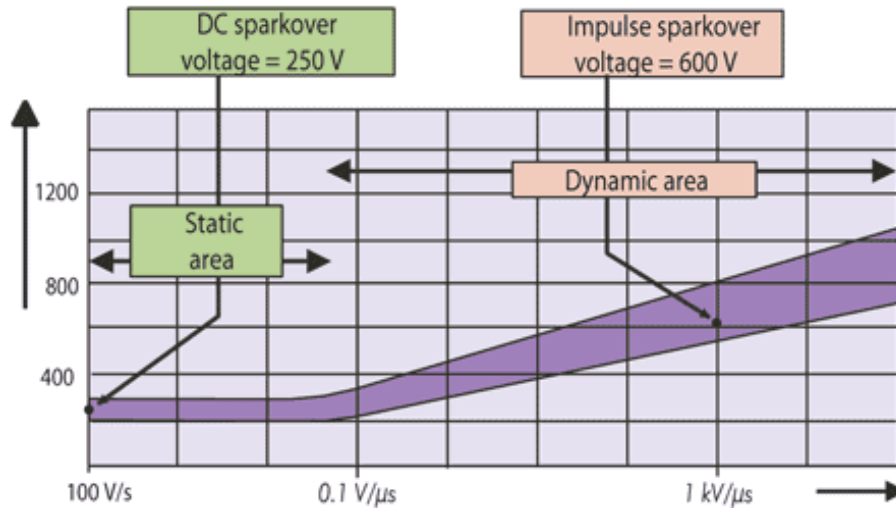


Figura 2.41 - Evolução da tensão de ruptura vs dv/dt aplicado a um GDT [23].

É usual os fabricantes referirem o valor de tensão de ruptura impulsiva, para um dv/dt de $1 \text{ kV}/\mu\text{s}$. A corrente de descarga admissível, depende das propriedades do gás, do volume e do material do elétrodo. Esta é uma das características mais importantes dos GDT e aquela que mais distingue estes dispositivos dos demais dispositivos de proteção (varistores, díodos supressores, etc...). Tipicamente esta característica encontra-se entre os 5 kA e os 20 kA especificamente para uma onda transitória de corrente 8/20 μs [1]. Em relação à tensão de ruptura, a mesma pode ir de 75 V até no máximo a 3 kV para aplicações de alta tensão, no entanto a maioria destes dispositivos são fabricados para proteger equipamentos conectados à rede de baixa tensão, situando-se assim a sua tensão de ruptura na faixa dos 230 V a 500 V.

Segundo [25], o funcionamento de um GDT, pode ser aproximado pelo circuito representado na Figura 2.42, permitindo assim simular qualquer dispositivo deste tipo a partir das especificações do fabricante.

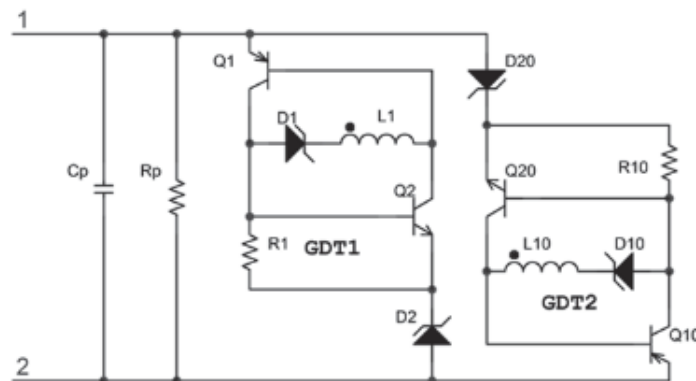


Figura 2.42 - Circuito Equivalente de um GDT de dois terminais [25].

A partir do exemplo de aplicação mencionado para o TVS, caso seja necessário incrementar a proteção de um dado nó de um barramento de comunicação RS-485, já protegido por um TVS, contra sobretensões extremas do tipo onda de choque de valor na ordem dos 4 kV poderia ser utilizado por exemplo o modelo de GDT, 2036-15-SM do fabricante Bourns. Este GDT, apresenta uma tensão de ruptura DC de 150 V e suporta uma corrente de descarga de 10 kA, com uma forma de onda 8/20 μ s (>10 impulsos).

2.4.4. Utilização de múltiplos dispositivos de proteção

No caso de transitórios de alta energia, pode não ser possível proteger eficazmente o circuito a jusante, recorrendo apenas a um dos componentes de proteção mencionados anteriormente. Consequentemente, é sempre possível combinar diferentes dispositivos de proteção, tirando partido das vantagens de cada um deles. Preferencialmente a utilização de diferentes dispositivos de proteção é realizada por estágios de potência, ou seja, do dispositivo com maior capacidade de dissipação de potência para o de menor. A Figura 2.43 ilustra a utilização típica de múltiplos dispositivos de proteção diferentes, para proteger um circuito de telemetria de 24 VDC, contra eventos transitórios de 10 kV.

A proteção contra tais eventos é obtida através de 3 estágios organizados da seguintes forma:

1. Proteção de Alta Potência: Supressores de gás de Plasma ou GDT;
2. Proteção de Média Potência: Varistor;
3. Proteção de Baixa Potência: Díodo supressor.

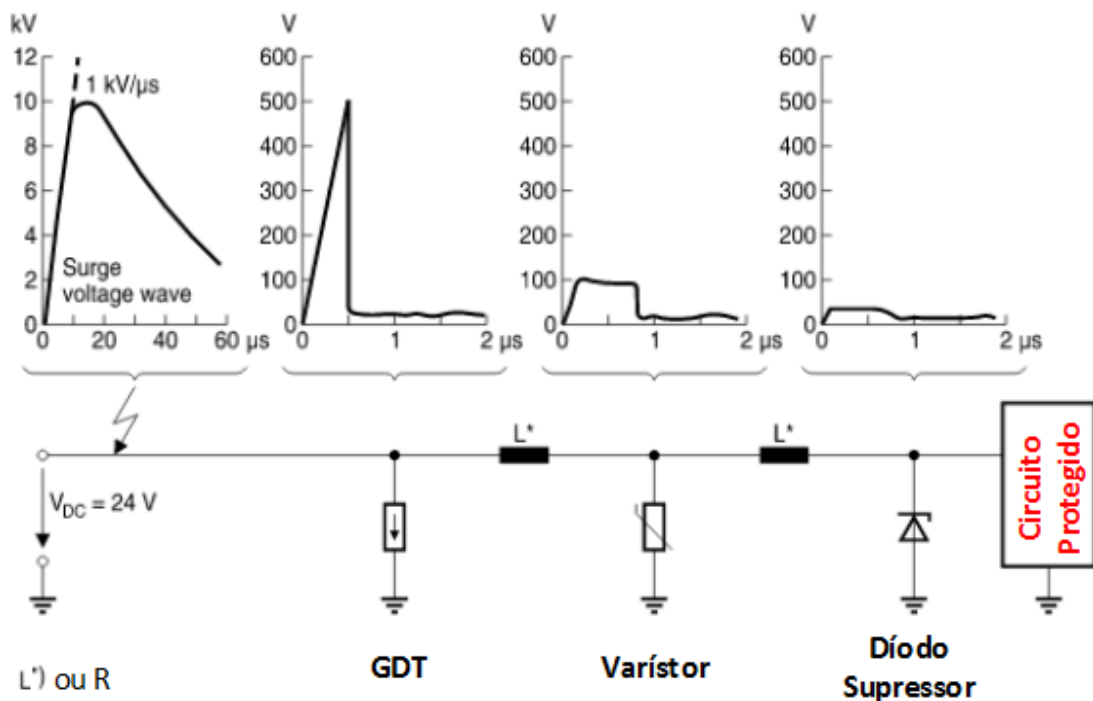


Figura 2.43 - Proteção de múltiplos estágios contra sobretensões [21].

Capítulo 3 – Circuito Gerador de Onda de Choque

3.1. Introdução

Neste capítulo apresenta-se a análise do circuito elétrico gerador de onda de choque definido por [1], que foi implementado. Esta análise tem como objetivo determinar as equações que descrevem o modelo matemático que rege o funcionamento do circuito. Para tal a análise do circuito foi dividido em duas partes, partes essas que correspondem aos dois modos básicos de funcionamento de um gerador de onda de choque, isto é, em regime de circuito aberto ou curto circuito. É de referir que a análise será realizada no domínio da frequência complexa.

Posteriormente será apresentado o dimensionamento e simulação do circuito a partir das equações obtidas.

3.2. Análise em Regime de Circuito Aberto

Na Figura 3.1 apresenta-se o circuito gerador de onda de choque da Figura 2.14 no domínio da frequência complexa, em regime de circuito aberto.

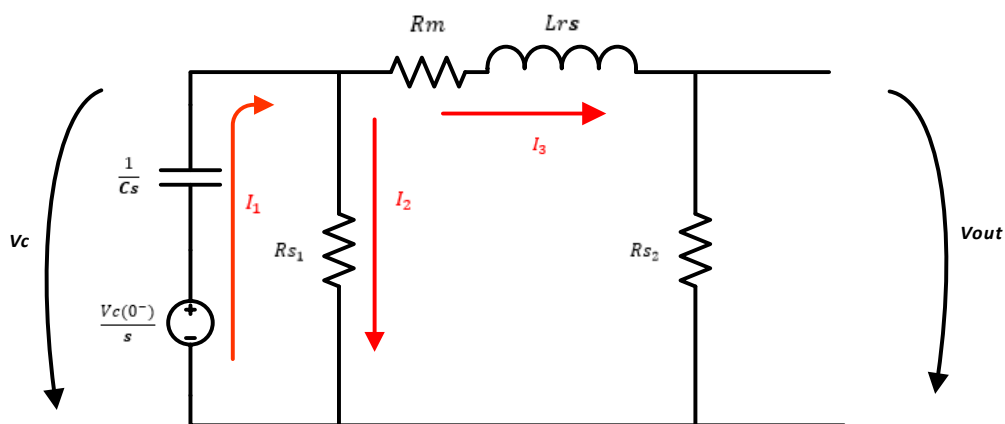


Figura 3.1 - Circuito Gerador de Onda combinada anotado, definido em [1] (Regime de Circuito Aberto).

A partir da lei das malhas e dos nós é possível retirar as equações do circuito da Figura 3.1, o qual permite obter o seguinte sistema de equações (3.1).

$$\begin{cases} I_1(s) = I_2(s) + I_3(s) \\ -R_{s1}I_2(s) + R_m I_3(s) + sL_r I_3(s) + R_{s2}I_3(s) = 0 \\ V_{out}(s) = R_{s2}I_3(s) \end{cases} \quad (3.1)$$

Resolvendo o sistema de equações (3.1), em ordem a V_{OUT} e simplificando obtém-se:

$$V_{out}(s) = \frac{V_c(0^-) \frac{R_{S2}}{L_r}}{s^2 + s \left(\frac{R_{S2} + R_m}{L_r} + \frac{1}{CR_{S1}} \right) + \frac{R_m + R_{S1} + R_{S2}}{CL_r R_{S1}}} \quad (3.2)$$

Aplicando Transformada de Laplace inversa à equação (3.2), obtém-se:

$$V_{out}(t) = \frac{2VCR_{S1}R_{S2} \sinh \left[t \cdot \frac{\sqrt{R_{S1}^2(R_{S2} + R_m)^2 C^2 - [2R_{S1}(R_{S2} + R_m) + 4R_{S1}^2]L_r C + L_r^2}}{2CL_r R_{S1}} \right]}{\sqrt{R_{S1}^2(R_{S2} + R_m)^2 C^2 - [2R_{S1}(R_{S2} + R_m) + 4R_{S1}^2]L_r C + L_r^2}} \cdot e^{\frac{L_r + CR_{S1}R_{S2} + CR_{S1}R_m}{2CL_r R_{S1}} t} \quad (3.3)$$

Fazendo uso das seguintes regras matemáticas:

$$\sinh(x) = \frac{e^x - e^{-x}}{2} = e^{\frac{x-y}{2}} \cdot e^{-\frac{x+y}{2}}$$

Simplificando a equação (3.3), obtém-se então a equação que descreve matematicamente a evolução temporal da forma de onda de tensão do circuito gerador em circuito aberto.

$$V_{out}(t) = V \cdot \tau_1 \cdot \frac{R_{S2}}{L_r} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \quad (3.4)$$

Sendo,

$$\tau_1 = \frac{CR_{S1}L_r}{\sqrt{R_{S1}^2(R_{S2} + R_m)^2 C^2 - [2R_{S1}(R_{S2} + R_m) + 4R_{S1}^2]L_r C + L_r^2}}$$

$$\tau_2 = \frac{2CL_r R_{S1}}{CR_{S1}(R_{S2} + R_m) + L_r - \sqrt{R_{S1}^2(R_{S2} + R_m)^2 C^2 - [2R_{S1}(R_{S2} + R_m) + 4R_{S1}^2]L_r C + L_r^2}}$$

Para determinar, o momento em que a tensão em circuito aberto V_{OUT} atinge o seu valor máximo, iguala-se a derivada da equação (3.4) a zero $\frac{dV_{out}(t)}{dt} = 0$.

$$\frac{dV_{out}(t)}{dt} = 0 \leftrightarrow \frac{d}{dt} \left[V \cdot \tau_1 \cdot \frac{R_{S2}}{L_r} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right] = 0 \quad (3.5)$$

Resolvendo e simplificando a equação (3.5) em ordem a t , obtém-se:

$$t_{pico} = \tau_1 \ln\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1}\right) \quad (3.6)$$

De forma a determinar o valor da tensão de pico, $V_{out}(t_{pico})$, substitui-se a equação (3.6) na equação (3.4), e simplificando obtém-se,

$$V_{out}(t_{pico}) = V \cdot \tau_1 \cdot \frac{R_{s2}}{L_r} \cdot \left(\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{\tau_1}{\tau_2}} + \frac{-\tau_1 \cdot \left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{\tau_1}{\tau_2}}}{\tau_1 + \tau_2} \right) \quad (3.7)$$

Por fim, obtém-se a equação (3.8) que designa a tensão de pico.

$$V_{pico} = V \cdot \tau_2 \cdot \frac{R_{s2}}{L_r} \cdot \frac{1}{\left(\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_1}\right)^{\frac{\tau_1}{\tau_2} + 1}} = V \cdot \tau_2 \cdot \frac{R_{s2}}{L_r} \cdot \left(\frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2}\right)^{\frac{\tau_1 + \tau_2}{\tau_2}} \quad (3.8)$$

3.3. Análise em Regime de Curto-Circuito

Na Figura 3.2 apresenta-se o circuito gerador de onda de choque em regime de curto-circuito.

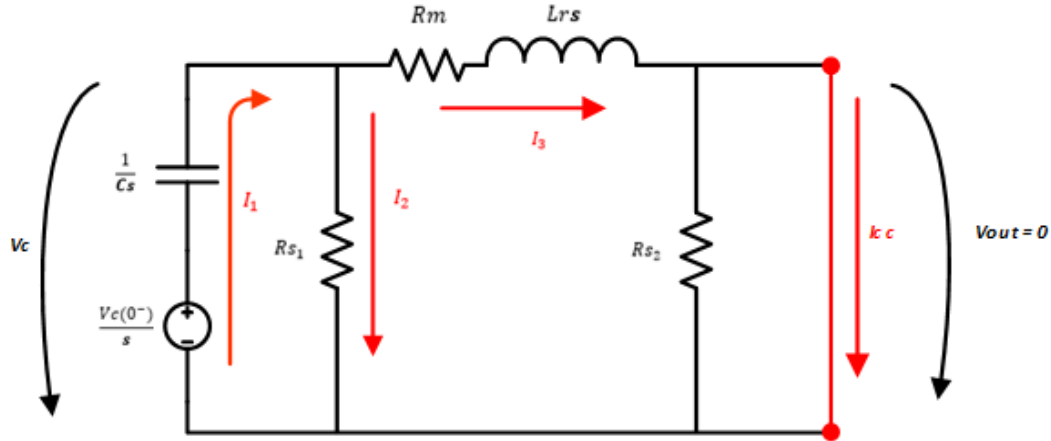


Figura 3.2 - Circuito Gerador de Onda combinada anotado, definido em [1] (Regime de Curto-Circuito).

Considerando o circuito da Figura 3.2 e aplicando a lei das malhas e dos nós é possível retirar as equações do circuito, o qual permite obter o seguinte sistema de equações (3.9).

$$\begin{cases} I_1(s) = I_2(s) + I_3(s) \\ -V_c(s) + R_m I_3(s) + s L_r I_3(s) = 0 \\ V_c(s) = R_{s1} I_2(s) \end{cases} \quad (3.9)$$

Resolvendo o sistema de equações (3.9) em ordem a I_3 e simplificando obtém-se.

$$I_3(s) = \frac{1}{R_m + s L_r} \cdot \frac{V \cdot R_{s1} \cdot C \cdot (R_m + L_r s + R_{s2})}{s^2 C L_r R_{s1} + s [C R_{s1} (R_m + R_{s2}) + L_r] + R_m + R_{s2} + R_{s1}} \quad (3.10)$$

Uma vez que a análise se centra no regime de curto-circuito do circuito gerador, pode-se assumir que a tensão de saída V_{OUT} é nula, pelo que assim a resistência R_{s2} pode ser desprezada. Desta forma, a corrente I_3 corresponde exatamente à corrente de curto-circuito que se pretende determinar matematicamente.

$$I_{CC}(s) = \frac{V \cdot R_{s1} \cdot C}{s^2 C L_r R_{s1} + s [C R_{s1} R_m + L_r] + R_m + R_{s1}} \quad (3.11)$$

Determinando as raízes do denominador da equação (3.11).

$$s^2 + s \frac{CR_{s1}R_m + L_r}{CL_rR_{s1}} + \frac{R_{s1} + R_m}{CL_rR_{s1}} = 0 \quad (3.12)$$

$$s = -\frac{CR_{s1}R_m + L_r}{2CL_rR_{s1}} \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{CR_{s1}R_m + L_r}{CL_rR_{s1}}\right)^2 - 4 \frac{R_{s1} + R_m}{CL_rR_{s1}}} \quad (3.13)$$

$$s = -\frac{CR_{s1}R_m + L_r}{2CL_rR_{s1}} \pm \sqrt{\frac{C^2R_m^2R_{s1}^2 - 2CL_rR_{s1}R_m - 4CL_rR_{s1}^2 + L_r^2}{2CL_rR_{s1}}} \quad (3.14)$$

Assim,

$$s = -\frac{CR_{s1}R_m + L_r}{2CL_rR_{s1}} + i \sqrt{\frac{-(C^2R_m^2R_{s1}^2 - 2CL_rR_{s1}R_m - 4CL_rR_{s1}^2 + L_r^2)}{2CL_rR_{s1}}} \quad (3.15)$$

$$s = -\frac{CR_{s1}R_m + L_r}{2CL_rR_{s1}} + i \sqrt{\frac{(4R_{s1} + R_m)CL_rR_{s1} - C^2R_m^2R_{s1}^2 - L_r^2}{2CL_rR_{s1}}} \quad (3.16)$$

Pode-se assim simplificar o denominador da equação (3.11).

$$I_{CC}(s) = \frac{V \cdot R_{s1} \cdot C}{\left(s^2 + \frac{1}{\tau_{cc}}\right)^2 + \omega_{cc}^2} \quad (3.17)$$

Sendo,

$$\tau_{cc} = \frac{2CL_rR_{s1}}{CR_{s1}R_m + L_r}$$

$$\omega_{cc} = \frac{\sqrt{(4R_{s1} + R_m)CL_rR_{s1} - C^2R_m^2R_{s1}^2 - L_r^2}}{2CL_rR_{s1}}$$

Aplicando Transformada de Laplace inversa, à equação (3.17), obtém-se:

$$\mathcal{L}^{-1}\{I_{CC}(s)\} = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{V \cdot R_{s1} \cdot C}{\left(s^2 + \frac{1}{\tau_{cc}}\right)^2 + \omega_{cc}^2}\right\} = e^{-\frac{1}{\tau_{cc}}t} \cdot \frac{V \cdot R_{s1} \cdot C}{\omega_{cc}} \cdot \sin(\omega_{cc} \cdot t) \quad (3.18)$$

Considerando $\frac{1}{L_r} = CR_{s1}$, obtém-se a equação matemática que descreve a evolução temporal da forma de onda de corrente do circuito gerador em curto-circuito I_{CC} .

$$I_{CC}(t) = \frac{V e^{-\frac{1}{\tau_{CC}} t}}{L_r \omega_{CC}} \sin(\omega_{CC} t) \quad (3.19)$$

Para determinar o momento em que a corrente em regime de curto-circuito atinge o seu valor máximo, iguala-se a derivada de I_{CC} em função do tempo a zero e resolvendo em ordem a t obtém-se.

$$t_{pico_{CC}} = \frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})}{\omega_{CC}} + n \cdot \pi \quad (3.20)$$

$n = n^0$ eventos negativos.

Substituindo a equação obtido (3.20) na expressão de $I_{CC}(t)$, obtém-se a equação matemática que descreve o valor de pico de corrente em curto-circuito.

$$I_{CC}(t_{pico_{CC}}) = \frac{V e^{-\frac{t_{pico_{CC}}}{\tau_{CC}}}}{L_r \omega_{CC}} \sin(\omega_{CC} \cdot t_{pico_{CC}}), \quad n = 0 \quad (3.21)$$

$$= \frac{V}{L_r \omega_{CC}} e^{-\frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})}{\tau_{CC} \omega_{CC}}} \sin(\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})) = \frac{V}{L_r} \tau_{CC} \frac{1}{\sqrt{\tau_{CC}^2 \omega_{CC}^2 + 1}} e^{-\frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})}{\tau_{CC} \omega_{CC}}} \quad (3.22)$$

Obtém-se assim a equação (3.23) que designa a corrente de pico.

$$I_{CC}(t_{pico_{CC}}) = \frac{V \tau_{CC} e^{-\frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})}{\tau_{CC} \omega_{CC}}}}{L_r \sqrt{\tau_{CC}^2 \omega_{CC}^2 + 1}} \quad (3.23)$$

Por último, para a expressão matemática que descreve o valor de pico do primeiro pico negativo (*undershoot*) de corrente em curto-circuito.

$$t_{-pico_{CC}} = \frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC})}{\omega_{CC}} + \pi \quad (3.24)$$

$$= \frac{V}{L_r \omega_{CC}} e^{-\frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC}) + \pi}{\tau_{CC} \omega_{CC}}} \sin(\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC}) + \pi) \quad (3.25)$$

Por fim, obtém-se a equação (3.40) que designa o valor de corrente do primeiro pico de corrente negativa.

$$I_{CC}(t_{-pico_{CC}}) = -\frac{V \tau_{CC} e^{-\frac{\tan^{-1}(\tau_{CC} \omega_{CC}) + \pi}{\tau_{CC} \omega_{CC}}}}{L_r \sqrt{\tau_{CC}^2 \omega_{CC}^2 + 1}} \quad (3.26)$$

3.4. Dimensionamento

Após a obtenção das equações matemáticas que descrevem o funcionamento do circuito gerador de onda de choque no ponto anterior, é agora necessário dimensionar os componentes da malha geradora para que cumpram os requisitos mencionados na norma IEC61000-4-5 [1].

Os critérios de desempenho escolhidos são:

- Regime de Circuito Aberto
 - Tempo de subida: 1,2 μ s;
 - Tempo de decaimento a 50%: 50 μ s;
 - Tensão de Pico: 1 kV;
 - Tensão de decaimento a 50%: 0,5 kV.

- Regime de Curto Circuito
 - Tempo de subida: 8 μ s;
 - Tempo de decaimento a 50%: 20 μ s;
 - Corrente de Pico: 500 A;
 - Corrente de decaimento a 50%: 250 A;
 - Corrente máxima de “undershoot”: 30% de corrente de pico.

Tendo em conta os valores destes parâmetros, resolvendo as equações (3.4), (3.6), (3.8), (3.19), (3.20), (3.23) e (3.26) deduzidas nos pontos anteriores, obtém-se os valores dos parâmetros do circuito gerador,

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{pico} = 1 \text{ kV} ; t_{pico} = 1,2 \text{ } \mu\text{s} ; t_{V50\%} = 50 \text{ } \mu\text{s} \\ \quad V_{out}(t_{pico}) = V_{pico} \\ \quad V_{out}(t_{V50\%}) = V_{pico} / 2 \\ I_{pico} = 500 \text{ A} ; t_{picoCC} = 8 \text{ } \mu\text{s} ; t_{I50\%} = 20 \text{ } \mu\text{s} \\ \quad I_{CC}(t_{picoCC}) = I_{pico} \\ \quad I_{CC}(t_{I50\%}) = I_{pico} / 2 \\ \quad I_{CC}(t_{-picoCC}) = -0,3 \cdot I_{pico} |_{max} \end{array} \right.$$

Os resultados obtidos para gerar a forma de onda 1,2/50 μ s de 1 kV de pico em circuito aberto e uma forma de onda 8/20 μ s em curto-circuito de 500 A de pico, definida em [1] são representados na tabela 3.1.

	Solução 1	Solução 2
V	1082 V	1079 V
C_s	6,04 μ F	5,75 μ F
R_{s1}	25.1 Ω	21 Ω
R_m	0,94 Ω	0,78 Ω
L_{rs}	10,4 μ H	11 μ H
R_{s2}	19,8 Ω	26 Ω

Tabela 3.1 - Tabela com o dimensionamento obtido.

Todos os requisitos definidos pela norma [1], deverão ser cumpridos pelas duas soluções obtidas. Para diferentes valores de tensão de pico e corrente de pico, é apenas necessário regular linearmente a tensão de entrada V .

De forma a validar as equações e o respetivo dimensionamento, nos pontos seguintes desta dissertação irá proceder-se à simulação do circuito em Matlab e LTspice com os valores obtidos e representados na tabela 3.1.

3.5. Simulação Matemática

A simulação matemática foi realizada a partir do *software* Matlab. Construindo um vetor de valores temporais no intervalo de tempo pretendido (0 a 100 μ s), o vetor é posteriormente inserido numa função matemática que corresponde à equação matemática da tensão de circuito aberto e da corrente em curto-circuito. Resultando assim num vetor com resultados de tensão ou corrente do circuito em função do tempo, que podem ser representados num gráfico.

A Figura 3.3 representa a simulação da tensão de circuito aberto utilizando os valores da solução nº1, apresentados na tabela 3.1 para uma tensão de pico de 1 kV e uma forma de onda 1,2/50 μ s.

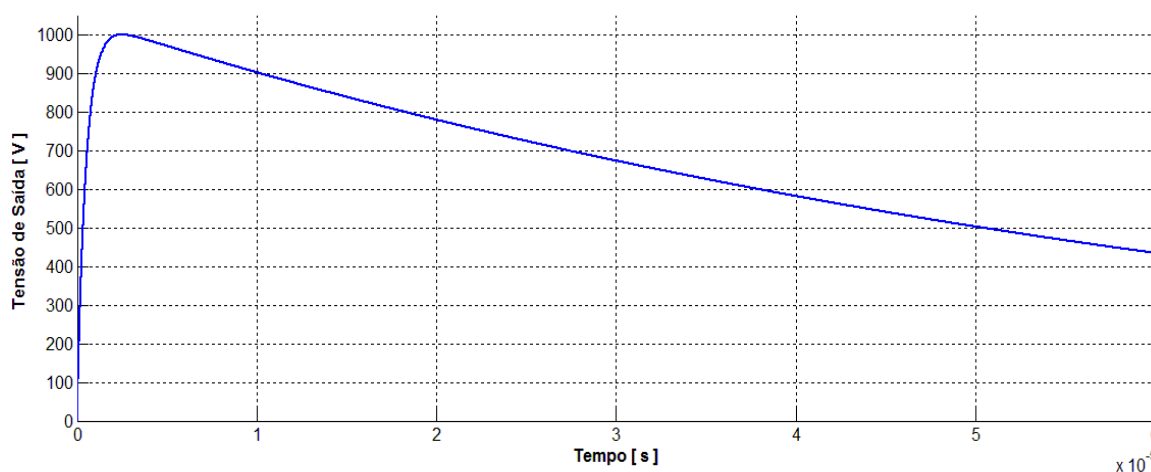


Figura 3.3 - Simulação Matemática: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução 1.

Como se pode observar, a forma de onda é exatamente a desejada, resta então apurar se respeita os requisitos temporais definidos por [1]. A tabela abaixo estabelece a comparação.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Resultado Solução 1	Conforme
Tensão de Pico [kV]	1 \pm 10%	1	Sim
Tempo de Frente [μ s]	1,2 \pm 30%	1,47	Sim
Tempo de Decaimento a 50% [μ s]	50 \pm 20%	50,35	Sim

Tabela 3.2 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 1.

A Figura 3.4 representa a simulação da corrente de curto-circuito utilizando os valores da solução nº1, apresentados na tabela 3.1 para uma corrente de pico de 500 A e uma forma de onda 8/20 μ s.

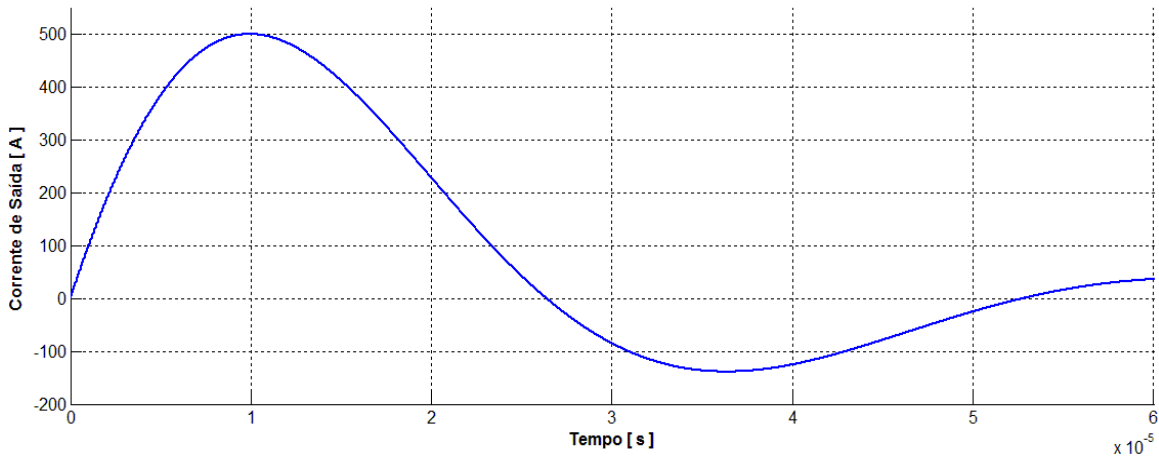


Figura 3.4 - Simulação Matemática: Corrente de Curto-Circuito com valores da solução 1.

Como se pode observar, a forma de onda corresponde à definida em [1]. A tabela abaixo estabelece a comparação entre os requisitos temporais versus os resultados obtidos.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Resultado Solução 1	Conforme
Corrente de Pico [A]	500 \pm 10%	499,76	Sim
Tempo de Frente [μs]	8 \pm 20%	7,68	Sim
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	20 \pm 20%	19,46	Sim
Corrente de Undershoot [A]	máx. 30% de I_{pico}	-138,95	Sim

Tabela 3.3 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da corrente de curto-circuito da Solução 1.

A simulação em Matlab da malha geradora com os valores dimensionados na solução 1, mostra que os requisitos definidos em [1], são cumpridos integralmente. De seguida a mesma análise será levada a cabo para os valores alternativos da malha representados pela solução 2.

A Figura 3.5 representa a simulação da tensão de circuito aberto utilizando os valores da solução nº2, apresentados na tabela 3.1 para uma tensão de pico de 1 kV e uma forma de onda 1,2/50 μ s.

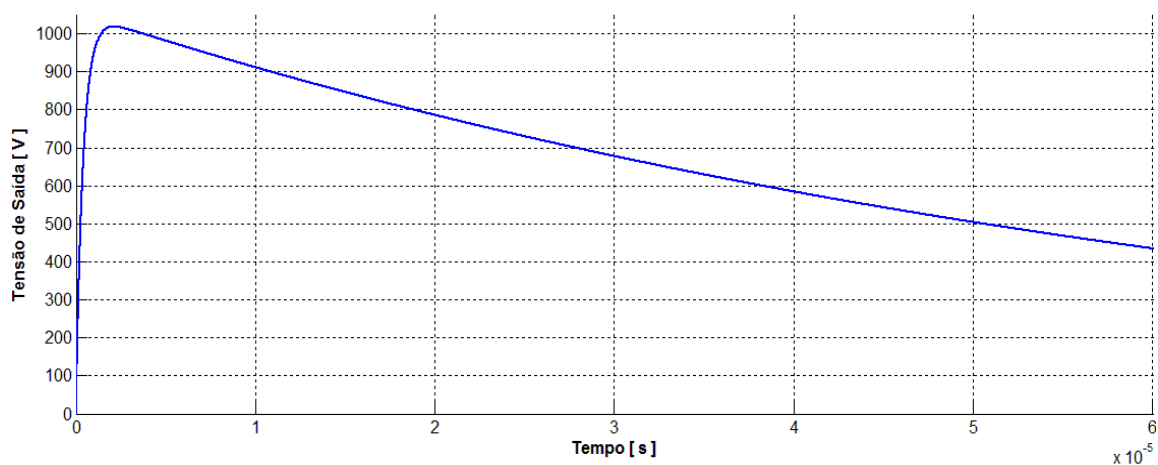


Figura 3.5 - Simulação Matemática: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução nº2.

A tabela abaixo estabelece a comparação entre os requisitos temporais versus os resultados obtidos para a tensão de saída do gerador na situação de circuito aberto, com os valores da solução nº2.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Resultado Solução 2	Conforme
Tensão de Pico [kV]	1 ± 10%	1,018	Sim
Tempo de Frente [μs]	1,2 ± 30%	1,22	Sim
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	50 ± 20%	49,31	Sim

Tabela 3.4 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 2.

A Figura 3.6 representa a simulação da corrente de curto-circuito utilizando os valores da solução nº1, apresentados na tabela 3.1 para uma corrente de pico de 500 A e uma forma de onda 8/20 μ s.

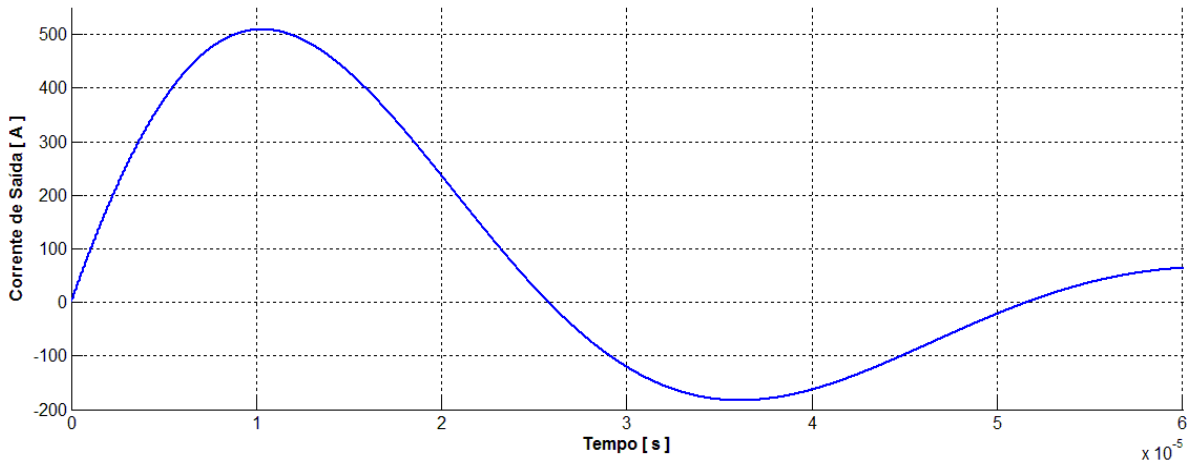


Figura 3.6 - Simulação Matemática: Corrente de Curto-Circuito com valores da solução nº2.

A tabela abaixo estabelece a comparação entre os requisitos temporais versus os resultados obtidos para a corrente de saída do gerador na situação de curto-circuito, com os valores da solução nº2.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Resultado Solução 2	Conforme
Corrente de Pico [A]	500 \pm 10%	509,12	Sim
Tempo de Frente [μs]	8 \pm 20%	8,02	Sim
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	20 \pm 20%	19,59	Sim
Corrente de Undershoot	máx. 30% de I_{pico}	-183,32	Não

Tabela 3.5 - Comparação Requisito vs Simulação Matemática da corrente de curto-circuito da Solução 2.

A simulação em Matlab da malha geradora com os valores dimensionados na solução nº2, mostra que os requisitos definidos em [1], não são cumpridos integralmente. Todos os critérios para a tensão de saída em circuito aberto são cumpridos. Já os critérios de corrente de saída em curto-circuito, são todos cumpridos à exceção da corrente de *undershoot*, a qual excede o requisito em mais de 6%. Desta forma, será o conjunto de valores propostos pela solução 1, que será considerado nos pontos seguintes.

3.6. Simulação computacional em LTspice

De forma a verificar todo o trabalho anteriormente apresentado, procedeu-se à simulação do circuito da malha geradora de onda de choque, analisada e dimensionada nos pontos anteriores deste capítulo, utilizando um *software* do tipo SPICE. A ferramenta utilizada para proceder à simulação foi o LTspice, um *software* disponibilizado gratuitamente pelo fabricante de semicondutores Linear Technology.

A Figura 3.7 representa o circuito construído em LTspice para simulação.

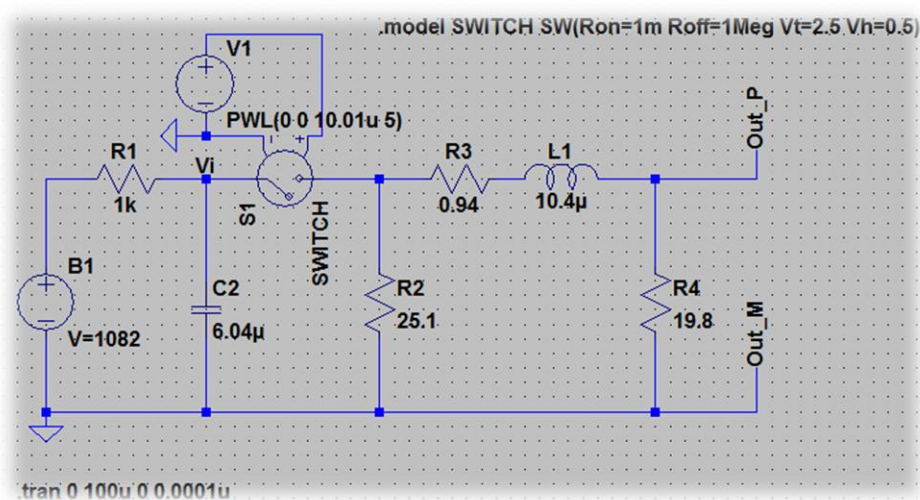


Figura 3.7 - Simulação Computacional: Circuito construído no LTspice.

Tal como na simulação das equações do modelo matemático, foi considerado um dispositivo de comutação controlado ideal, S1. No caso da simulação em SPICE é necessário definir as suas características básicas diferentes de zero, isto é, resistência quando à condução tem de ser diferente de zero e resistência quando ao corte tem de ser diferente de infinito. Pelo que foi definido uma resistência à condução de 1 m Ω , e ao corte de 1 M Ω .

A simulação foi configurada no LTspice, como uma simulação do tipo transitória, ou seja, uma simulação no domínio do tempo não linear. O intervalo de tempo foi configurado à semelhança da simulação realizada anteriormente, portanto entre o 0 e os 100 μ s. Outra configuração importante é a resolução da simulação (timestep), já que se pretende simular transitórios da ordem do μ s. A resolução da simulação foi ajustada a 0,1 ns.

A Figura 3.8 representa a simulação em SPICE da tensão de circuito aberto utilizando os valores da solução nº1, apresentados na tabela 3.1 para uma tensão de pico de 1 kV e uma forma de onda 1,2/50 μ s.

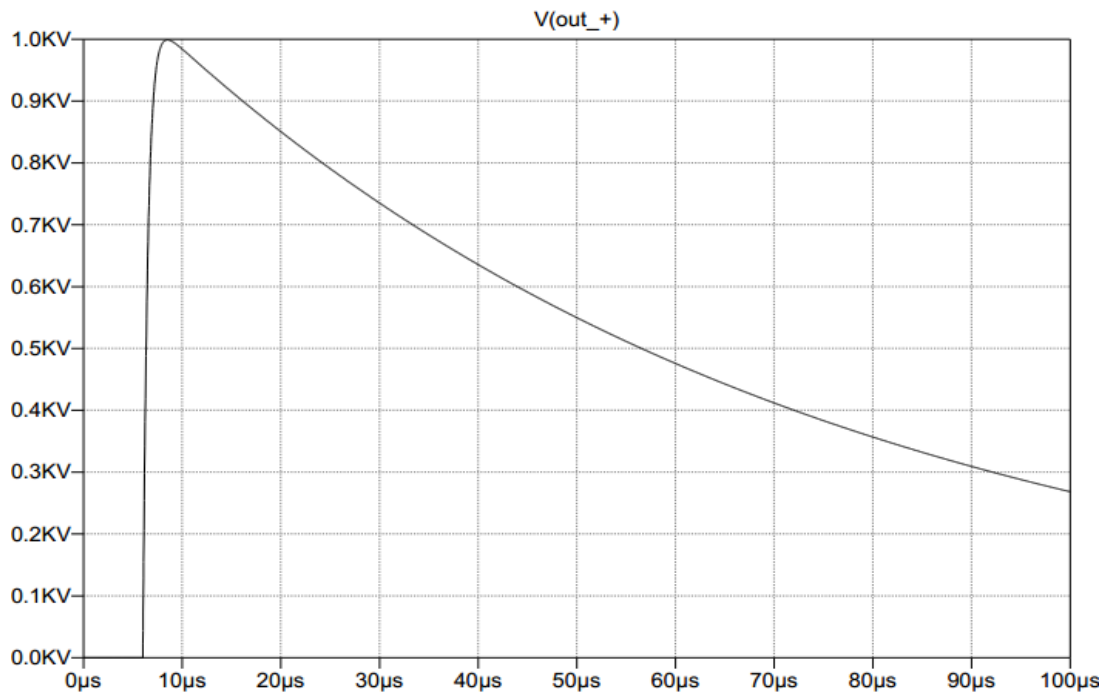


Figura 3.8 - Simulação Computacional: Tensão de Circuito Aberto com valores da solução nº1.

A tabela abaixo estabelece a comparação entre simulação das equações matemáticas e a do circuito.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Simulação		
		Equações	Circuito	Diferença [%]
Tensão de Pico [V]	1 \pm 10%	1000	998,9	-0,11
Tempo de Frente [μ s]	1,2 \pm 30%	1,47	1,48	0,68
Tempo de Decaimento a 50% [μ s]	50 \pm 20%	50,35	50,58	0,46

Tabela 3.6 - Comparação Simulação Computacional vs Simulação Matemática da tensão de circuito aberto da Solução 1.

Como se pode verificar a simulação do circuito elétrico em LTspice confirma os resultados da simulação do modelo matemático da tensão de saída da malha geradora

em regime de circuito aberto. A diferença entre simulações situou-se bastante abaixo de 1 %, em todos os critérios de desempenho.

A Figura 3.9 representa a simulação em SPICE da corrente de curto-circuito utilizando os valores da solução nº1, apresentados na tabela 3.1 para uma corrente de pico de 500 A e uma forma de onda 8/20 μs .

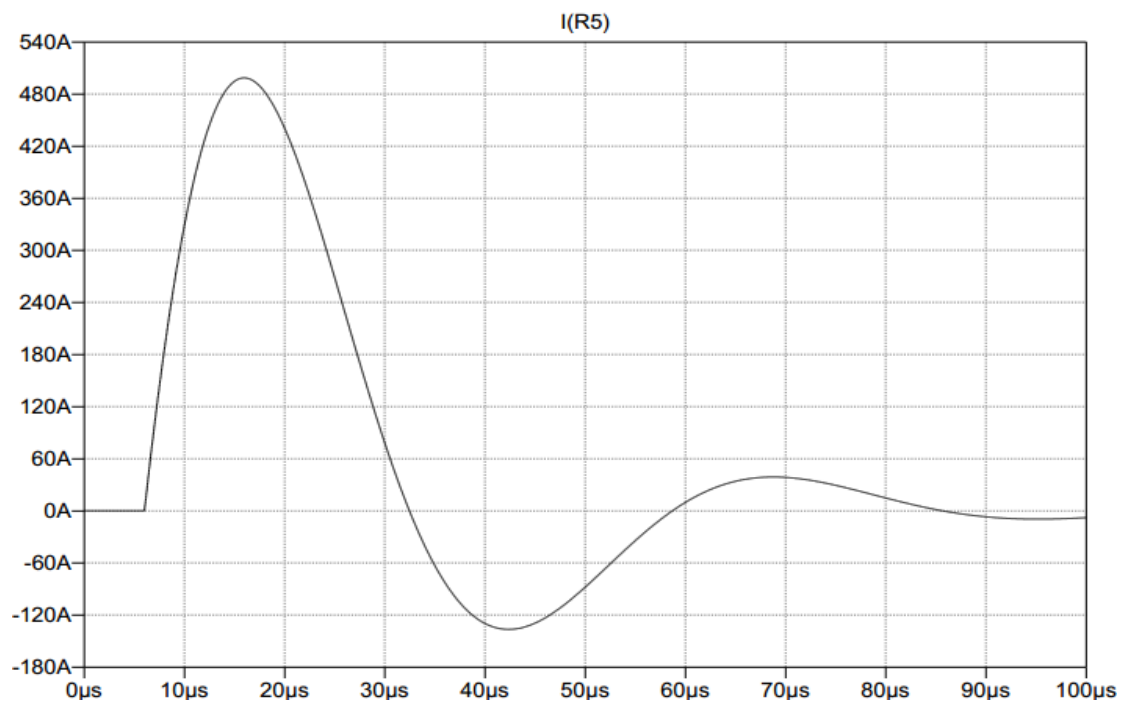


Figura 3.9 - Simulação Computacional: Tensão de Curto Circuito com valores da solução nº1.

A tabela abaixo estabelece a comparação entre a simulação das equações e a do circuito.

	Requisito IEC6100-4-5 [1]	Simulação		
		Equações	Circuito	Diferença [%]
Corrente de Pico [A]	500 \pm 10%	499,76	498,70	-0,21
Tempo de Frente [μs]	8 \pm 20%	7,68	7,71	0,39
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	20 \pm 20%	19,46	19,47	0,05
Corrente de Undershoot [A]	máx. 30% de I_{pico}	-138,95	-136,46	1,82

Tabela 3.7 - Comparação Simulação Computacional vs Simulação Matemática da corrente de curto circuito com os valores da Solução 1.

Como se pode verificar a simulação do circuito elétrico em LTspice confirma os resultados da simulação do modelo matemático da corrente de saída da malha geradora em regime de curto circuito. A diferença entre simulações situou-se bastante abaixo de 1%, à exceção do valor da corrente de *undershoot* em que se registou uma diferença de 1,82% entre simulações. No entanto considera-se bastante satisfatório já que esta diferença continua a ser bastante inferior às tolerâncias permitidas pela norma [1].

O modelo matemático desenvolvido, serviu de base para a realização do dimensionamento dos componentes da malha e da sua posterior simulação matemática. Neste enquadramento, é possível concluir que o modelo matemático desenvolvido e as simulações obtidas a partir do mesmo são fiáveis, apresentando erros sempre inferiores a 2%, face às simulações em SPICE. É também possível afirmar que o dimensionamento se encontra correto e de acordo com todos os requisitos de performance definidos em [1].

Capítulo 4 – Gerador de Onda de Choque Experimental

4.1. Introdução

Neste capítulo é dimensionado e testado experimentalmente um protótipo do gerador de onda de choque definido por [1], analisado no capítulo 3, apresentado na Figura 4.1. Na primeira parte serão exploradas questões relacionadas com a implementação experimental do gerador. Na segunda parte serão apresentados os resultados experimentais obtidos com o circuito implementado.

4.2. Implementação Experimental

Neste subcapítulo, definem-se as principais diretivas para a seleção dos componentes constituintes da malha geradora, inclusive o semiconductor de potência que procederá à ação de comutação, uma das questões mais sensíveis do funcionamento da malha geradora. Como também se apresenta uma visão global por blocos da implementação experimental, que pode contar com variadíssimo *hardware* de projetos anteriores disponível no laboratório de Investigação em Aplicação Avançadas de Potência Pulsada (GIAAPP/ISEL) do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa.

4.2.1. Diretivas na seleção dos componentes da malha geradora

Para a implementação do circuito da Figura 4.1, é necessário seguir alguns requisitos na escolha dos componentes, de forma a gerarem-se as ondas de tensão e corrente pretendidas e definidas em [1], apresentadas no capítulo 3, e garantir adicionalmente que os componentes suportem os valores de tensão, corrente e potência dissipada, envolvidos.

1. Semiconductor de Potência

- Deverá suportar quando ao corte, a tensão de carregamento do condensador de armazenamento de energia.
- O tempo de passagem à condução t_r (rise time) do semiconductor deverá estar na ordem dos ns.
- Deverá suportar a corrente de pico e por consequência a potência dissipada no mesmo, quando o gerador se encontra em regime de curto circuito.

- A queda de tensão no semicondutor de potência quando à condução deverá ser a mínima possível em todos os regimes de funcionamento do gerador de onda de choque.

2. Capacidade

- O condensador ou bateria de condensadores deverá suportar a tensão máxima à qual serão carregadas com margem de segurança.
- O ESR característico dos condensadores deverá ser o mais baixo possível, de forma, a não limitar a corrente de descarga do condensador.

3. Resistências

- As resistências utilizadas não deverão ser bobinadas, de forma a não introduzirem indutâncias parasitas e limitarem as variações de corrente envolvidas na comutação da malha.
- As resistências deverão ser de potência, de forma, a suportar a potência dissipada aplicada na operação do circuito.

4. Indutâncias

- Deverá suportar a corrente de pico aplicável, de forma a não saturar.

4.2.2. Diagrama de Blocos

A Figura 4.1, apresenta o diagrama de blocos simplificado global do sistema para implementação do gerador de onda de choque. No mesmo podem-se observar os dispositivos que necessitam de isolamento galvânico, de forma a manter o bom funcionamento entre os circuitos de potência e comando.

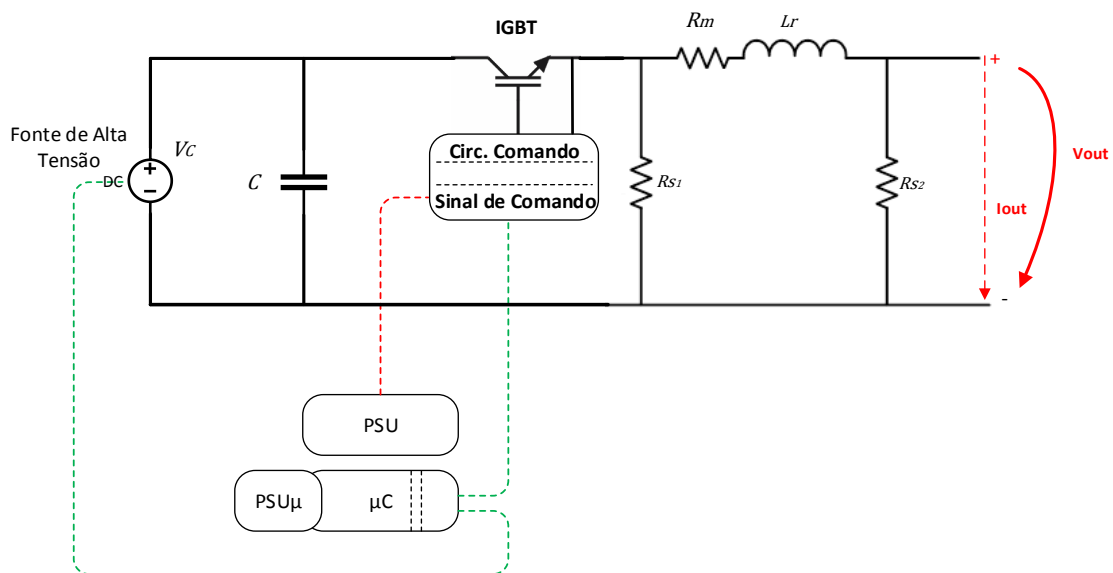


Figura 4.1 - Diagrama de Blocos do Sistema Implementado com representação da malha geradora.

Como se pode observar existem três circuitos adicionais à malha geradora da forma de onda. Em primeiro lugar e com o objetivo de carregar a capacidade da malha, uma fonte de corrente constante, configurada por tensão V_c . De seguida, o segundo circuito para disparo do semiconductor de potência, IGBT, o qual necessita de uma de fonte de alimentação isolada. Por último, o circuito de comando representado como um microcontrolador μC , com isolamento galvânico nas suas saídas de comando de forma a proteger o mesmo de possíveis transitórios de operação da malha.

4.2.3. Componentes Seleccionados e Limitações

A seleção dos componentes utilizados teve como princípio a utilização de componentes já disponíveis no laboratório GIAAPP/ISEL, já que se pretendeu, acima de tudo, ter uma prova de conceito do trabalho teórico e da simulação desenvolvidos. Assim, com o *Hardware* disponível, foi possível testar de forma prática o nível 1 [1] (Ver Tabela 4.1). De seguida, faz-se um resumo dos componentes e equipamentos utilizados na implementação prática.

- **Semicondutor de Potência**

O semicondutor de potência selecionado faz parte de um módulo IGBT de potência. O IGBT torna-se perfeito para esta aplicação, já que apresenta uma resistência de condução bastante menor por exemplo face ao MOSFET de potência, devido ao fenómeno de modelação de condutividade não existente no MOSFET. Ao mesmo tempo conseguem-se ter tempos de passagem à comutação t_r (rise time) na ordem da centena de ns. O IGBT de potência utilizado foi o DIM100PHM33-F000, o qual é uma meia ponte, no entanto utilizar-se-á apenas um dos semicondutores.

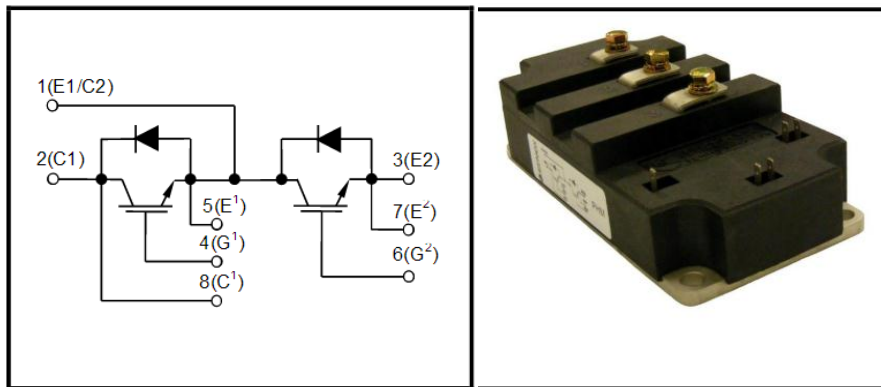


Figura 4.2 - Esquema e encapsulamento DIM100PHM33-F000.

As principais características são agora representadas abaixo na tabela 4.1.

Símbolo	Parâmetro	Valor	Unidades
V_{CES}	Tensão máxima coletor-emissor	3300	V
V_{GES}	Tensão máxima gate-emissor	± 20	V
$I_c (PK)$	Corrente de Coletor máxima (Pico ; 1ms ; $T_{case}=150^{\circ}C$)	200	A
P_{max}	Máxima Potência Dissipada ($T_{case} = 25^{\circ}C$)	1,3	kW
$V_{CE (sat)}$	Tensão coletor-emissor à saturação ($V_{GE}=15V$; $I_c=100A$)	2,8	V
t_r	Tempo de subida (Rise Time)	225	ns

Tabela 4.1 - Principais características do DIM100PHM33-F000.

Como se pode observar o IGBT selecionado não permite que o mesmo seja utilizado num gerador de onda de choque, que cumpra a totalidade dos requisitos definidos por [1]. Devido à especificidade da forma de onda que se pretende gerar e os tempos da mesma, este IGBT irá suportar uma corrente de pico bastante mais elevada do que a definida no *datasheet*, sendo limitada pela máxima potência dissipada pela junção.

- **Fonte de Alta Tensão**

A fonte de alta tensão V_c possibilita carregar os condensadores à tensão pretendida previamente ao disparo do gerador, fornecendo aos condensadores a energia necessária ao impulso. A fonte utilizada para desempenhar esta função foi uma fonte de alta tensão modelo 102A-10kV-Pos do fabricante TDK-Lambda, especialmente desenhada para carregar condensadores e para aplicações no âmbito da Potência Pulsada. As principais características desta fonte de alta tensão são:

- Tensão de Saída: 0 a 10 kV;
- Potência de carga a condensadores (pico): 1,1 kJ/sec;
- Potência Média em modo contínuo: 1 kW;
- Interface de controlo;

- **Circuito de Comando**

De forma a colocar o IGBT à condução e ao corte, existe a necessidade de um circuito de comando que aplique o sinal de comando ao IGBT, que ofereça isolamento galvânico entre a parte de potência e de comando. Foi selecionado um circuito de comando disponível e já utilizado em vários projetos do laboratório de GIAAPP/ISEL. O módulo 2SD315AI do fabricante CONCEPT, é um *driver* duplo para IGBTs e MOSFETs de potência. As principais características deste *driver* são as seguintes:

- Projetado para ser utilizado com IGBTs de 3300 V;
- Proteção contra curto circuitos e sobrecorrentes.
- Alta fiabilidade;
- Alta corrente de disparo ± 15 A;
- Isolamento galvânico de 4 kVAC;
- Ampla frequência de comutação DC a >100 kHz;
- Duty cycle: 0 a 100%.

A Figura 4.3 apresenta o diagrama de blocos do driver 2SD315AI.

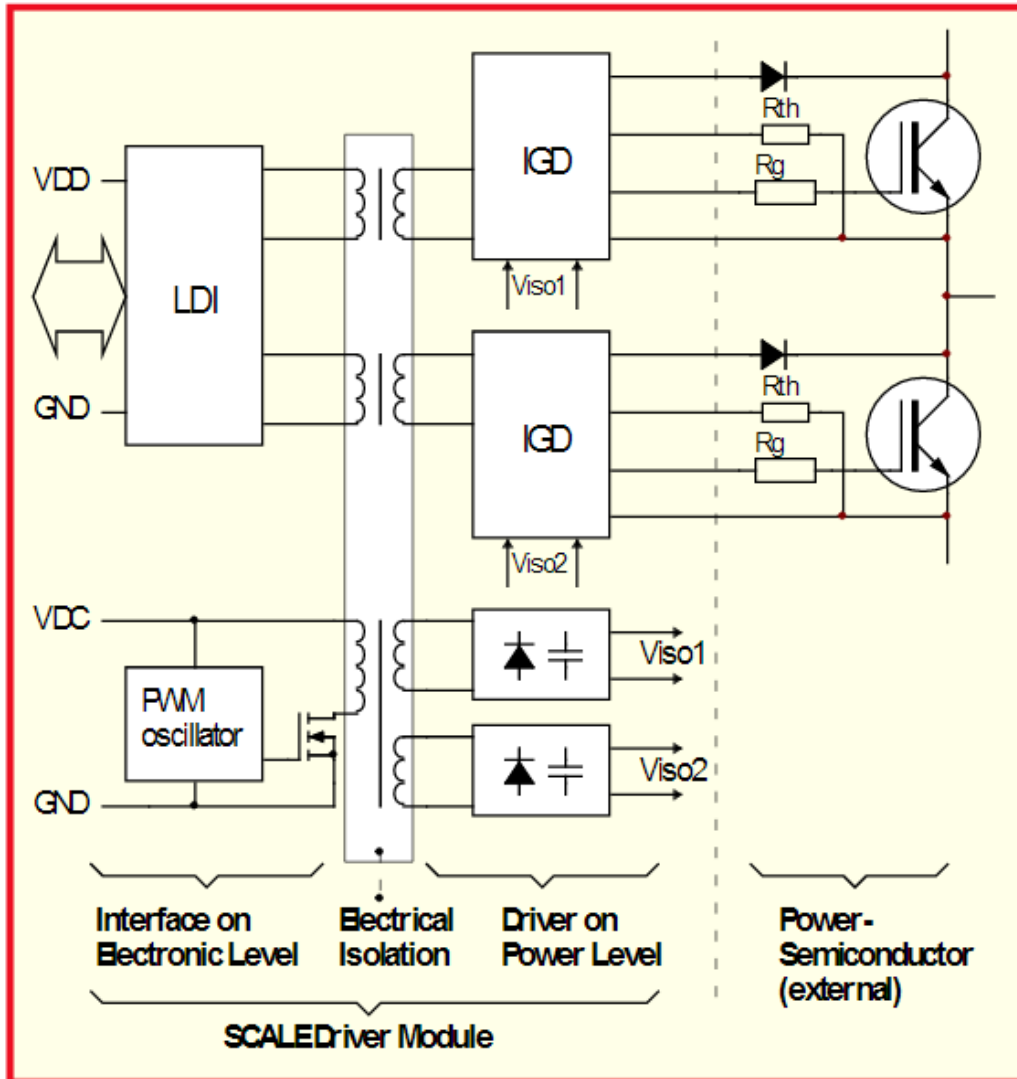


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do driver 2SD315AI.

Como se pode observar da Figura 4.3, o isolamento galvânico é proporcionado por meio magnético, ou seja, transformadores de impulsos. O comando do semicondutor é realizado a partir de um transformador de impulsos e um bloco de condicionamento de sinal alimentado pelo o conversor DC-DC interno. O driver será alimentado por uma fonte de alimentação de 15V.

- **Condensador**

A capacidade C dimensionada é de $6,04\mu\text{F}$ (Tabela 3.1.). De forma, a obter esta capacidade foi montada uma bateria de condensadores de 6 condensadores de $1\mu\text{F}$ e 1000VDC , em paralelo, disponíveis no laboratório de GIAAPP/ISEL.

- **Indutância**

Quanto à indutância dimensionada de $10,4\mu\text{H}$, foi obtida construindo uma bobine de núcleo de ar, para não estar sujeita à saturação magnética, descrita e dimensionada a partir da seguinte equação.

$$L (H) = \frac{N^2 \cdot \mu_0 \cdot A}{l} \quad (7.3)$$

Na qual o número de espiras é representado por N , o comprimento da bobine por l , área do núcleo de ar A e por fim a permeabilidade do vácuo μ_0 .

- **Resistências**

Quanto às resistências da malha geradora, utilizaram-se valores aproximados disponíveis no laboratório, e quando necessário fizeram-se associações. Dos valores utilizados destacam-se:

- $R_m = 1\Omega$;
- $R_{s1} = 47 // 47$;
- $R_{s2} = 39 // 39$;

- **Controlador**

O controlador utilizado, para gerar o sinal de comando do IGBT, foi um já disponível no laboratório de GIAAPP/ISEL e utilizado em muitos outros projetos como fonte geradora dos sinais de comando. O mesmo baseia-se num microcontrolador PIC16F877, em que as saídas digitais estão isoladas galvanicamente através de fibra ótica. Programando o microcontrolador, é possível configurar o pulso de comando pretendido. O sinal pretendido para aplicação em causa, é um impulso de $100\mu\text{s}$, sendo que a taxa de repetição usada foi de 1Hz para limitar a potência dissipada nos dispositivos.

4.3. Resultados Experimentais

Neste subcapítulo apresentam-se os resultados experimentais do gerador de onda de choque da Figura 4.4. Este gerador é o objeto principal de estudo, análise e validação dos aspetos abordados no Capítulo 3. Em particular o erro obtido experimentalmente face às simulações apresentadas.

Por último, apresentam-se também os resultados de uma aplicação real do gerador no ensaio prático de dispositivos de proteção contra sobretensões em equipamentos eletrónicos de baixa tensão tema desenvolvido no Capítulo 2.

4.3.1. Resultados Experimentais do Gerador de Onda de Choque

O circuito implementado para os testes experimentais do gerador de onda de choque apresenta-se na Figura 4.4.

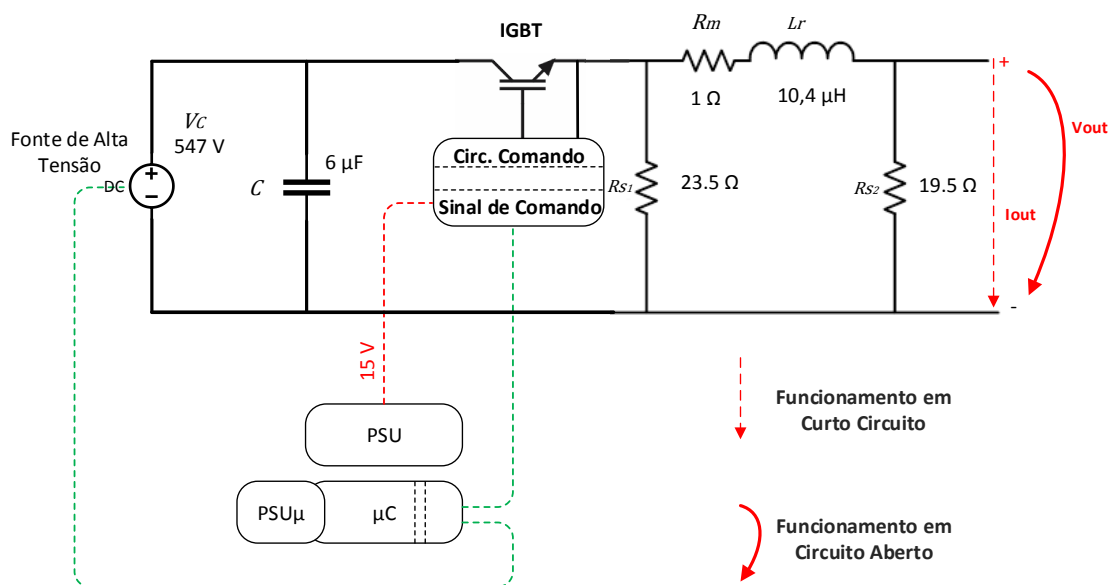


Figura 4.4 - Gerador de Onda de Choque implementado.

Na Figura 4.4 encontram-se representados os valores dos componentes utilizados, sem contar com as suas tolerâncias, a diferença face aos valores teóricos foi minimizada. Como aconteceu na análise anteriormente realizada no capítulo 3 do circuito do gerador de onda de choque, o funcionamento do gerador é dividido em dois regimes de funcionamento, o regime de circuito aberto e em curto circuito.

Os resultados experimentais serão assim apresentados sobre a forma de dois subcapítulos:

4.3.1.1 - Resultados Experimentais em Regime de Circuito Aberto;

4.3.1.2 - Resultados Experimentais em Regime de Curto-Circuito.

Na Figura 4.5 encontra-se representado o primeiro ensaio realizado ao gerador de onda de choque. Neste ensaio, afinou-se o sinal de comando que aciona o circuito de comando do IGBT a uma tensão bastante inferior à qual se pretendia ensaiar o gerador.

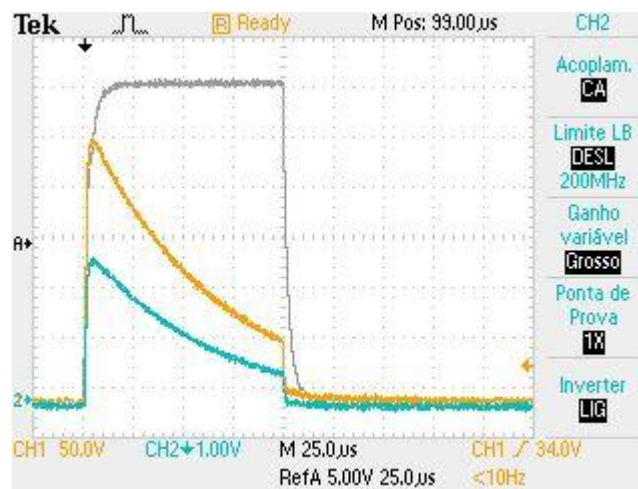


Figura 4.5 - Primeiro Ensaio Prático ao Gerador, configuração do impulso de disparo do IGBT:
Azul: Corrente na bobine L_r (GH: $25 \mu\text{s}/\text{div}$, GV: $10\text{A}/1\text{V}/\text{div}$); Laranja: Tensão de saída do gerador (GH: $25 \mu\text{s}/\text{div}$, GV: $50 \text{V}/\text{div}$); (Cinzenta): Sinal de disparo (GH: $25 \mu\text{s}/\text{div}$, GV: $1 \text{V}/\text{div}$).

Como já referido anteriormente pretendia-se um sinal de comando com uma largura de impulso de $100 \mu\text{s}$ (curva cinzenta). Na Figura 4.5 está também representada a forma de onda de tensão de saída (curva laranja) e a corrente na bobine L_r (curva azul).

4.3.1.1. Resultados Experimentais em Regime Circuito Aberto

Na Figura 4.6 apresentam-se os resultados experimentais do gerador de onda de choque implementado em regime de circuito aberto, quando configurado para o nível de tensão 1 definido na Tabela 2.2. Ou seja, configurou-se a tensão de entrada V_C , para obter a tensão de pico de 500 V corresponde ao nível 1 de ensaio [1].

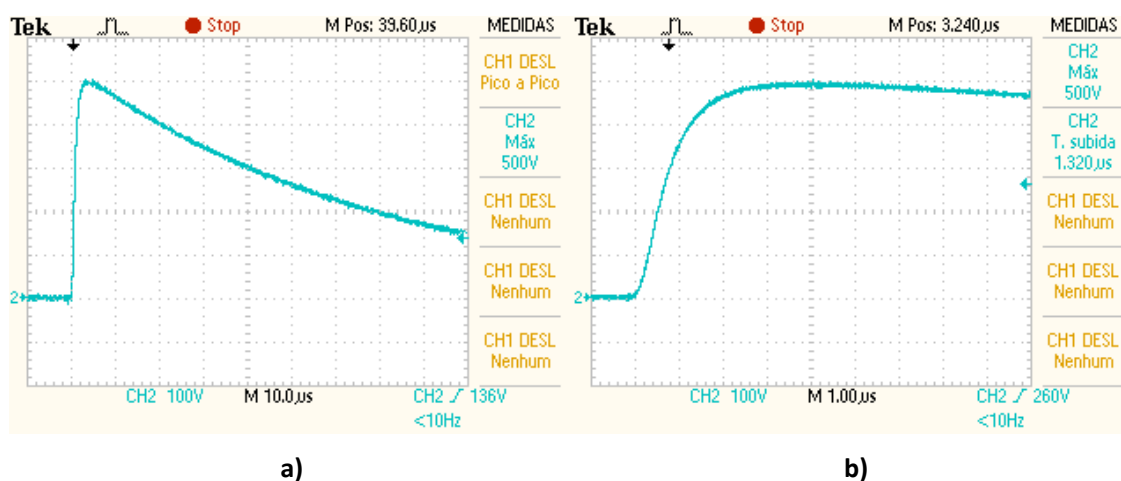


Figura 4.6 – a) Forma de Onda da Tensão de Saída em regime circuito aberto (GH: 10 μs/div, GV: 100V/div). b) Ampliação da forma de onda (GH: 1 μs/div, GV: 100V/div).

A partir dos resultados experimentais verifica-se que a forma de onda se assemelha à que se pretende gerar. A Tabela 4.2 apresenta os critérios de performance definidos em [1], para a forma de onda correspondente (1,2/50 μs).

	Requisito IEC6100-4-5 Nível 1 [1]	Resultado Experimental	Resultado
Tensão de Entrada Teórica para Tensão de pico 500 V [V]	541 V	547	-
Tempo de Frente [μs]	1,2 ± 30%	1,54	Conforme
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	50 ± 20%	52	Conforme

Tabela 4.2 - Comparação Requisito [1] vs resultado experimental da tensão de saída em regime de circuito aberto.

A partir da Tabela 4.2 os requisitos definidos em [1] para a forma de onda de tensão em regime de circuito aberto, são cumpridos pelo gerador implementado

4.3.1.2. Resultados Experimentais em Regime Curto-Circuito

Na Figura 4.7 apresentam-se os resultados experimentais do gerador de onda de choque implementado em regime de curto-circuito, quando configurado para o nível de tensão 1 definido na Tabela 2.2. Neste ponto, manteve-se a tensão de entrada apurada experimentalmente no ponto anterior.

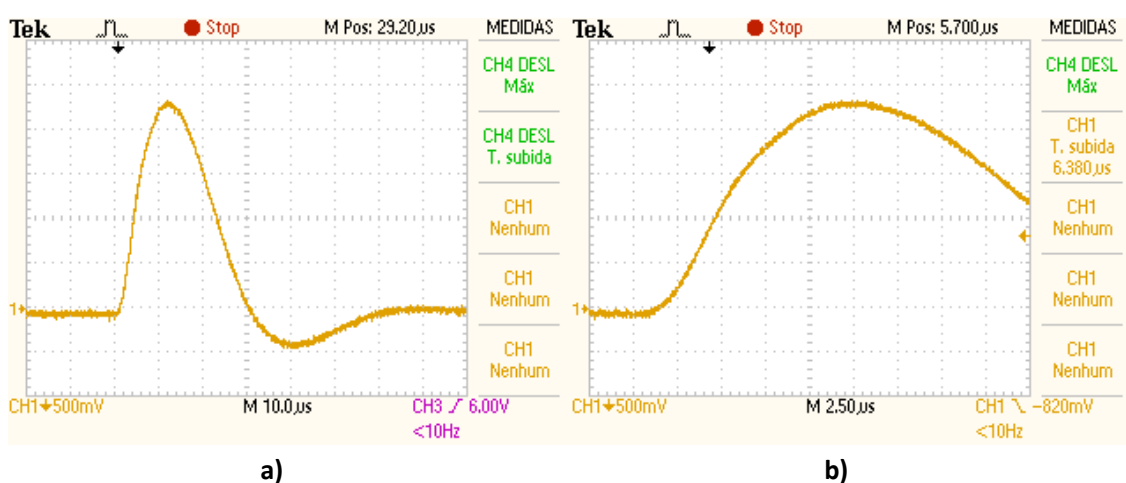


Figura 4.7 – a) Forma de Onda da Corrente de Saída em regime curto-circuito (GH: 10 μs/div, GV:100A/1V/div). b) Ampliação da forma de onda.

A partir dos resultados experimentais verifica-se que a forma de onda se assemelha à que se pretende gerar. A Tabela 4.3 apresenta os critérios de performance definidos em [1], para a forma de onda correspondente (8/20 μs).

	Requisito IEC6100-4-5 Nível 1 [1]	Resultado Experimental	Conforme
Corrente de Pico [A]	250 ± 10%	242	Sim
Tempo de Frente [μs]	8 ± 20%	9,22	Sim
Tempo de Decaimento a 50% [μs]	20 ± 20%	22	Sim
Corrente de Undershoot [A]	máx. 30% de I_{pico}	-41	Sim

Tabela 4.3 - Comparação Requisito [1] vs resultado experimental da corrente de saída em regime de curto circuito.

De acordo com a Tabela 4.3 os requisitos definidos em [1] para a forma de onda de corrente em regime de curto circuito, são cumpridos pelo gerador implementado.

4.3.2. Comparação dos resultados experimentais face aos das simulações

Neste ponto apuram-se as diferenças obtidas entre os resultados experimentais do gerador de onda de choque implementado e as simulações desenvolvidas anteriormente no capítulo 6, desta feita agora configuradas para o nível de tensão 1.

A Tabela 4.4 apresenta o erro obtido experimentalmente face à simulação matemática, ou seja, face ao modelo matemático desenvolvido no capítulo 3.

Regime	Grandeza	Resultado Experimental	Simulação Matemática	Diferença face à simulação [%]
Circuito Aberto	Tensão de Entrada Teórica para Tensão de pico 500 V [V]	547	541	1,11%
	Tempo de Frente [μ s]	1,54	1,47	4,76%
	Tempo de Decaimento a 50% [μ s]	52	50,35	3,28%
Curto Circuito	Corrente de Pico [A]	242	249,88	-3,15%
	Tempo de Frente [μ s]	9,22	7,68	20,05%
	Tempo de Decaimento a 50% [μ s]	22	19,46	13,05%
	Corrente de Undershoot [A]	-41	-69,48	-40,99%

Tabela 4.4 – Erro obtido experimentalmente face à modelo matemático.

A partir do quadro acima representado, conclui-se que existem diferenças significativas entre o modelo matemático e os resultados experimentais, de ressaltar que a maior disparidade registada foi na corrente de *undershoot*, em que a diferença face à simulação foi de mais de 40 %.

A Tabela 4.5 apresenta o erro obtido experimentalmente face à simulação computacional, ou seja, face à simulação em SPICE desenvolvida no capítulo 3.

Regime	Grandeza	Resultado Experimental	Simulação SPICE	Diferença face à simulação [%]
Circuito Aberto	Tensão de Entrada Teórica para Tensão de pico 500 V [V]	547	542	0,92%
	Tempo de Frente [μs]	1,54	1,47	4,76%
	Tempo de Decaimento a 50% [μs]	52	50,35	3,28%
Curto Circuito	Corrente de Pico [A]	242	249,82	-3,13%
	Tempo de Frente [μs]	9,22	7,71	19,58%
	Tempo de Decaimento a 50% [μs]	22	19,47	12,99%
	Corrente de Undershoot [A]	-41	-68,36	-40,02%

Tabela 4.5 – Erro obtido experimentalmente face à modelo matemático.

A partir do quadro acima representado, conclui-se que existem diferenças significativas entre a simulação realizada em SPICE e os resultados experimentais. De ressaltar que a maior disparidade registada foi na corrente de *undershoot*, em que a diferença face à simulação foi de mais de 40 %. Face à simulação matemática, a simulação em SPICE, registou diferenças ligeiramente inferiores face aos resultados experimentais.

Concluindo, estas diferenças devem-se principalmente ao facto de não terem sido utilizados os valores exatos dos componentes dimensionados, nem contemplado as suas tolerâncias numa análise mais complexa, como também não foi contabilizado a queda de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT, V_{CE} , e por último também os tempos de comutação do mesmo foram desprezados para as simulações.

Acresce, ainda, que nas medições da corrente houve limitação do produto corrente e tempo, devido à saturação da sonda de corrente usada nas medições.

Não obstante o gerador implementado ser uma prova de conceito e, portanto, apresentar constrangimentos ao nível dos componentes utilizados, tais que uma solução comercial não apresentaria, o gerador implementado cumpre todos os requisitos de performance impostos por [1], face às formas de onda a serem geradas. Tal foi verificado para o nível 1 de ensaio normalizado [1].

4.3.3. Ensaio do Gerador em aplicação real

Neste ponto apresenta-se um exemplo de aplicação do gerador de onda de choque aplicado em contexto real. De facto, muitos fabricantes de dispositivos de proteção contra sobretensões, testam os seus dispositivos submetendo-os a impulsos de onda combinada ou de choque, chegando até a caracterizá-los segundo o desempenho quando sujeitos a estes impulsos [26]. A Figura 4.8 apresenta o gerador conectado a um circuito de proteção contra sobretensões, implementando dois estágios de proteção distintos. Um primeiro de maior potência utilizando um varistor S14K150, o qual inicia a sua característica de proteção a partir de 150 V aplicados aos seus terminais. Um segundo estágio de resposta praticamente instantânea (na ordem dos ns) utilizando o díodo supressor bidirecional SMB15CA, o qual apresenta uma tensão de *breakdown* de 15 V.

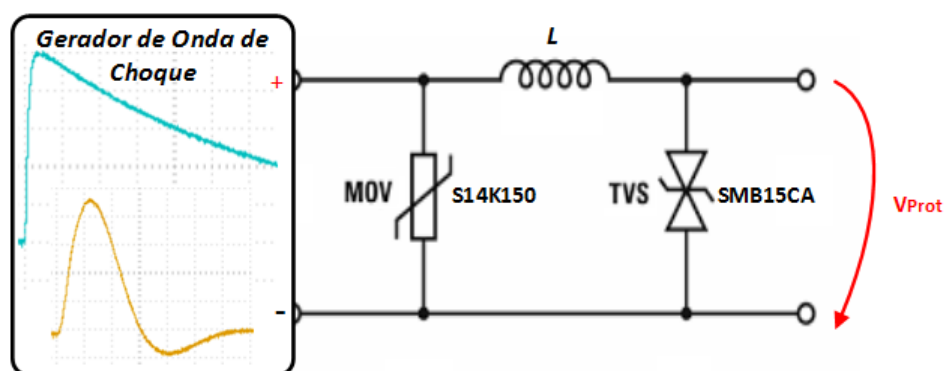


Figura 4.8 – Utilização em contexto real do gerador – ensaio a circuito de proteção contra sobretensões.

A partir do circuito da Figura 4.8, não é expectável que aplicando um impulso de onda de choque, surjam tensões em V_{Prot} de amplitudes significativamente superiores aos 15 V. É de notar que na Figura 4.8, existe menção a uma indutância L que representa a ligação física entre os dois dispositivos de proteção, suportando a diferença de tensão entre os dois dispositivos. A Figura 4.9 apresenta a forma de onda medida no ponto V_{Prot} (curva azul) representado na Figura 4.8. É também apresentada a corrente fornecida pelo gerador ao circuito (curva laranja, 1V / 100A).

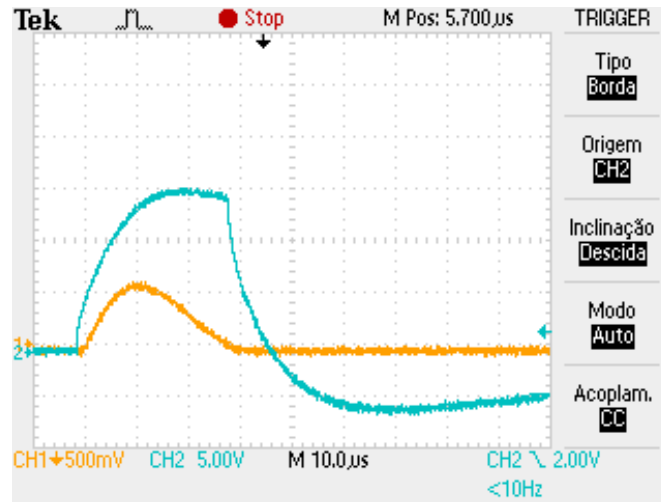


Figura 4.9 – Azul: Tensão após circuito de proteção contra sobretensões quando sujeito a impulso de onda de choque de nível de tensão 1 - 500 V (GH: 10 μ s/div, GV:100V/div). Laranja: Corrente fornecida pelo gerador (GH: 10 μ s/div, GV:100A/1V/div)

A partir dos resultados experimentais obtidos, da Figura 4.10 pode-se concluir que o circuito de proteção contra sobretensões de dois estágios, limitou com sucesso o impulso de onda combinada de nível 1. Durante a duração do impulso de onda de choque, a tensão V_{Prot} foi limitada a 15 V, tendo sido fornecidos sensivelmente 70 A por parte do gerador. Pela forma de onda, é também possível concluir que o circuito de proteção, colocou o gerador a funcionar próximo do regime de curto-circuito, gerando assim um forma de onda de corrente 8/20 μ s.

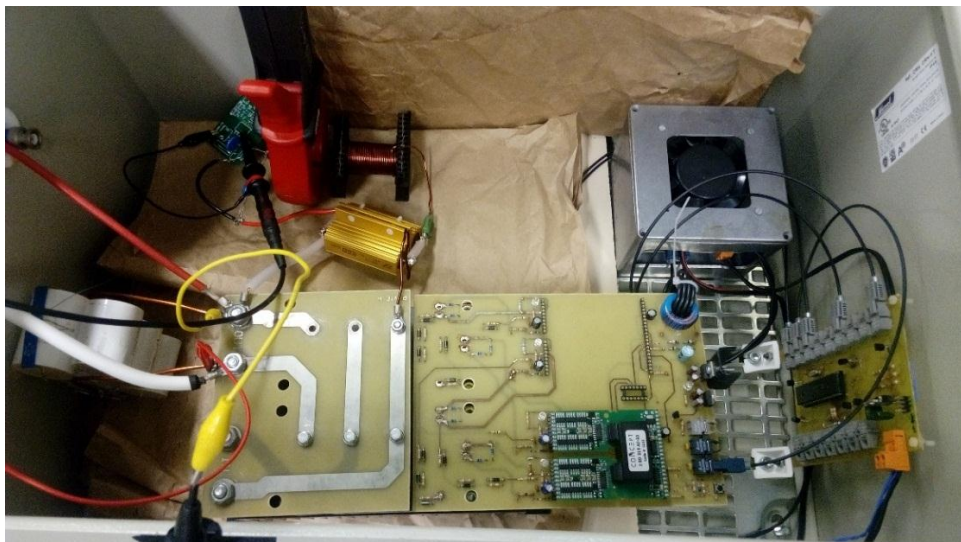


Figura 4.10 – Aspeto Geral do gerador de Onda de Choque implementado.

Capítulo 5 – Conclusões

5.1. Introdução

Neste capítulo apresentam-se as conclusões que decorrem do estudo teórico, das simulações e da implementação experimental realizada. Por último, são também apresentadas as perspectivas de desenvolvimento futuro.

5.2. Acerca do Trabalho Realizado

O objetivo deste trabalho consistiu no estudo, simulação e implementação experimental de um protótipo de um gerador de onda de choque segundo a norma IEC61000-4-5 [1].

Os geradores de onda de choque pretendem simular fenómenos transitórios na rede elétrica causados principalmente por descargas atmosféricas. Desta forma, no início deste trabalho abordaram-se as descargas atmosféricas, com ênfase nos diferentes modelos de ondas utilizados para descrever tal fenómeno.

Sendo os requisitos e o circuito do gerador definidos por uma norma de compatibilidade eletromagnética, realizou-se uma breve introdução sobre a compatibilidade eletromagnética, para então desenvolver o tema da normalização no âmbito da compatibilidade eletromagnética, fazendo menção às instituições que as geram e estruturam como também os factos históricos de salientar.

A norma IEC61000-4-5 foi também analisada ao pormenor, focando as formas de onda e os seus critérios de desempenho, que em última análise foram o objetivo a alcançar por parte deste trabalho.

Abordou-se também o tema dos dispositivos de proteção contra sobretensões em equipamentos eletrónicos de baixa tensão, que muitas vezes são ensaiados e descritos segundo as formas de onda combinada.

Em relação ao circuito gerador de onda combinada, apresentaram-se todas as etapas do desenvolvimento do modelo matemático que descreve o funcionamento do circuito. A partir do modelo matemático e dos requisitos definidos em [1], foi possível dimensionar os componentes que modelam as formas de onda do gerador. De forma a simular o

circuito recorrendo ao modelo desenvolvido, foi construída uma simulação em MATLAB, a qual revelou formas de onda em conformidade com os requisitos definidos em [1]. Ainda e de forma a validar o modelo, dimensionamento e simulação das equações matemáticas, procedeu-se à simulação do circuito com base em LTSPICE com os valores dimensionados. A simulação computacional veio validar e dar garantias quanto ao modelo matemático desenvolvido.

Para a implementação experimental do gerador, foi necessária a seleção cuidada dos componentes a utilizar. Etapa esta que teve como regra a utilização de componentes já disponíveis no laboratório GIAAPP/ISEL, pois pretendeu-se apenas ter uma prova de conceito do trabalho teórico e de simulação desenvolvido e não a construção de um gerador comercial. Não obstante foram estudadas e definidas diretivas para a seleção dos componentes, diretivas essas que são válidas para um gerador comercial.

Um dos componentes mais sensíveis desta aplicação em específico é o semicondutor de potência responsável pela comutação da malha geradora. O semicondutor utilizado foi um IGBT de potência, solução que se revelou adequada à aplicação e que é com certeza utilizada nas soluções “*state of the art*” atuais.

Devido aos constrangimentos dos componentes utilizados, foi apenas possível chegar a gerar formas de ondas, correspondentes ao nível 1 de tensão definido em [1]. No entanto é de salientar que os resultados experimentais se encontram de acordo com todos os requisitos definidos em [1], validando, portanto, todo o trabalho realizado até então.

Globalmente, conclui-se que os resultados experimentais obtidos neste trabalho comprovam que as metodologias adotadas para o desenvolvimento de um gerador de onda de choque.

5.3. Perspetivas de Desenvolvimento Futuro

Os resultados obtidos neste trabalho tornam-no um bom ponto de partida para desenvolvimento de um gerador de onda de choque comercial e que cumpra integralmente todos os requisitos aplicacionais da normalização [1].

A metodologia a nível da implementação experimental poderia ser mantida, no entanto seria necessário, o investimento e dimensionamento dos componentes que suportem o nível de tensão definido em [1]. Relativamente ao IGBT, existem já no mercado soluções que permitem cumprir os requisitos confortavelmente sem que seja necessárias associações de vários estágios, exemplo disto mesmo são os IGBTs DIM1200ASM45 e DIM750ASM65.

De forma a ser possível cumprir todos os requisitos funcionais, seria também necessário o desenvolvimento de um controlador específico para aplicação, o qual seria responsável pela geração do sinal de controlo e comando, como também da interface com o utilizador que implicaria a possibilidade de configuração do nível de tensão em ensaio e do intervalo de tempo entre impulsos (na ordem dos vários segundos), entre outras mais funcionalidades.

Bibliografia

- [1] IEC, "61000-4-5 Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 4-5: Testing and measurement techniques - Surge immunity test," 2005.
- [2] C. J. C. Teixeira, "Estudo e análise de sobretensões de origem atmosférica em linhas aéreas de transmissão de energia eléctrica," Faculdade de Engenharia do Porto, Porto, 2005.
- [3] C. G. G. Le Roy, "Les propriétés diélectriques de l' air et les très hautes tensions," Collection de la Direction des Etudes et Recherches d'Electricité de France, Paris, 1984.
- [4] C. Gary, "La foudre - des mythologies antiques à la recherche moderne," Masson, Paris, 1994.
- [5] C. M. d. S. Oliveira, "Incidências das descargas atmosféricas nas linhas aéreas de distribuição de energia eléctrica e suas implicações na qualidade de serviço," FEUP, 2013.
- [6] J. T. Festas, "Sobretensões induzidas por descargas atmosféricas em linhas aéreas," Instituto Superior Técnico, Lisboa, 1999.
- [7] P. Chowdhuri, "Electromagnetic transients in power systems," Research Studies Press , England, 1996.
- [8] F. Romero, "Avaliação do Comportamento dos Campos Electromagnéticos Gerados por Descargas Atmosféricas," Universidade de São Paulo, 2007.
- [9] L. S. Marronques, "Uma Comparação entre os Modelos de Fonte de Surto Atmosférico no ATP," Universidade Federal de Uberlândia, Faculdade de Engenharia Elétrica, Uberlândia , Minas Gerais, 2015.
- [10] J. Wang e X. Zhang, "Double Exponential Expression of Lightning Current Waveforms.," The 4th Conference on Environmental Electromagnetics, 2006.
- [11] C. M. A. Jimenez, "Sobretensões Devido a uma Descarga Atmosférica em Substação típica de 500 kV," RJ - Brazil, 2010.
- [12] A. R. B e E. A. J., "Lightning parameters for engineering application," Electra nº 69, March 1980.
- [13] A. Coelho, "Desempenho das Linhas Aéreas AT e MAT perante," 2009.
- [14] A. J. O. Coelho, "Desempenho das Linhas Aéreas AT e MAT perante Descargas Atmosféricas," Junho de 2009.

- [15] C. P. A. e H. M. A., "EMC, Electromagnetic Theory to Practical Design," John Wiley & Sons Ltd, New York, 1992.
- [16] Intertek, "The Engineers Guide To Global EMC Requirements," 2007.
- [17] R. SHOEERS, "Wide scope of IEC work on electromagnetic compatibility problems," Trans.SouthAfr.Inst. Electr.Eng., 1982.
- [18] L. E. &. Consultant, "Improved Metal Oxide Varistor Packaging Technology for Transient Voltage Surge Suppressor," Colorado, USA, 2003.
- [19] V. Rabde, "Metal Oxide Varistors as Surge Suppressors," IEEE: Proc. Of the Int. Conf. on Electromagnetic Compatibility, India, 1997.
- [20] Littelfuse, "Littelfuse Varistor - Basic Properties Terminology and Theory," 1999.
- [21] EPCOS AG, "SIOV Metal oxide varistors, Application notes," 2011.
- [22] Intersil, "Transient Voltage Suppressors: Operarion and Features (AP 1977)," 2016.
- [23] Citel, "Gas Discharge Overview".
- [24] Bourns, "First Principles of a Gas Discharge Tube (GDT) Primary Protector," 2008.
- [25] J. G. Zola, "Gas Discharge Tube Modeling with Pspice," IEEE Trans. Electromagnetic Compatibility, 2008.
- [26] Littelfuse, "GDTs, MOVs & Fuses: Selecting the Appropriate Circuit Protection Component," 2014.