



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA
Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Manutenção Preditiva em Semicondutores para Conversores Estáticos de Potência

André Filipe Mendes Fernandes
(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Eletrotécnica no Ramo da Automação e Eletrónica Industrial

Orientadores:

Professor Doutor Luis Manuel Dos Santos Redondo
Professor Doutor Hiren Canacsinh

Júri:

Presidente: Professora Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira

Vogais: Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa
Professor Doutor Hiren Canacsinh

Janeiro de 2022



INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação



Manutenção Preditiva em Semicondutores para Conversores Estáticos de Potência

André Filipe Mendes Fernandes

(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para Obtenção do grau de Mestre em Engenharia
Eletrotécnica no Ramo da Automação e Eletrónica Industrial

Orientadores:

Professor Doutor Luis Manuel Dos Santos Redondo
Professor Doutor Hiren Canacsinh

Júri:

Presidente: Professora Doutora Rita Marcos Fontes Murta Pereira

Vogais: Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa
Professor Doutor Hiren Canacsinh

Janeiro de 2022

Resumo

O trabalho apresentado teve o objetivo de estudar a temática da manutenção dos conversores estáticos de potência e dos semicondutores utilizados nos mesmos. Os semicondutores são dispositivos de extrema importância nos conversores estáticos de potência utilizados em diferentes aplicações a nível industrial, em veículos elétricos entre outros sistemas ou equipamentos. O desenvolvimento de técnicas/métodos que nos permitam antecipar falhas ou monitorizar, em tempo real, o funcionamento de semicondutores têm como objetivo melhorar o desempenho dos mesmos e otimizar os processos de manutenção aplicados.

Será dada atenção aos semicondutores de potência (MOSFET e IGBT) que serão estudados ao pormenor, com especial atenção para os diferentes tipos de manutenção aplicados nos mesmos e as principais causas de falhas ou envelhecimento dos dispositivos ao longo do tempo. As suas principais características serão analisadas desde a sua estrutura física ao modo de funcionamento e principais particularidades. Após os devidos estudos, serão analisados os melhores indicadores/parâmetros que poderão trazer melhores resultados na aplicação de técnicas de manutenção preditiva.

Após a devida análise será dimensionado um circuito que será alvo de diferentes ensaios, inicialmente em simulação com recurso ao software LTspice, de forma a ser feita uma análise objetiva da evolução dos diferentes parâmetros que possam apresentar os melhores resultados.

Depois do estudo teórico e dos resultados obtidos em simulação, os ensaios serão replicados experimentalmente. Serão ainda feitos outros testes visando explorar a integridade dos dispositivos no que diz respeito às suas características originais.

Por fim, as conclusões serão retiradas, analisando todos os aspetos dos resultados obtidos e a validação dos mesmos com os ensaios obtidos em ambiente de simulação.

Palavras-Chave: Semicondutor de Potência; Conversores estáticos de potência; MOSFET; IGBT; Manutenção Preditiva; LTspice

Abstract

The present work aimed to study the maintenance of static power converters and semiconductors used in them. Semiconductors are extremely important devices in static power converters used in different industrial applications, electric vehicles and other systems or equipment. The development of techniques/methods that allow us to anticipate failures or monitor the operation of semiconductors in real time aims to improve their performance and optimize the maintenance processes applied.

Power semiconductors (MOSFET and IGBT) will be studied in detail, with special attention to the different types of maintenance applied to them and the main causes of failure or aging of the devices over time. Its main characteristics will be analyzed from its physical structure to the way it works and main particularities. After the due studies, the best indicators/parameters that can bring better results in the application of predictive maintenance techniques will be analyzed.

Based on the study carried out, a circuit will be dimensioned that will be subject to different tests, initially in simulation using the LTspice software, in order to make an objective analysis of the evolution of the different parameters that can present the best results.

After the theoretical study and the results obtained in simulation, the tests will be experimentally replicated. Further tests will be carried out to explore the integrity of the devices about their original characteristics.

Finally, the conclusions will be described, analyzing all aspects of the results obtained and their validation with the tests obtained through simulation.

Key words: Power Semiconductor; Static Power Converters; MOSFET; IGBT; Predictive Maintenance; LTspice

Agradecimentos

Este trabalho de final de mestrado é o culminar de um percurso académico desafiante, mas com um resultado final que me deixa bastante orgulhoso e com o sentimento de dever cumprido.

Desde já tenho de agradecer ao professor Luis Manuel dos Santos Redondo e ao professor Hiren Canacsinh, como orientadores, estiveram sempre presentes e disponíveis em todas as etapas desde trabalho dando sempre o seu contributo de forma assertiva.

Ao ISEL devo igualmente um agradecimento como instituição que em uma primeira fase me acolheu neste ciclo de estudos para a obtenção de grau de mestre, e por todas as condições colocadas à disposição na realização do meu trabalho de final de mestrado.

Por fim, mas não em último devo um agradecimento especial à minha família, em particular aos meus pais por estarem sempre presentes e terem tornado possível este meu percurso, à minha namorada pelo companheirismo e inspiração nos momentos mais difíceis e ao meu irmão por ser um exemplo a seguir, sem o seu incentivo não seria possível estar neste momento a fechar este capítulo no meu percurso académico.

Índice

Resumo.....	i
Abstract	ii
Agradecimentos.....	iii
Índice de Figuras	vi
Índice de Tabelas.....	ix
Lista de Acrónimos	x
Variáveis e Unidades.....	xi
1. Introdução	1
1.1. Motivação.....	2
1.2. Objetivos	2
1.3. Estrutura da dissertação.....	3
2. Manutenção dos CEP baseados em Semicondutores de Potência	4
2.1. Manutenção.....	4
2.1.1. Manutenção Preditiva.....	6
2.2. Manutenção em Conversores estáticos de potência	7
2.3. Semicondutores de Potência.....	10
2.4. Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBT)	10
2.5. Transistor Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET)	11
2.6. Manutenção em IGBT e MOSFET	13
2.7. Perdas por Potência Dissipada em Semicondutores.....	16
2.7.1. Perdas à Condução	17
2.7.2. Perdas na Comutação	18
2.8. Dissipação da Potência de Perdas em Semicondutores.....	19
3. Circuito Implementado	21
3.1. Dimensionamento.....	21
3.2. Medição da tensão Dreno-Fonte	22
3.3. Circuito de comando	24
3.4. Circuito de alimentações	25
3.5. Circuito de Potência	26
3.6. Ensaio em Simulação.....	28
3.6.1. Primeiro Ensaio em Simulação	30
3.6.2. Segundo Ensaio em Simulação	33
3.6.3. Terceiro Ensaio em Simulação.....	34
3.6.4. Conclusões dos Ensaio em Simulação.....	35

4. Implementação experimental e análise dos resultados.....	36
4.1. Diagrama de ensaios realizados	36
4.2. Controlador de temperatura.....	38
4.3. Sensor de temperatura	38
4.4. Condições de Ensaio	39
4.5. Primeiro Ensaio Experimental	41
4.6. Segundo Ensaio Experimental	45
4.7. Terceiro Ensaio Experimental.....	47
4.8. Quarto Ensaio Experimental	51
4.9. Análise da Corrente de fugas	55
5. Conclusões	57
5.1. Trabalho Desenvolvido	57
5.2. Propostas de desenvolvimento futuro.....	58
Referências.....	59
Anexos.....	61
Anexo 1 – Circuito utilizado nos ensaios experimentais	61
Anexo 2 – Placa de circuito impresso para ensaios experimentais	62
Anexo 3- Esquema simplificado ligações elétricas do controlador de temperatura.....	63
Anexo 4 – Parâmetros de simulação LTspice XVII.....	64
Anexo 5 – Código utilizado para gerar o impulso (PIC 18F2331).....	65
Anexo 6- Especificações controlador de temperatura RS PRO Thermostat 1241054	66

Índice de Figuras

Figura 2.1.1- Conceitos associados à Manutenção, adaptado de [1]	4
Figura 2.1.2- Arquitetura de um sistema de manutenção preditiva, adaptado de [5]	7
Figura 2.2.1- Falhas típicas associadas aos conversores estáticos de potência, adaptado de [7] ..	8
Figura 2.2.2- Diagrama de classificação de parâmetros para o controlo térmico ativo, adaptado de [8]	9
Figura 2.2.3- Esquerda (Unidades de ventilação em mau estado), Direita (Dissipadores dos módulos de potência com canais entupidos) [9]	9
Figura 2.4.1- Símbolo de um IGBT	10
Figura 2.4.2- Configuração Híbrida de “Darlington” de MOSFET e TBJ [10]	11
Figura 2.5.1- Símbolo de um MOSFET	12
Figura 2.5.2- Estrutura física de um MOSFET	12
Figura 2.5.3- Díodo em anti-paralelo com o MOSFET [10]	13
Figura 2.5.4 - Capacidades presentes em um MOSFET [10]	13
Figura 2.6.1- Módulo IGBT/MOSFET, adaptado de [7]	14
Figura 2.6.2- Esquemático da composição de um IGBT/MOSFET, adaptado de [14]	15
Figura 2.7.1- Evolução temporal na passagem à condução e ao corte de um TBJ para uma carga resistiva, V_{BE} – Tensão base-emissor, V_{CE} – Tensão coletor-emissor, I_C – Corrente coletor, P – Potência, T_d – tempo de atraso, T_s – Tempo de armazenamento, T_r – Tempo de subida, T_f – Tempo de descida [11]	17
Figura 2.8.1- Esquerda (Diagrama do processo de dissipação de energia), Direita (Esquema equivalente do processo de dissipação de energia) [11]	19
Figura 3.1.1- Circuito utilizado no ensaio experimental	21
Figura 3.1.2- Evolução temporal de alguns parâmetros do circuito implementado	22
Figura 3.2.1- Circuito medição de V_{DS} indiretamente	23
Figura 3.2.2- Gráfico da relação Tensão - corrente no díodo D1, documentação técnica do dispositivo – C4D05120A	24
Figura 3.3.1- Placa de circuito utilizada para gerar o sinal de comando: 1- PIC 18F2331; 2- Emissor de fibra ótica HFBR	25
Figura 3.3.2- Circuito de comando	25
Figura 3.4.1- Circuito de alimentação Comando	26
Figura 3.5.1- Queda de tensão no impulso	27
Figura 3.6.1- Diagrama descritivo trabalho realizado	29
Figura 3.6.2- Circuito utilizado em simulação	30

Figura 3.6.3- Gráfico da evolução de V_{DS} em simulação para uma frequência de 50KHz, primeiro ensaio.....	31
Figura 3.6.4- Gráfico da evolução de T_j em função de T_c para a temperatura de 25°C, primeiro ensaio.....	32
Figura 3.6.5- Comparação da evolução de V_{DS} para diferentes correntes, ensaios em simulação	34
Figura 3.6.6- Evolução de T_j e V_{DS} para diferentes tempos à condução, ensaios em simulação	35
Figura 4.1.1- Diagrama de blocos ensaio experimental	36
Figura 4.1.2- Fixação do MOSFET no dissipador: 1- MOSFET; 2- Placa de fixação; 3- Dissipador de potência.....	37
Figura 4.1.3- Ambiente de ensaio experimental.....	37
Figura 4.2.1- Controlador de temperatura utilizado nos ensaios experimentais	38
Figura 4.2.2- Banda de histerese no controlador de temperatura, H_{inf} – Histerese inferior, H_{sup} – Histerese superior, SP - Setpoint.....	38
Figura 4.5.1- Forma de onda de V_{C5} primeiro ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 68°C em T_c (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)	42
Figura 4.5.2- Primeiro ensaio experimental, esquerda: V_{C5} para uma temperatura de 37°C em T_c , direita: V_{C5} para uma temperatura de 68°C em T_c (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)	42
Figura 4.5.3-Evolução V_{DS} , primeiro ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim-Simulação	43
Figura 4.5.4- Primeiro ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 50 V/div), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 2 V/div), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 5 V/div).....	43
Figura 4.5.5- Primeiro ensaio experimental, Forma de onda V_{C5} (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div).....	44
Figura 4.6.1- Forma de onda de V_{C5} segundo ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 29°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 68°C em T_c (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)	45
Figura 4.6.2-Segundo ensaio experimental, esquerda: V_{C5} para uma temperatura de 29°C em T_c , direita: V_{C5} para uma temperatura de 68°C em T_c (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)	46
Figura 4.6.3-Evolução V_{DS} , segundo ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim-Simulação	46

Figura 4.6.4- Segundo ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 50 V/div), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 2 V/div), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 5 V/div)	47
Figura 4.7.1- Forma de onda de V_{C5} terceiro ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 70°C em T_c (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 1 V/div)	48
Figura 4.7.2- Terceiro ensaio experimental, esquerda: V_{C5} para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: V_{C5} para uma temperatura de 70°C em T_c (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 1 V/div)	48
Figura 4.7.3- Evolução V_{DS} , terceiro ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim-Simulação	49
Figura 4.7.4- Terceiro ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 50 V/div), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 2 V/div), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 5 V/div)	49
Figura 4.7.5- Evolução da tensão V_{DS} no ensaio em experimental	50
Figura 4.7.6- Evolução da tensão V_{DS} no ensaio em ambiente de simulação	50
Figura 4.8.1- Quarto ensaio experimental com recurso a uma pistola de ar quente.....	51
Figura 4.8.2- Evolução de V_{C5} , quarto ensaio experimental	52
Figura 4.8.3- Forma de onda de V_{C5} quarto ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 35.28°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 181.35°C em T_c (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 1 V/div)	52
Figura 4.8.4- Comparação quarto ensaio Experimental com ensaio em simulação	53
Figura 4.8.5- Quarto ensaio experimental, esquerda: Corrente I_D medida (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 5 V/div), direita: Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 $\mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: 2 V/div).....	54
Figura 4.8.6- Documentação técnica MOSFET C2M0160120D	54
Figura 4.9.1- Circuito para a medição da corrente de fugas	55
Figura 4.9.2- Ambiente de ensaio para medição da corrente de fugas: 1- Fonte de alta tensão; 2- MOSFET; 3- Resistência de 1M Ω	56

Índice de Tabelas

Tabela 2.6.1- Parâmetros de desempenho de MOSFET e IGBT [11].....	16
Tabela 3.4.1- Componentes utilizados no circuito	26
Tabela 3.5.1- Parâmetros dos ensaios experimentais	27
Tabela 3.6.1- Parâmetros de simulação LTspice XVII	29
Tabela 3.6.2- Condições de simulação, primeiro ensaio	30
Tabela 3.6.3- Resultados simulação, primeiro ensaio	31
Tabela 3.6.4- Perdas por dissipação de potência no primeiro ensaio em simulação.....	32
Tabela 3.6.5- Condições de simulação, segundo ensaio	33
Tabela 3.6.6- Resultados simulação, segundo ensaio	33
Tabela 3.6.7- Condições de simulação, terceiro ensaio	34
Tabela 3.6.8- Resultados simulação, terceiro ensaio.....	34
Tabela 4.5.1- Condições ensaio experimental, primeiro ensaio.....	41
Tabela 4.5.2- Resultados primeiro ensaio Experimental e em ambiente de simulação (V_{DS_Sim})	41
Tabela 4.6.1- Condições ensaio experimental, segundo ensaio	45
Tabela 4.6.2- Resultados segundo ensaio experimental e em ambiente de simulação (V_{ds_Sim})	45
Tabela 4.7.1- Condições ensaio experimental, terceiro ensaio	47
Tabela 4.7.2- Resultados terceiro ensaio experimental e em ambiente de simulação (V_{DS_Sim})	48
Tabela 4.8.1- Condições ensaio experimental, quarto ensaio	51
Tabela 4.8.2- Comparação quarto ensaio experimental com ensaio em simulação, V_{DS_Lab} (Tensão medida indiretamente experimental), V_{DS_Sim} (Tensão medida em simulação).....	53

Lista de Acrónimos

AC- Corrente alternada (Alternate Current)

CEP- Conversor estático de potência

CET- Coeficiente de expansão térmico

DC- Corrente contínua (Direct Current)

IGBT- Transistor Bipolar de Porta Isolada

MOSFET- Transistor Efeito de Campo de Porta Isolada

Mos- Metalóxido-semicondutor

NC- Normalmente fechado (Normally Close)

NO- Normalmente aberto (Normally Open)

NTC- Coeficiente de temperatura negativo (Negative temperature coefficient)

POF- Probabilidade de falha (Probability of failure)

SP- Semicondutor de potência

TBJ- Transistor bipolar de junção

Variáveis e Unidades

E_{CI} - Energia inicial no condensador - [J]

E_{CF} - Energia final no condensador - [J]

E_P - Energia do impulso - [J]

I_D - Corrente de dreno no MOSFET -[A]

I_{Don} - Corrente de dreno à condução no MOSFET - [A]

P_{Cond} - Perdas de potência quando o dispositivo está à condução - [W]

P_{Com} - Perdas de potência na comutação do dispositivo - [W]

R_{ds} - Resistência entre o dreno e a fonte do MOSFET - [Ω]

R_t - Resistência medida no termistor - [Ω]

R_x - Resistência calculada termistor- [Ω]

T - Período [s]

T_a - Temperatura ambiente - [$^{\circ}C$]

T_c - Temperatura da Cápsula - [$^{\circ}C$]

T_j - Temperatura da junção - [$^{\circ}C$]

T_s - Temperatura no dissipador - [$^{\circ}C$]

T_{on} - Tempo do dispositivo à condução - [s]

T_{off} - Tempo do dispositivo ao corte - [s]

T_r - Tempo de subida na passagem à condução do semiconductor - [s]

T_f - Tempo de descida na passagem ao corte do semiconductor - [s]

V_{GE} - Tensão entre gate-emissor do IGBT - [V]

V_{GELim} - Tensão de limiar entre a gate e o emissor do IGBT - [V]

V_{CE} - Tensão entre o coletor e o emissor do IGBT - [V]

V_{CESat} - Tensão de saturação entre o coletor e o emissor do IGBT - [V]

V_{Dson} - Tensão entre o dreno e a fonte à condução no MOSFET - [V]

V_{DS} - Tensão dreno-fonte do MOSFET (Drain-source) - [V]

V_{GS} - Tensão porta-fonte do MOSFET (Gate-Source) - [V]

V_{C5} - Tensão no condensador C5 - [V]

β - Coeficiente térmico disponibilizado pelo fabricante - [K]

ΔV_0 - Queda de tensão no impulso - [V]

1. Introdução

Existem diferentes tipos de manutenção e diferentes formas de as aplicar. O seu papel nas mais diversas áreas é preponderante e assume uma importância ainda maior com a exigência crescente na evolução da indústria nos últimos anos. A expectativa é ter processos cada vez mais fiáveis e que garantam melhores desempenhos. Nesse sentido a evolução da manutenção também sofreu alterações ao longo dos anos e novos conceitos têm vindo a ganhar uma maior preponderância.

A manutenção preventiva e corretiva são as áreas mais comuns e os conceitos mais simples de entender. No caso da primeira pressupõem-se intervenções periódicas com vista a melhorar o desempenho e evitar falhas futuras. A manutenção corretiva já acontece depois da falha ocorrer. Existe ainda uma terceira área da manutenção que tem vindo a ser explorada nos últimos anos e por onde existe um longo caminho a percorrer: a manutenção preditiva. Esta última pode conseguir identificar com alguma antecipação uma ocorrência que possa levar à falha do equipamento/processo, e permitir uma adequada e programada intervenção.

Quando falamos na indústria ou em muitos outros processos, os conversos estáticos de potência (CEP) assumem a sua preponderância nos mais diferentes equipamentos, como em variadores de frequência, servo-drives, veículos elétricos entre outros. Um dos componentes presentes nos CEP e com extrema importância são os semicondutores de potência.

Dado o crescente interesse por parte da indústria na manutenção programada dos CEP, é atual o estudo das questões associadas com a utilização mais eficaz dos CEP baseados em semicondutores de potência (SP) e nomeadamente a manutenção preditiva dos SP.

Como tal, recorrendo à definição de manutenção preditiva, o foco do estudo será essencialmente identificar e concluir sobre os indicadores que melhor traduzam a condição ou estado de envelhecimento dos semicondutores, para que futuramente possam ser desenvolvidas técnicas de tratamento e análise com base nesses mesmos indicadores.

Assim sendo, será feita a análise do funcionamento e principais características de dois tipos de semicondutores de potência, nomeadamente MOSFET e IGBT, bem como diferentes ensaios em simulação e experimentais que permitam concluir sobre a evolução de diferentes parâmetros quando o dispositivo é sujeito a diferentes condições e regimes de funcionamento potencialmente desgastantes.

1.1. Motivação

A escolha do tema relaciona-se essencialmente com diferentes motivações, uma das quais o meu percurso profissional, que até à data permitiu-me passar por diferentes indústrias e convívio com diferentes processos, onde a temática da manutenção é recorrente, e onde foi possível identificar algumas lacunas nessas áreas. Juntando o meu percurso profissional ao académico, as ideias acabaram por se cruzar na eletrónica de potência, em particular nos semicondutores de potência que apresentam uma relevante importância em muitos dos equipamentos utilizados a nível industrial que fazem uso de conversores estáticos de potência. Dessa forma a manutenção preditiva em semicondutores para conversores estáticos de potência revelou ser um excelente tema a explorar, inclusive pode acrescentar valor ao que se espera vir a ser a nova revolução industrial, a indústria 4.0.

1.2. Objetivos

O trabalho desenvolvido tem como objetivo fazer o estudo teórico dos diferentes tipos de manutenção, centrando o foco na manutenção aplicada aos conversores estáticos de potência. Será aprofundado com mais detalhe a manutenção em semicondutores e quais as falhas mais comuns nos mesmos.

Pretende-se fazer uma análise com base no desenvolvimento teórico, da evolução dos parâmetros em semicondutores de potência, que apresentam melhores resultados na monitorização do desgaste nos mesmos ao longo do tempo. Com base no circuito dimensionado, em ambiente de simulação, será feita a análise dos ensaios que possam trazer melhores resultados na monitorização dos diferentes parâmetros nos SP. Experimentalmente pretende-se realizar os ensaios dimensionados no capítulo da simulação, validando os resultados com os mesmos obtidos em ambiente de simulação para as mesmas condições.

O ponto central será a validação dos resultados na identificação de parâmetros a utilizar em técnicas de manutenção preditiva para semicondutores de potência (MOSFET e IGBT).

1.3. Estrutura da dissertação

A presente dissertação encontra-se dividida em 5 capítulos. Para além deste capítulo, sumariza-se a seguir o conteúdo dos restantes capítulos.

No capítulo II será apresentado o desenvolvimento teórico, onde será desenvolvido o tema da manutenção de uma forma geral, particularizando nos conversores estáticos de potência e nos semicondutores. Com base na literatura existente, será feito o estudo das principais características dos semicondutores em análise (MOSFET e IGBT), bem como das principais causas de falha e os indicadores mais relevantes.

Avançando para o capítulo III, onde será feita a descrição do circuito implementado, destacando o respetivo dimensionamento, seguem-se os respetivos ensaios em simulação, com todas as considerações tomadas e respetivas análises.

No capítulo IV serão apresentados os resultados dos ensaios experimentais, bem como as respetivas validações com os ensaios em simulação.

Por último, no capítulo V vão ser apresentadas as conclusões finais, com base nos resultados obtidos, identificando as mais-valias retiradas do estudo efetuado.

2. Manutenção dos CEP baseados em Semicondutores de Potência

2.1. Manutenção

De uma forma geral, o conceito de manutenção tem vindo a ganhar cada vez mais preponderância nas mais diversas áreas. Particularizando à indústria, a competição crescente tem aumentado a exigência nos processos de produção e com isso a garantia de um correto funcionamento dos diversos processos. A evolução da tecnologia tem permitido desenvolver sistemas e mecanismos de apoio ao processo de manutenção cada vez mais eficazes. A definição de manutenção divide-se essencialmente em três conceitos que se distinguem pelo espaço temporal em que a intervenção de manutenção é efetuada, considerando o estado do sistema a intervir, o mesmo está demonstrado Figura 2.1.1.

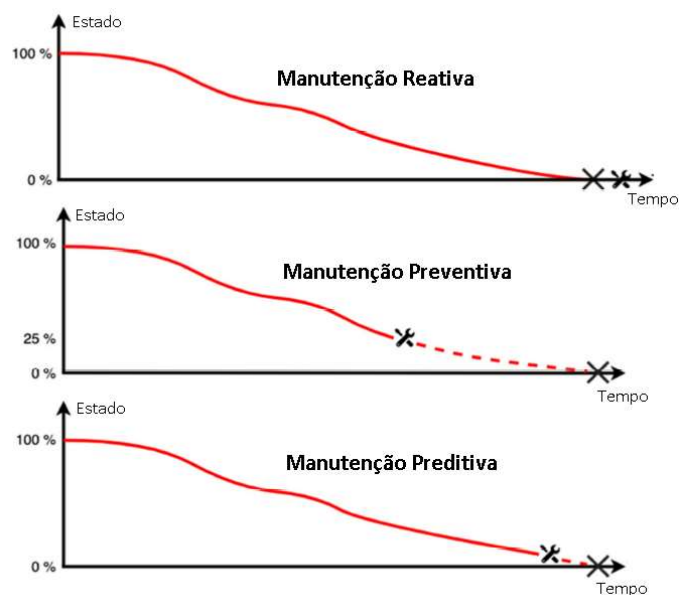


Figura 2.1.1-Conceitos associados à Manutenção, adaptado de [1]

Os objetivos da manutenção podem ser descritos como:

- Garantir a disponibilidade do equipamento para funcionar conforme pretendido, com custos ideais;

- Considerar a segurança e quaisquer outros requisitos obrigatórios associados ao equipamento;
- Considerar o impacto no meio ambiente;
- Manter a durabilidade do equipamento e/ou qualidade do produto ou serviço prestado.

A manutenção de uma forma geral pode ser aplicada de forma corretiva ou proativa, sendo que a diferença entre ambas se deve apenas ao momento temporal em que acontecem, isto é, antes da avaria ou depois da avaria [2].

As manutenções corretivas têm como enquadramento:

- A correção de uma avaria inesperada que impossibilita o funcionamento do equipamento;
- A correção de uma avaria inesperada que permite o funcionamento do equipamento, mas a longo prazo pode vir a forçar uma paragem.

Este tipo de manutenção pode acarretar alguns danos:

- A paragem do equipamento pode levar a custos adicionais;
- A avaria pode ter consequências graves e a sua reparação levar a um longo tempo de paragem;
- A falta de planeamento na intervenção pode levar a ações e práticas pouco assertivas, vindo a causar novas paragens no futuro.

Por tudo o que foi enunciado anteriormente, este tipo de manutenção ocorre em último recurso, quando não restam alternativas.

As manutenções proativas têm uma aplicação que privilegia a antecipação da avaria, projetando e planeando intervenções. Desta forma, torna-se possível conter eventuais danos causados pela paragem do equipamento. Financeiramente apresenta igualmente resultados mais satisfatórios em comparação com a corretiva,

- Permite enquadrar a intervenção em janelas de oportunidade que não causem danos externos devido à paragem do equipamento;
- É possível definir com maior assertividade as ações a tomar e quais apresentam melhores resultados a todos os níveis.

A manutenção proativa compreende em si duas formas distintas:

- A manutenção preventiva: visa intervir no equipamento de forma periódica, tendo em conta a necessidade avaliada no comissionamento do equipamento;

- A manutenção preditiva: intervém apenas quando é detetada previamente a necessidade de intervir, isto é, como o próprio nome indica, visa “prever” as falhas, antecipando a intervenção.

Assim, a manutenção preditiva permite obter os melhores resultados sempre que possível aplicar a técnica. Isto acontece porque a mesma otimiza todo o processo de manutenção, no entanto, são necessários sistemas mais complexos. As suas vantagens podem ser descritas como:

- Redução do custo da manutenção a nível global, pois ao antecipar a falha impede a paragem inesperada do equipamento. Ao não ser efetuada de forma periódica, mas sim tendo em conta o estado do equipamento, pode reduzir o número de intervenções de forma significativa;
- Permite ter um controlo superior sobre o processo - a análise constante do desempenho permite detetar condições de funcionamento inadequadas, que poderão até nem levar à falha do equipamento, mas poderão reduzir a rentabilidade do processo ou até a qualidade do produto.

2.1.1. Manutenção Preditiva

O conceito de manutenção preditiva abrange diferentes definições e perspetivas, mas pode-se simplificar como sendo a monitorização contínua do estado atual de uma máquina, equipamento ou sistema no que diz respeito às suas condições mecânicas, eficiência ou restantes indicadores de operação, que permitam obter a informação necessária que leve a planear intervenções espaçadas no tempo e permita ao máximo a redução dos custos das intervenções não planeadas [3]. Acima de tudo, a manutenção preditiva não representa um substituto de outros métodos de manutenção aplicados usualmente a nível industrial nos dias de hoje, representa sim uma otimização no processo global que é a manutenção [4]. A possibilidade de poder planear e definir adequadamente as intervenções ao longo do tempo revela ser uma mais-valia a todos os níveis, se se considerar a manutenção aplicada em geral a nível industrial, entre 15% a 60% dos custos de um bem produzido estão associados à manutenção, naturalmente a aplicação de técnicas que visem reduzir esse custo terão um impacto considerável [5]. A definição de arquitetura de um sistema típico de manutenção preditiva pode ser observada na Figura 2.1.2.

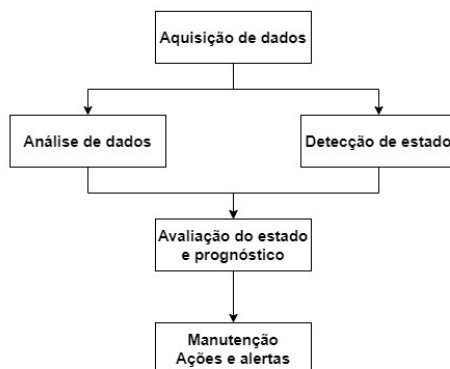


Figura 2.1.2- Arquitetura de um sistema de manutenção preditiva, adaptado de [5]

A arquitetura associada a um sistema de manutenção preditiva começa com a aquisição de dados, que pode ser feito com base em diferentes fontes de informação, gravados em bases de dados, ou adquiridos apenas em tempo real. Os dados recolhidos serão posteriormente analisados globalmente ou individualmente conforme o enquadramento dos mesmos na análise em questão. Os respetivos dados alimentaram ainda o bloco de detecção de estado, que resulta essencialmente na monitorização da informação recolhida em tempo real, possibilitando assim a deteção de eventuais falhas. O resultado proveniente da análise dos dados ou da deteção dos diferentes estados, possibilita a avaliação do atual estado da máquina/sistema/processo, definindo quais as ações a tomar. Por fim, são aplicadas as respetivas ações ou alertas sobre a condição de funcionamento [5].

2.2. Manutenção em Conversores estáticos de potência

Os conversores estáticos de potência são usados em inúmeras aplicações, como em equipamentos industriais, drives, veículos elétricos, sistemas de energia renovável, entre outros. O seu correto funcionamento é fundamental, visto que eventuais falhas que provoquem a paragem poderão causar custos consideráveis, considerando inclusive o tempo até à reparação [6]. A confiança associada ao seu correto funcionamento está diretamente ligada às diferentes falhas que podem ocorrer e as respetivas causas. A degradação/envelhecimento dos CEP pode ter diferentes origens, de onde se destacam os semicondutores de potência que assumem um papel de destaque na confiança atribuída aos CEP. A influência dos SP é elevada, sendo que a sua vulnerabilidade chega a atingir os 31% quando comparada com outros componentes, como observável na Figura 2.2.1. Estatísticas realizadas dizem-nos que 38% das falhas ocorridas em variadores de velocidade, por exemplo, devem-se aos dispositivos de comutação ou aos dispositivos de potência (semicondutores e outros) [6].

O meio envolvente adverso e as condições térmicas durante a operação potencializam significativamente a probabilidade de falha, inclusive 60% das falhas associadas aos SP têm origem no desgaste térmico e o aumento de 10°C na temperatura de funcionamento, aumenta em duas vezes a probabilidade de falha [7].

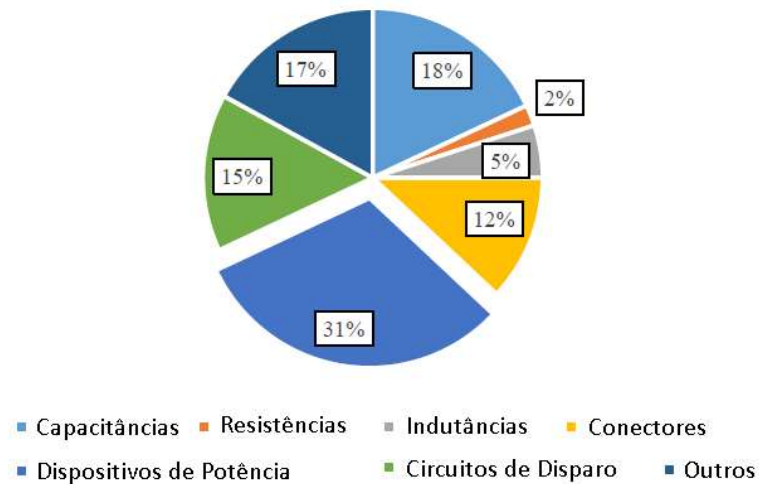


Figura 2.2.1- Falhas típicas associadas aos conversores estáticos de potência, adaptado de [7]

Conseqüentemente, a manutenção dos CEP centra-se maioritariamente na melhoria do desempenho dos SP. Desta forma, são utilizadas diferentes técnicas que permitam alcançar melhores resultados, incluindo a monitorização das condições durante o funcionamento, o controlo térmico ativo e o cálculo do tempo de vida útil restante [7].

O controlo térmico ativo é um dos métodos mais usados atualmente, onde o objetivo é conseguir obter um controlo térmico eficaz e, com isso, reduzir significativamente o desgaste aplicado ao dispositivo. Como consequência, o tempo médio de vida útil aumenta, favorecendo a redução de intervenções de manutenção. Um diagrama de blocos descritivo pode ser consultado na Figura 2.2.2. O controlo ativo da temperatura aplicado através de softwares dedicados influencia diretamente a temperatura da junção do SP, aumentando ou diminuindo as perdas nos dispositivos temporariamente. Os parâmetros de controlo são escolhidos através de diferentes iterações tendo em conta um determinado nível de hierarquia [8].

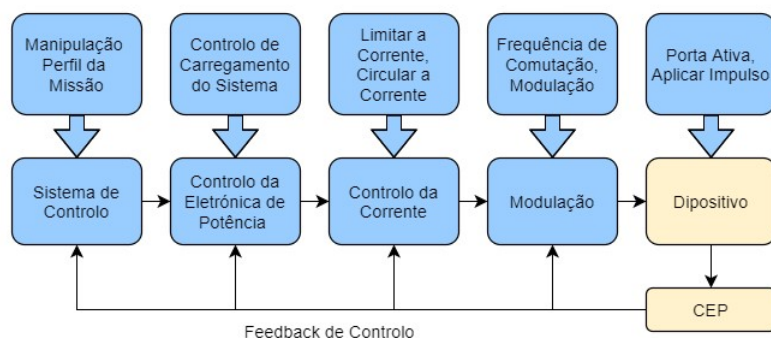


Figura 2.2.2- Diagrama de classificação de parâmetros para o controlo térmico ativo, adaptado de [8]

Os conversores de frequência são um exemplo de equipamentos que fazem uso de CEP. O seu funcionamento resume-se à retificação da energia elétrica através de módulos tirístores, é depois armazenada em condensadores. Por último, é feita a modulação com recurso a inversores compostos por IGBT, por exemplo. Desta forma obtêm-se na saída uma tensão AC que permite controlar a velocidade. No caso dos conversores de frequência da marca ABB, são aplicadas essencialmente manutenções preventivas e corretivas. Particularizando à manutenção preventiva, são feitas intervenções de conservação, que visam a limpeza de cartas eletrónicas, barramentos AC/DC, unidade de ventilação, etc. A ABB enquanto fabricante, por exemplo, recomenda que todos os equipamentos com esta topologia sejam instalados em ambientes com uma temperatura controlada, normalmente em torno dos 22°C, e se possível em salas pressurizadas [9]. Alguns exemplos de condições típicas que levam a eventuais falhas estão demonstrados na Figura 2.2.3.



Figura 2.2.3- Esquerda (Unidades de ventilação em mau estado), Direita (Dissipadores dos módulos de potência com canais entupidos) [9]

As condições de ventilação e dissipação de energia são elementos que obrigam a intervenções de manutenções regulares, e sempre que isso não sucede, o risco de falha dos demais componentes nos módulos de potência aumenta devido ao excessivo desgaste térmico a que são sujeitos.

Atualmente, a manutenção em CEP encontra-se centrada nas ações corretivas e preventivas que possuem vantagens e desvantagens. Nessa perspectiva, todas as técnicas que possam ser aplicadas com o intuito de melhorar o desempenho dos diferentes processos, assume uma relevância

acrescida. A manutenção preditiva visa otimizar as ações / intervenções, apresentando melhores resultados a todos os níveis.

2.3. Semicondutores de Potência

Os semicondutores de potência nos dias de hoje são feitos na sua grande maioria de silício ou germânio. Ainda assim já existem outros materiais, como o arsenieto, gálio, diamante e silício carboneto. As suas mais valias, no que diz respeito à velocidade de comutação e capacidade para lidar com altas tensões de bloqueio e correntes elevadas, fazem com que sejam dispositivos com utilização em CEP para diversas aplicações [10].

Como parte de extrema relevância nos CEP, os semicondutores de potência são sujeitos a diversos esforços, desde amplitudes elevadas a frequências de trabalho igualmente exigentes, provocando flutuações de temperatura interna que provocam um desgaste térmico significativo nos dispositivos. A manutenção corretiva assume-se como a principal técnica aplicada no que aos semicondutores de potência diz respeito. A manutenção preditiva tem vindo a construir o seu caminho e a pesquisa científica já nos permite explorar e tirar conclusões sobre algumas técnicas. Este último tipo de manutenção assume um papel importante e está naturalmente associada às intervenções efetuadas nos equipamentos a que fazem parte os semicondutores, como visto anteriormente, as unidades de ventilação e dissipação de potência.

2.4. Transístor Bipolar de Porta Isolada (IGBT)

O IGBT foi introduzi no mercado por volta de 1980, e facilmente tornou-se um sucesso, Figura 2.4.1. É frequentemente utilizado em diversas aplicações a nível industrial.

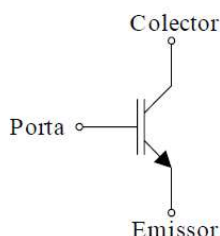


Figura 2.4.1- Símbolo de um IGBT

Até surgir o IGBT, eram usados frequentemente TBJ e MOSFET em diferentes aplicações de potência com frequências de comutação elevadas. Se se analisar os transístores bipolares de

junção (TBJ), estes apresentam boas características à condução, embora também apresentem frequências de comutação baixas principalmente na passagem ao corte. Além disso, são também dispositivos controlados por corrente, o que implica circuitos de comando mais complexos, entre outros pontos menos favoráveis. Já os MOSFET são controlados em tensão, o que simplifica os circuitos de comando, além de possuírem frequências de comutação altas, suportam tensões mais baixas. Os IGBT usufruem de características dos TBJ no que diz respeito às baixas resistências à condução e dos MOSFET no que diz respeito à porta isolada comandada por tensão, contribuindo assim para a melhoria de performance dos dispositivos, Figura 2.4.2. Em suma, a implementação de IGBT em detrimento de MOSFET, acrescenta uma melhoria na eficiência, bem como na redução do custo [10].

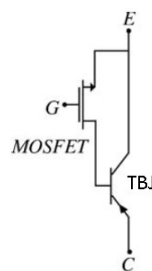


Figura 2.4.2- Configuração Híbrida de “Darlington” de MOSFET e TBJ [10]

Os circuitos de comando utilizados para colocar à condução os IGBT são muito semelhantes aos usados nos MOSFET.

Os seus regimes de funcionamento [11]:

- Sempre que $V_{GE} > V_{GELim}$ e $V_{CE} \gg V_{CESat}$ o dispositivo está na zona ativa
- Sempre que $V_{GE} > V_{GELim}$ e $V_{CE} \approx V_{CESat}$ o dispositivo está na zona de saturação
- Sempre que $V_{GE} < V_{GELim}$ o dispositivo está ao corte, impedindo a passagem de corrente.

Em eletrónica de potência é utilizada a zona de saturação no uso de IGBT.

2.5. Transístor Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET)

Um dos fatores que proporcionou o aparecimento do MOSFET (Figura 2.5.1) foi o desenvolvimento da tecnologia metalóxido-semicondutor (MOS) para microeletrónica, que abriu portas para que o mesmo conseguisse surgir em 1975 [10].

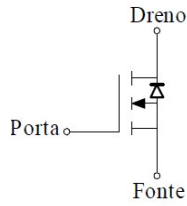


Figura 2.5.1- Símbolo de um MOSFET

Ao contrário de outras estruturas longitudinais utilizadas em microeletrônica, os MOSFET de potência fazem uso de uma estrutura vertical que permitem o aumento da corrente e tensão, Figura 2.5.2.

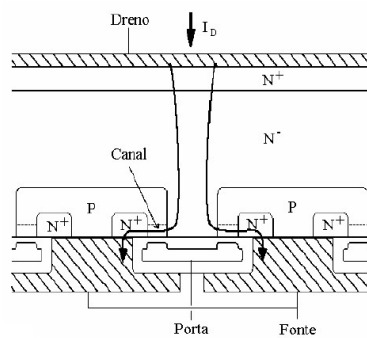


Figura 2.5.2- Estrutura física de um MOSFET

O seu funcionamento encontra-se dividido essencialmente em três diferentes regiões [11]:

- Região de resistência constante
Sempre que $V_{GS} > V_{GSLim}$ e $V_{DS} < V_{GS} - V_{GSLim}$, ou seja, quando a tensão entre a porta e fonte supera a tensão limiar, com uma tensão entre o dreno e fonte reduzida.
- Região ativa
Sempre que $V_{GS} > V_{GSLim}$ e $V_{DS} \approx V_{GS} - V_{GSLim}$, denominada de zona de corrente constante.
- Região de corte
Sempre que $V_{GS} < V_{GSLim}$, nesta zona o dispositivo não está a conduzir, sendo a corrente dreno aproximadamente zero.

Os MOSFET à semelhança dos IGBT trabalham na região de resistência constante de forma a ter uma potência dissipada em valores admissíveis, considerando as levadas tensões e correntes aplicadas.

Os MOSFET de potência mais recentes já apresentam um diodo (Figura 2.5.3) entre a fonte e o dreno, que disponibiliza uma direção inversa para a corrente do dreno [10].

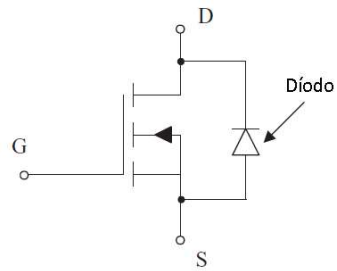


Figura 2.5.3- Diodo em anti-paralelo com o MOSFET [10]

Um dos pontos parâmetros importantes nos MOSFET de potência são as capacitâncias parasitas internas entre os diferentes terminais, tais como, porta para fonte, C_{gs} , porta para dreno, C_{gd} , e dreno para fonte, C_{ds} , podem ser vistas esquematicamente na Figura 2.5.4.

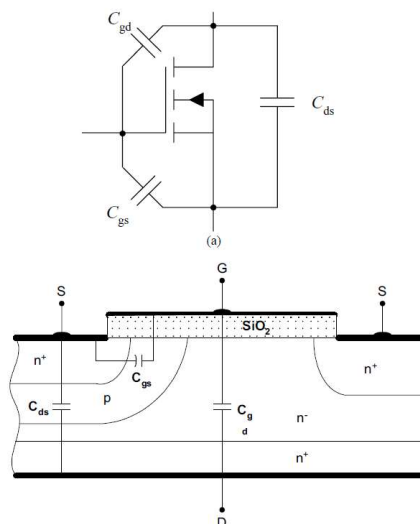


Figura 2.5.4 - Capacidades presentes em um MOSFET [10]

2.6. Manutenção em IGBT e MOSFET

A falhas associadas aos semicondutores IGBT/MOSFET estão divididas essencialmente em dois modos diferentes [12]:

- Falhas catastróficas ou intempestivas associadas ao chip semicondutor, causadas por sobretensões, sobre correntes, etc.

- Falhas associadas ao módulo, que compreende em si diferentes níveis como se pode ver na Figura 2.6.1.

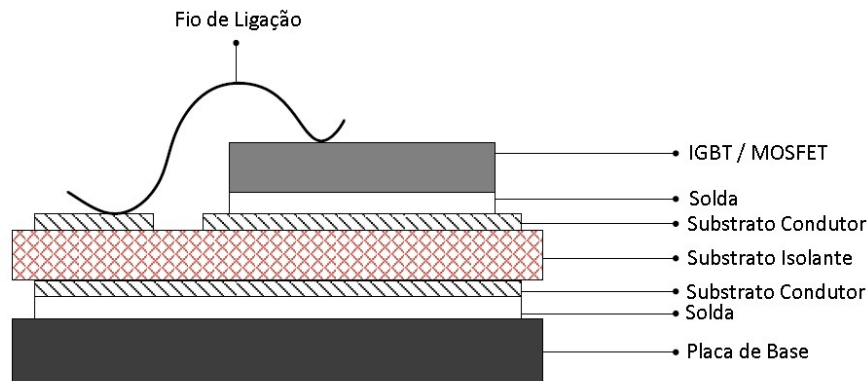


Figura 2.6.1- Módulo IGBT/MOSFET, adaptado de [7]

As falhas catastróficas têm origem em fenômenos físicos, despoletados repentinamente, o que torna muito difícil conseguir antecipar ou prever a ocorrência das mesmas. Dos CEP já fazem parte circuitos de proteção que visam proteger os SP contra essas mesmas falhas catastróficas.

Os módulos de potência, durante o seu funcionamento, estão sujeitos a consideráveis flutuações de potência e, conseqüentemente variações de temperatura. Os fenômenos descritos anteriormente obrigam o dispositivo a ter de lidar com o impacto causado na sua estrutura física. Ao longo do tempo, os pontos mais vulneráveis na estrutura começam a evidenciar desgaste que, em caso extremo, levará à falha do módulo.

Nos estudos realizados até à data, são destacadas as seguintes vulnerabilidades na estrutura de um módulo IGBT:

- A fadiga nos fios de ligação causada pelo aumento da temperatura;
- A fadiga na soldadura entre as junções dos diferentes níveis, devido aos coeficientes de expansão térmico diferentes, com o aumento da temperatura, provoca a degradação da soldadura;
- A degradação na “Gate oxide”
- A reconstrução do alumínio;

O aumento dos ciclos de comutação no módulo IGBT proporcionam um desgaste térmico, causado pelos diferentes coeficientes de expansão térmico (CTE), dando origem à fadiga nos fios de ligação e soldadura, Figura 2.6.2 [12]. Esse desgaste sofrido faz com que os fios de ligação se desliguem dos dispositivos, até que se tornam um circuito aberto [13].

Um dos métodos utilizados na manutenção dos módulos IGBT, é a monitorização da condição de funcionamento ao longo do tempo, de forma a conseguir identificar indicadores que revelem o estado de degradação do dispositivo. Para tal, é necessário conhecer previamente quais os elementos que potenciam o envelhecimento do dispositivo [12].

A degradação do dispositivo é evidenciada de forma mais significativa no aumento da tensão V_{CE} no IGBT quando se encontra à condução e ainda no aumento da resistência térmica [12]. A literatura diz-nos que o incremento de aproximadamente 5% da tensão V_{CE} quando o dispositivo se encontra à condução poderá ser um dos critérios para detetar o fim de vida útil do dispositivo, tal como o aumento da resistência térmica além dos 20% [8].

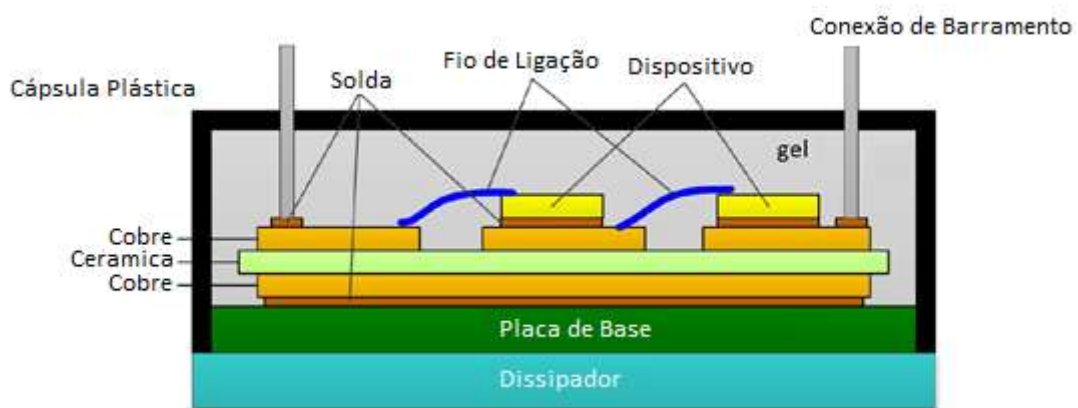


Figura 2.6.2- Esquemático da composição de um IGBT/MOSFET, adaptado de [14]

Relativamente aos MOSFET, existem muitas abordagens no que diz respeito às técnicas de manutenção aplicadas para a análise da condição de funcionamento ou até mesmo a previsão da degradação do dispositivo. No entanto, podem ser destacadas [15]:

- Cálculo da probabilidade de falha (PoF);
- Monitorização de funcionamento.

A monitorização do funcionamento permite obter informação sobre diferentes indicadores que poderão levar a uma análise sobre a degradação do dispositivo, considerando que 34% das falhas ocorridas em sistemas elétricos são devido aos circuitos de potência e na grande maioria as falhas ocorrem em MOSFET [15]. O cálculo da probabilidade de falha é feito com base nas características do dispositivo.

Essencialmente, a manutenção preditiva em SP centra-se na monitorização das condições de funcionamento ao longo do tempo, analisando diferentes parâmetros e, dessa forma, conseguir extrapolar quais serão os seus valores críticos que poderão levar à falha [16]. Para tal, é necessário existir um conhecimento prévio sobre os dispositivos no que diz respeito à sua degradação,

sabendo quais as principais causas e indicadores de envelhecimento. O seu estudo implica obter a maior quantidade de dados que possam ser utilizados como meio de comparação na monitorização de um dispositivo no seu funcionamento normal e com isso conseguir identificar regimes de funcionamento que potenciam a degradação e consequentes falhas.

Comparativamente, os MOSFET e IGBT apresentam características semelhantes no que diz respeito ao seu princípio de funcionamento, embora possam servir propósitos diferentes dependendo da aplicação. Na Tabela 2.6.1 é possível observar-se alguns dos parâmetros de desempenho de ambos.

Tabela 2.6.1- Parâmetros de desempenho de MOSFET e IGBT [11]

	MOSFET	IGBT
Tensão [V]	200	2500
Corrente [A]	18	1000
V_{Condução} [V]	3,2	4,4
F_{máx} [KHz]	10000	100
T_{on -> off} [µs]	0,14	1,4
T_{off -> on} [µs]	0,09	0,9

As principais diferenças encontram-se na tensão e corrente que suportam (superior nos IGBT) e frequências de comutação (superiores nos MOSFET).

2.7. Perdas por Potência Dissipada em Semicondutores

Durante o seu funcionamento, o dispositivo sofre constantes oscilações de temperatura devido a diferentes fatores, como as elevadas correntes que por eles percorrem, como as frequências de comutação ou até mesmo as condições no meio envolvente. Essa energia térmica gerada acaba por ser dissipada nos elementos que servem esse propósito, gerando assim perdas de potência no dispositivo.

As perdas são calculadas em dois momentos distintos, no período em que o dispositivo se encontra à condução e na comutação, classificando assim as perdas como:

- Potência de Perdas à Condução (P_{Cond});
- Potência de Perdas na Comutação (P_{Com}).

A soma das duas parcelas permite chegar ao valor total de potência dissipada no dispositivo durante um determinado regime de funcionamento. Considerando como exemplo a evolução temporal da Figura 2.7.1 para um TBJ com uma carga resistiva, é possível identificar os diferentes momentos da tensão e corrente, bem como da potência dissipada na comutação do dispositivo.

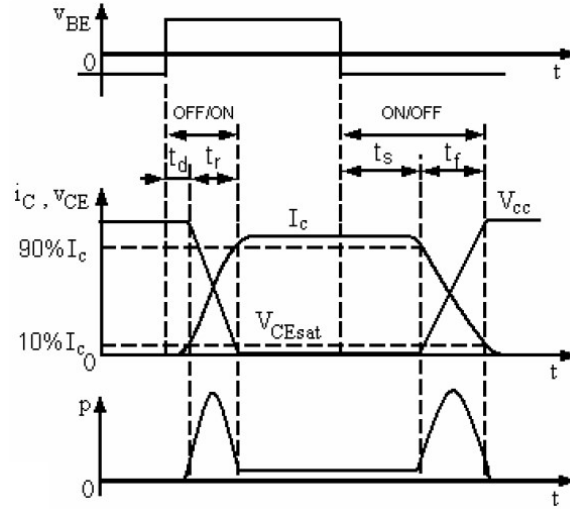


Figura 2.7.1- Evolução temporal na passagem à condução e ao corte de um TBJ para uma carga resistiva, V_{BE} – Tensão base-emissor, V_{CE} – Tensão coletor-emissor, I_C – Corrente coletor, P – Potência, T_d – tempo de atraso, T_s – Tempo de armazenamento, T_r – Tempo de subida, T_f – Tempo de descida [11]

$$PD_{Total} = P_{Cond} + P_{Com} \quad (2.7.1)$$

2.7.1. Perdas à Condução

As perdas à condução são calculadas com base no período em que o dispositivo se encontra a conduzir, isto é, permitindo a passagem de corrente pelo próprio. Dessa forma a potência será dada por:

$$P[W] = \frac{1}{T} \int_0^T V_{ds}(t) I_D(t) dt \quad (2.7.2)$$

Considerando as perdas apenas no período que o dispositivo se encontra à condução,

$$P_{cond} = \frac{1}{T} \int_0^{T_{on}} V_{Dson}(t) I_{Don}(t) dt$$

$$P_{Cond}[W] = [I_{Don} V_{Dson}] \left(\frac{T_{on}}{T} \right) \quad (2.7.3)$$

I_{Don} : Corrente de dreno durante a condução.

V_{DSon} : Tensão entre o dreno e a fonte durante a condução.

T_{on} : Tempo à condução.

T : Período

2.7.2. Perdas na Comutação

As perdas na comutação têm como principal referência o momento da passagem à condução e ao corte. Pela expressão (2.7.2) para o cálculo da potência, vamos ter a soma dos respectivos períodos. Considerando a Figura 2.7.1 como referência, na passagem à condução para um MOSFET neste caso, têm-se no período de subida, T_r :

$$I_D[A] = \frac{I_{Don}}{T_r} t \quad (2.7.4)$$

$$V_{DS}[V] = V_{DSoff} - \frac{V_{DSoff}}{T_r} t \quad (2.7.5)$$

Durante o processo de comutação ao corte, isto é, durante o tempo de descida (T_f) obtêm-se uma tensão e corrente:

$$I_D [A] = I_{Don} - \frac{I_{Don}}{T_f} t \quad (2.7.6)$$

$$V_{DS} [V] = \frac{V_{DSoff}}{T_f} t \quad (2.7.7)$$

Fazendo o respectivo cálculo da potência dissipada,

$$\begin{aligned} P_{com} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_r} \left(\frac{I_{Don}}{T_r} t \right) \left(V_{DSoff} - \frac{V_{DSoff}}{T_r} t \right) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{T_f} \left(I_{Don} - \frac{I_{Don}}{T_f} t \right) \left(\frac{V_{DSoff}}{T_f} t \right) dt \right] \\ &\quad \Leftrightarrow \\ P_{com} &= \frac{1}{T} \left[\int_0^{T_r} \left(\frac{I_{Don} V_{DSoff}}{T_r} t - \frac{I_{Don} V_{DSoff}}{T_r^2} t^2 \right) dt \right. \\ &\quad \left. + \int_0^{T_f} \left(\frac{I_{Don} V_{DSoff}}{T_f} t - \frac{I_{Don} V_{DSoff}}{T_f^2} t^2 \right) dt \right] \\ &\quad \Leftrightarrow \\ P_{com} &= \frac{I_{Don} V_{DSoff}}{T} \left(\frac{T_r}{2} - \frac{T_r}{3} + \frac{T_f}{2} - \frac{T_f}{3} \right) \end{aligned}$$

<=>

$$P_{Com}[W] = \frac{V_{DSoff} I_{Don} (T_r + T_f)}{6T} \quad (2.7.8)$$

Como tal, para o cálculo da potência dissipada serão consideradas as fórmulas calculadas em (2.7.3) e (2.7.8). De notar que se a carga for indutiva e não forem considerados circuitos de ajuda à comutação no circuito, a potência dissipada pode alcançar valores até 3 vezes superiores aos calculados nas respetivas perdas à comutação [11].

2.8. Dissipação da Potência de Perdas em Semicondutores

A potência de perdas, naturalmente, terá de ser dissipada sobre prejuízo de poder levar à destruição do dispositivo. Como tal, é necessário fazer uso de técnicas que permitam uma eficiente dissipação da energia do dispositivo para o exterior, sendo geralmente usados dispositivos dissipadores.

O processo de dissipação de energia no dispositivo ocorre através da transmissão de calor a partir da junção (T_j), encontrando-se a mesma a uma determinada temperatura, sendo transmitida por condução térmica em seguida para a cápsula do dispositivo (T_c), que passa ao dissipador (T_s) e, por último, ao ambiente (T_a) [11].

Cada um dos elementos presentes na dissipação de energia apresenta uma condutividade térmica diferente, sendo que o seu modelo elétrico equivalente pode ser simplificado como mostra a Figura 2.8.1. Sabendo as resistências térmicas de cada elemento e sabendo a temperatura a que o dispositivo se encontra, pode-se calcular a temperatura da junção.

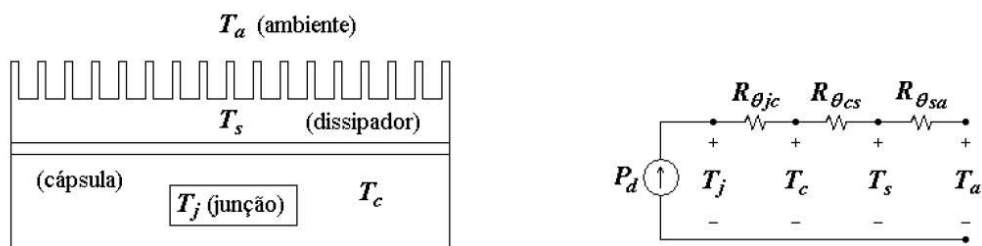


Figura 2.8.1- Esquerda (Diagrama do processo de dissipação de energia), Direita (Esquema equivalente do processo de dissipação de energia) [11]

T_a : Temperatura ambiente.

$R_{\theta jc}$: Resistência Térmica Junção-Cápsula.

T_s : Temperatura no dissipador.

$R_{\theta cs}$: Resistência Térmica Cápsula-Dissipador.

T_c : Temperatura na cápsula.

$R_{\theta sa}$: Resistência Térmica Dissipador-Ambiente.

T_j : Temperatura na junção.

P_d : Potência de Perdas.

Pelo modelo elétrico equivalente sabe-se que [11]:

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \quad (2.8.1)$$

$$T_j - T_a = R_{\theta ja} P_d \quad (2.8.2)$$

$$R_{\theta sa} = \frac{T_j - T_a}{P_d} - (R_{\theta jc} + R_{\theta cs}) \quad (2.8.3)$$

Para a persecução dos objetivos irá ser feito o dimensionamento do circuito a utilizar, seguindo-se os ensaios em simulação, expondo o dispositivo a regimes de funcionamento que potenciem o desgaste térmico que, como visto anteriormente, é uma das causas que levará os mesmos à falha. Para tal, vai ser feita a monitorização de diferentes parâmetros. O objetivo passa por identificar padrões na variação dos diferentes parâmetros ao longo do tempo e, com isso, conseguir desenvolver técnicas de manutenção preditiva. Alguns desses parâmetros são a temperatura da junção e a tensão entre o dreno e a fonte no caso do MOSFET, sendo que o foco irá incidir essencialmente no estudo da evolução da tensão V_{DS} em diferentes regimes e condições de funcionamento. Após os ensaios em simulação e as respetivas conclusões, iniciar-se-á a quarta parte do trabalho, que consiste em replicar experimentalmente os ensaios realizados em simulação, considerando sempre as limitações existentes.

3. Circuito Implementado

Neste capítulo será feita a descrição do circuito implementado, descrevendo todas as opções tomadas no seu dimensionamento, incluindo a descrição dos diferentes modos de funcionamento. Serão ainda abordados todos os ensaios realizados em simulação, com a análise de todos os resultados obtidos e respectivas conclusões.

3.1. Dimensionamento

Assumindo o pressuposto inicial de observar o funcionamento de um semicondutor de potência, neste caso em particular um MOSFET, quando sujeito a condições e regimes de funcionamento potencialmente desgastantes, foi necessário desenvolver um circuito que desse resposta aos objetivos, considerando sempre as particularidades dos ensaios, Figura 3.1.1.

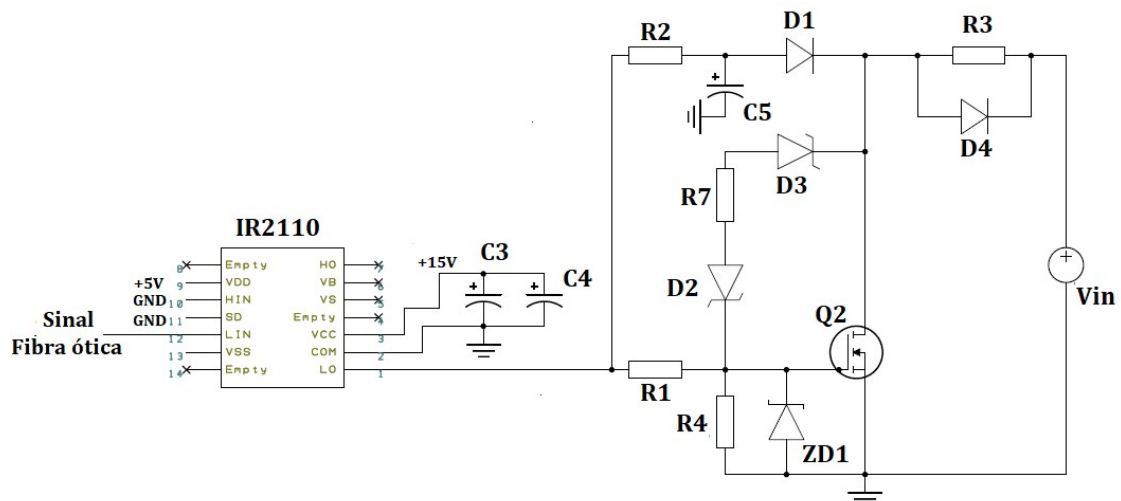


Figura 3.1.1- Circuito utilizado no ensaio experimental

Visando proteger o circuito foram tomadas algumas opções, nomeadamente a implementação de um diodo de potência em anti-paralelo D4, com a resistência de carga R3, visto que durante os ensaios foram utilizadas resistências bobinadas, i.e., que contêm indutância. Como tal, torna-se importante garantir a continuidade da energia magnética das mesmas. Foram ainda implementados dois diodos do tipo TVS, considerando a necessidade de proteger a porta do dispositivo face às tensões aplicadas em V_{in} . O diodo zener ZD1 em anti-paralelo e a resistência R4 têm como principal objetivo proteger a porta do MOSFET, uma vez que a tensão máxima em V_{GS} não excede usualmente os 20 V. A resistência R1 têm como função controlar a passagem do

dispositivo à condução e ao corte, limitando a corrente de carga/descarga da capacidade de entrada do MOSFET.

O princípio de funcionamento do circuito, no que diz respeito à evolução temporal de alguns parâmetros, pode ser consultado na Figura 3.1.2. Quando aplicada uma tensão em V_{GS} que supere a tensão de V_{GSLim} , o dispositivo é colocado à condução, aplicando uma tensão na resistência R_3 , a tensão V_{DS} assume um valor proporcional à corrente de dreno que percorre o dispositivo e à respetiva resistência R_{DSon} . Em V_{C5} obtém-se a soma da tensão aos terminais do diodo $D1$ com a tensão V_{DSon} . Quando a tensão em V_{GS} voltar a ser nula, o dispositivo estará ao corte e V_{DS} passará a ter aos seus terminais a tensão da fonte V_{in} . De realçar que a representação gráfica da Figura 3.1.2 parte de um princípio teórico, não estando representados tempos de subida e descida na comutação do dispositivo, bem como a queda de tensão na carga ou o tempo de carregamento do condensador $C5$. Todas estas particularidades e outras serão devidamente analisadas em pormenor ao longo do documento e validadas nos ensaios experimentais.

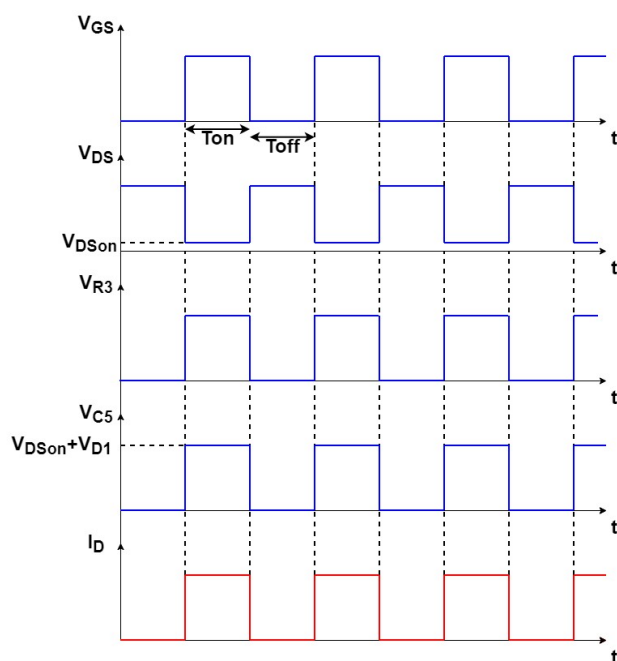


Figura 3.1.2- Evolução temporal de alguns parâmetros do circuito implementado

3.2. Medição da tensão Dreno-Fonte

A medição da tensão entre o dreno e a fonte do semiconductor é uma das principais variáveis cuja evolução nos dá indicadores objetivos sobre a condição de funcionamento do semiconductor. Como tal, a sua correta medição é um dos fatores chave nos ensaios realizados, visto que será através desses registos, entre outros igualmente importantes como a temperatura da cápsula, que

irá ser feita a validação dos resultados. A medição de V_{DS} nos terminais do próprio semicondutor apresenta algumas limitações, visto que se obtêm diferenças de potencial elevadas, ou seja, no momento em que o semicondutor se encontra ao corte (off) ter-se-á tensões na ordem das centenas de Volt e, no momento em que se encontra à condução (on), passa para tensões na ordem das unidades de Volt. Em suma, iria ter-se uma considerada perda de resolução no dispositivo de medição.

Visando ultrapassar a questão anterior, foram implementados no circuito elementos que possibilitassem uma medição mais precisa de V_{DS} , Figura 3.2.1.

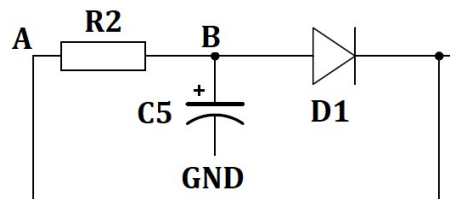


Figura 3.2.1- Circuito medição de V_{DS} indiretamente

O objetivo passa por ter o diodo (D1) que bloqueia a tensão de potência quando o dispositivo se encontra ao corte. Assim que o MOSFET entra à condução, o diodo D1 fica diretamente polarizado, passando-se a ter uma queda de tensão no condensador C5 igual à soma das tensões V_{AK} do diodo D1 e V_{DS} do SP. A constante de tempo $R2C5$ limita a subida da tensão medida.

$$V_{C5} = V_{D1} + V_{DS}$$

$$V_{DS} = V_{C5} - V_{D1} \quad (3.2.1)$$

Analisando o circuito e a respetiva malha onde se encontra o diodo, pode-se assumir que a corrente que passa pelo mesmo é dada por:

$$I_{D1} = \frac{V_A - V_B}{R2} \quad (3.2.2)$$

Considerando (3.2.2) e consultando a documentação fornecida pelo fabricante do diodo D1, é possível obter o valor aproximado da queda de tensão do mesmo à condução.

O ponto A é o ponto de medida da tensão de comando que, segundo as medições efetuadas, era de 12,5V. O ponto B é a tensão V_{C5} , medida em cada uma das situações do ensaio.

Considerando que a tensão de V_{C5} medida durante os ensaios nunca foi inferior a 6 V, pode-se assumir uma corrente máxima no diodo de:

$$I_{D1} = \frac{12,5 - 6}{100} = 65 \text{ mA} \quad (3.2.3)$$

O fabricante do diodo D1 disponibiliza na sua documentação técnica a relação entre a corrente que o percorre com a tensão aos seus terminais (Figura 3.2.2).

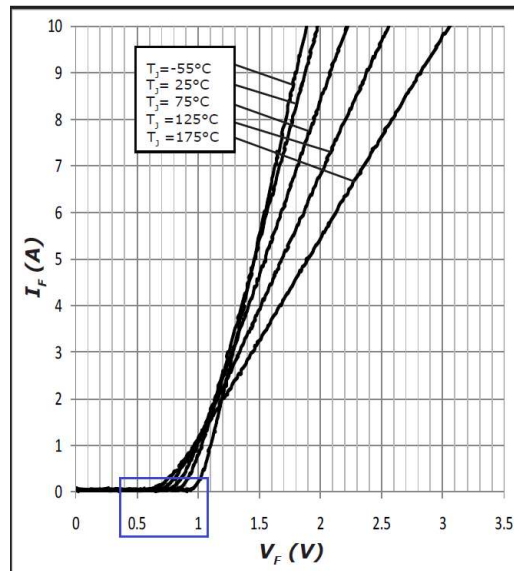


Figura 3.2.2- Gráfico da relação Tensão - corrente no diodo D1, documentação técnica do dispositivo – C4D05120A

Considerando que a corrente no diodo D1, com base no cálculo efetuado, rondou as dezenas de miliamper e considerando a relação tensão-corrente do diodo D1 fornecida pelo fabricante, pode-se assumir que a queda de tensão em D1 à condução rondará aproximadamente os 0,7 V e, como tal, esse será o valor assumido nos cálculos para a obtenção da tensão V_{DS} . De salientar que o valor calculado representa apenas uma aproximação.

3.3. Circuito de comando

Para o circuito de comando foi utilizado um microcontrolador da família PIC para gerar o sinal de comando do MOSFET com a frequência e tempo à condução pretendia, Figura 3.3.1. O respectivo código implementado pode ser consultado nos anexos. O sinal é posteriormente enviado por fibra ótica, isolando assim o sinal de comando do circuito de potência.

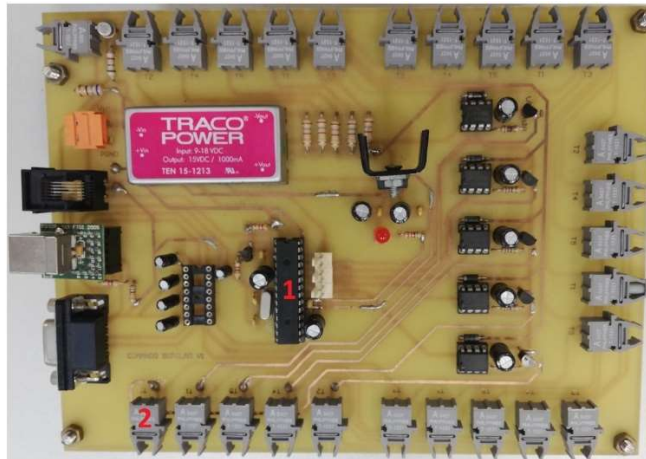


Figura 3.3.1- Placa de circuito utilizada para gerar o sinal de comando: 1- PIC 18F2331; 2- Emissor de fibra ótica HFBR

O diagrama de blocos respectivo ao circuito de comando do semicondutor pode ser consultado na Figura 3.3.2. As ligações foram efetuadas segundo a documentação técnica dos dispositivos.

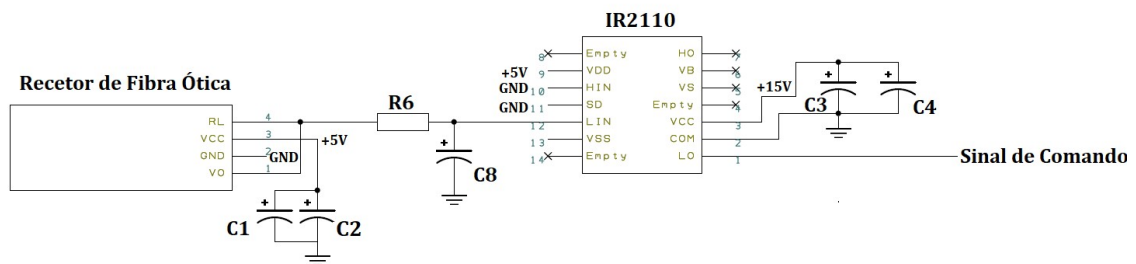


Figura 3.3.2- Circuito de comando

Para gerar o sinal de comando do semicondutor foi utilizado o integrado IR2110, frequentemente usado em montagens com MOSFET e IGBT, concebido para um funcionamento como “bootstrap”, isto é, permite por exemplo fazer o comando de dois semicondutores de um mesmo “braço” quando ligados em ponte, considerando o seu potencial flutuante. Na aplicação em causa, foi utilizado apenas para fazer o comando de um semicondutor, o MOSFET Q2.

3.4. Circuito de alimentações

O circuito de comando é alimentado a 15 V. É utilizada uma “Traco Power” na entrada da alimentação, com o objetivo de isolar os diferentes níveis de tensão, considerando que a referência à massa é única na placa de circuito, Figura 3.4.1, foi ainda acrescentado um led para indicar a presença de tensão.

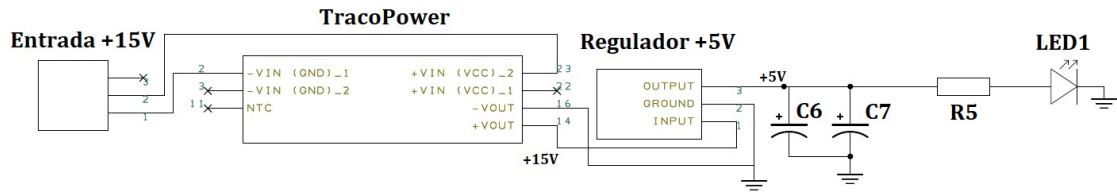


Figura 3.4.1- Circuito de alimentação Comando

Os componentes utilizados nos circuitos da Figura 3.1.1, Figura 3.3.2 e Figura 3.4.1 podem ser consultados na Tabela 3.4.1. O diodo Zener e a resistência R4 foram dimensionados com base nas limitações de tensão na porta do SP. Para os diodos TVS, D1 e D4 foi tido em consideração a tensão aplicada em V_{in} , que não excedeu os 300V. R3 é a resistência de carga, cujo valor foi alcançado considerando a corrente pretendida (aproximadamente 20A) e as limitações na potência dissipada. Para R2C5 e R6C8 foi tido em conta a constante de tempo. Os restantes condensadores foram dimensionados conforme a informação disponibilizada pelos fabricantes dos dispositivos, sendo o propósito filtrar os sinais de alimentação.

Tabela 3.4.1- Componentes utilizados no circuito

	Resistência		Capacidade		Vbrkd
R1	10Ω	C1	100μF	D1	1200V
R2	100Ω	C2	100μF	D2	400V*
R3	15,6Ω	C3	10μF	D3	300V*
R4	10kΩ	C4	10μF	D4	1200V
R5	4,7Ω	C5	5nF	ZD1	18V
R6	10Ω	C6	10μF		
R7	100Ω	C7	10μF		
		C8	100nF		

* Diodo do tipo TVS bidirecional. ** Diodo do tipo TVS unidirecional.

3.5. Circuito de Potência

Para os ensaios foi utilizada uma fonte de alta tensão. Foi integrado um condensador à entrada do circuito, em paralelo com a fonte de alimentação, através do qual será fornecida a energia na passagem à condução do dispositivo.

Pelas equações da conservação da energia sabe-se que,

$$E_{CI} = E_{CF} + E_P \quad (3.5.1)$$

E_{CI} : Energia inicial no condensador

E_{CF} : Energia final no condensador

E_p : Energia do impulso

$$\Delta V_0 = U_{dc}(1 - \alpha) \quad (3.5.2)$$

Quando aplicado o impulso na carga, considerando as leis da conservação da energia, obter-se-á um ΔV_0 na carga, que nada mais é do que a diferença entre a tensão disponível (U_{dc}) e a tensão efetivamente aplicada. Para um melhor entendimento observe-se a Figura 3.5.1.

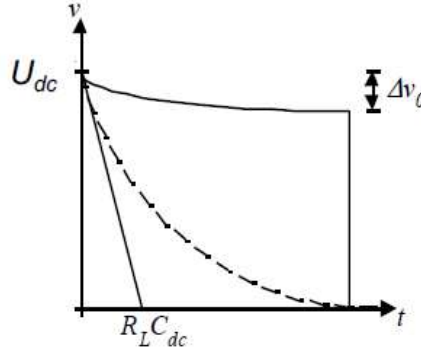


Figura 3.5.1- Queda de tensão no impulso

$$E_{cl} = \frac{1}{2} C U_{dc}^2 \quad (3.5.3)$$

$$E_{cf} = \frac{1}{2} C U_f^2 \quad (3.5.4)$$

$$E_p = \frac{U_{dc}^2}{R} T_{on} = U_{dc} I_p T_{on} \quad (3.5.5)$$

Considerando a Tabela 3.5.1,

Tabela 3.5.1- Parâmetros dos ensaios experimentais

U_{dc} [V]	300
I_p [A]	19
T_{on} [μs]	2
R [Ω]	15.6
C [μF]	2

A energia do impulso será dada por:

$$Energia_{impulso} = 300 \times 19 \times (2 \times 10^{-6}) = 11,4 \text{ mJ} \quad (3.5.6)$$

A energia inicial será dada por:

$$Energia_{CondensadorInicial} = \frac{1}{2} \times (2 \times 10^{-6}) \times 300^2 = 90 \text{ mJ} \quad (3.5.7)$$

Pode-se assim assumir que a tensão final no impulso será de aproximadamente:

$$Energia_{Cond.Final} = Energia_{Cond.Inicial} - Energia_{Impulso} \quad (3.5.8)$$

$$Uf = \sqrt{\frac{0,0912 - 0,0114}{2 \times 10^{-6}}} \times 2 \cong 280 \text{ V} \quad (3.5.9)$$

$$\alpha = \frac{Uf}{Udc} = \frac{280}{300} \cong 93 \% \quad (3.5.10)$$

Desta forma, sabe-se que a queda de tensão expectável é de 20V, aproximadamente 7 %.

3.6. Ensaios em Simulação

Os ensaios de simulação têm como objetivo analisar o comportamento do circuito, e obter informação relativamente à evolução de diferentes parâmetros, de forma a dimensionar adequadamente os ensaios experimentais e otimizar os mesmos.

Posto isto, considerando o discutido no capítulo II, um dos pontos cruciais no desempenho dos semicondutores de potência é o desgaste térmico que os mesmos sofrem ao longo do seu funcionamento. Algumas das condições que certamente provocaram o desgaste térmico são processos de dissipação defeituosos ou o próprio meio envolvente com condições propícias para o aumento exagerado da temperatura dos dispositivos. De igual modo, as condições de funcionamento, como o aumento da frequência de operação ou ser percorrido por uma corrente elevada, provocam o aumento da temperatura da junção e conseqüentemente o desgaste do dispositivo. Nesse sentido, os ensaios foram desenvolvidos com o objetivo de aumentar a temperatura da junção, quer com uma fonte de calor externo ou na alteração dos regimes de funcionamento do dispositivo. Na Figura 3.6.1 pode ver-se um diagrama que descreve os ensaios realizados.

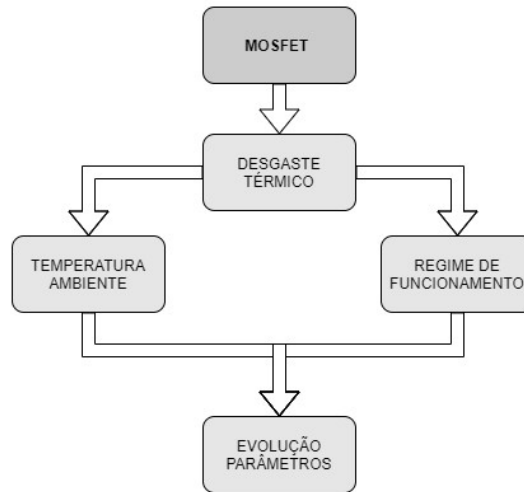


Figura 3.6.1- Diagrama descritivo trabalho realizado

Para a simulação foi usado o software LTspice XVII e os modelos de dispositivos disponibilizados pelos próprios fabricantes. Para os diferentes ensaios realizados foi feita a parametrização necessária no software de simulação, cujos parâmetros é possível observar na Tabela 3.6.1 e ser consultados com mais detalhe nos anexos.

Tabela 3.6.1- Parâmetros de simulação LTspice XVII

Parâmetros de simulação									
Gmin	Abstol	Reltol	Chgtol	Trtol	Volttol	Sstol	MinDelta Gmin	Integration Method	DC Solve Strategy
1E-12	1E-09	0,01	1E-12	1E+00	1E-06	0,001	0,0001	Trap Modified	Noopiter

Para o ensaio com o MOSFET foi utilizado um semicondutor de carboneto de silício, nomeadamente o modelo C2M0160120D do fabricante CREE, com as seguintes características:

V_{DS} : 1200 V

$I_{D@25^{\circ}C}$: 18 A

R_{DSon} : 160 m Ω

Com base nas características do dispositivo, foram realizados diferentes ensaios com o objetivo de observar a evolução de diferentes parâmetros (tensão V_{DS} e temperatura da junção) que possam ser um indicador de desgaste ou regimes de funcionamento potencialmente desgastantes. Foi tido como base o circuito em simulação da Figura 3.6.2.

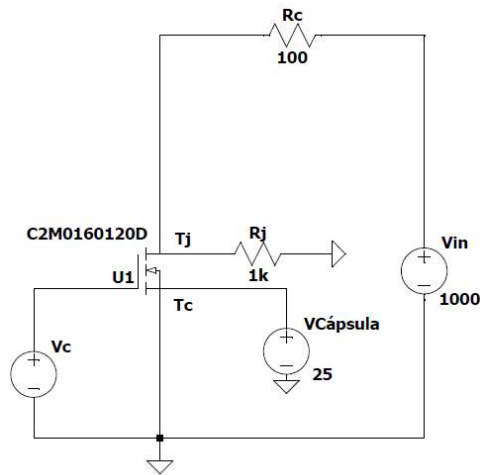


Figura 3.6.2- Circuito utilizado em simulação

O modelo de MOSFET utilizado em simulação permite definir a temperatura à qual o dispositivo está sujeito com recurso a uma fonte de tensão DC, em que o valor definido representa diretamente a temperatura na cápsula do dispositivo em graus celsius. Na Figura 3.6.2, por exemplo, pode-se observar uma temperatura de 25°C imposta ao dispositivo (VCápsula). A temperatura na junção (Tj) pode ser observada através da queda de tensão na resistência Rj. A fonte de tensão Vc representa o sinal de comando, que colocará o MOSFET à condução e ao corte com base nos parâmetros definidos.

Realizaram-se três ensaios distintos, analisando a evolução de V_{DS} e da temperatura da junção no SP. No primeiro ensaio aplicaram-se diferentes temperaturas na cápsula do SP, bem como diferentes frequências de comutação. No segundo ensaio aumentou-se a corrente de dreno para uma temperatura Tc e frequência de comutação no SP fixas. No terceiro ensaio aumentou-se o tempo à condução no SP para uma temperatura Tc e frequência de comutação no SP fixas.

3.6.1. Primeiro Ensaio em Simulação

Para o primeiro ensaio foi definido um tempo à condução fixo, bem como a tensão e corrente aplicadas na carga. Na Tabela 3.6.2 podem ser observadas as condições impostas.

Tabela 3.6.2- Condições de simulação, primeiro ensaio

Vc[V]	Trise[ns]	Tfall[ns]	Ton[μs]	T[μs]	Ib[A]	Vin[V]	Tc[°C]
20	9	14	5	Variável	10	1000	Variável

Como primeiro ensaio, procedeu-se ao aumento gradual da temperatura da cápsula, de forma a poder simular uma defeituosa dissipação de energia ou outra condição que poderá provocar o aumento da temperatura da cápsula (Tc). Foi ainda aumentada a frequência de comutação para

cada valor de temperatura imposto. Foram observados os valores da temperatura da junção, bem como da tensão aos terminais do dreno e fonte. A evolução da tensão V_{DS} e da temperatura T_j são os pontos de maior interesse a observar, como pode-se ver na forma numérica na Tabela 3.6.3 e graficamente na Figura 3.6.3.

Tabela 3.6.3- Resultados simulação, primeiro ensaio

		Tc [°C]			
		25		125	
		Tj [°C]	V _{DS} [V]	Tj [°C]	V _{DS} [V]
Frequência [Hz]	5000	25,732	1,589	125,869	2,405
	5556	25,795	1,589	125,960	2,406
	6250	25,877	1,590	126,066	2,406
	7143	25,984	1,590	126,207	2,409
	8333	26,127	1,591	126,395	2,411
	10000	26,325	1,592	126,658	2,413
	12500	26,624	1,593	127,054	2,418
	16667	27,124	1,595	127,725	2,426
	25000	28,131	1,600	129,071	2,442
	50000	31,215	1,614	133,237	2,493

Com base nos resultados obtidos, é possível concluir que a variação da temperatura teve um impacto significativo no valor da tensão entre o dreno e a fonte. Considerando a variação entre os extremos, foi observável um aumento de aproximadamente 54%, tomando como referência o valor de V_{DS} a 25°C, sendo notório o aumento representado para uma frequência de 50KHz na Figura 3.6.3. Quando se observa a variação de V_{DS} em função da frequência de comutação, o aumento que se verificou apresenta valores na ordem das dezenas de milivolt, ou seja, pouco significativo.

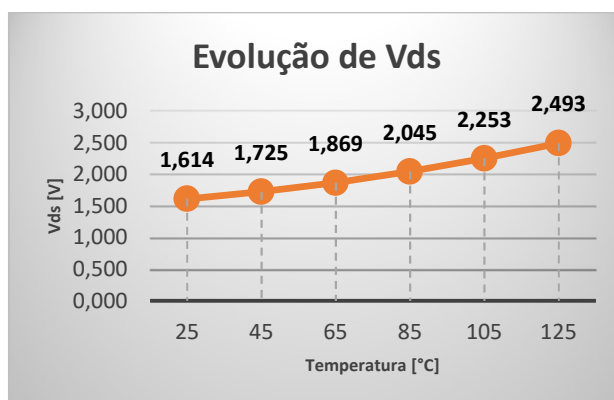


Figura 3.6.3- Gráfico da evolução de V_{DS} em simulação para uma frequência de 50KHz, primeiro ensaio

Por outro lado, observando a temperatura T_j medida, é possível identificar uma variação significativa do seu valor em função do aumento da frequência de comutação tendo como

referência a temperatura imposta, Figura 3.6.4. Os resultados são coerentes, visto que uma frequência superior para o mesmo tempo à condução, aumenta o fator de ciclo e as perdas por potência dissipada na condução, o que naturalmente origina um aquecimento superior no dispositivo refletido na temperatura da junção. Podem ser inclusive consultadas todas as perdas de potência calculadas na Tabela 3.6.4.

Fica ainda mais claro o efeito do aquecimento no dispositivo observando a Figura 3.6.4.

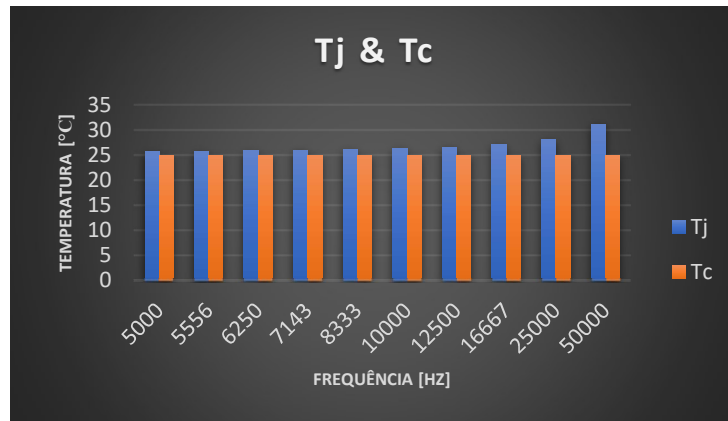


Figura 3.6.4- Gráfico da evolução de Tj em função de Tc para a temperatura de 25°C, primeiro ensaio

Para a temperatura de 25°C em Tc, o aumento é de sensivelmente 8°C em Tj no pior caso, revelando um aumento de 7%, isto é, a diferença de temperatura entre a junção e a capsula está diretamente ligada à frequência de comutação.

Foram ainda feitos os cálculos das perdas por condução e por comutação, chegando aos valores da Tabela 3.6.4.

Tabela 3.6.4- Perdas por dissipação de potência no primeiro ensaio em simulação

Frequência [Hz]	Tc [°C]						Perdas na Comutação [W]
	25			125			
	Tj [°C]	V _{DS} [V]	P _{Cond} [W]	Tj [°C]	V _{DS} [V]	P _{Cond} [W]	
5000	25,732	1,589	0,397	125,869	2,405	0,601	0,192
5556	25,795	1,589	0,441	125,960	2,406	0,668	0,213
6250	25,877	1,590	0,497	126,066	2,406	0,752	0,240
7143	25,984	1,590	0,568	126,207	2,409	0,860	0,274
8333	26,127	1,591	0,663	126,395	2,411	1,004	0,319
10000	26,325	1,592	0,796	126,658	2,413	1,207	0,383
12500	26,624	1,593	0,996	127,054	2,418	1,511	0,479
16667	27,124	1,595	1,329	127,725	2,426	2,022	0,639
25000	28,131	1,600	1,999	129,071	2,442	3,053	0,958
50000	31,215	1,614	4,034	133,237	2,493	6,233	1,917

Considerando a Tabela 3.6.4, é possível observar as perdas de potência à condução em cada um dos pontos do ensaio, bem com as perdas na comutação tendo em conta a frequência de comutação.

Em concordância com a análise anterior, a temperatura imposta juntamente com o aumento da frequência de comutação no dispositivo, apresenta uma relevância significativa nas perdas à condução, chegando a atingir um aumento superior a 6W na temperatura de 125°C em Tc.

Em suma, a temperatura a que o dispositivo está sujeito apresenta um impacto relevante e observável na tensão V_{DS} , dando indicações de que poderá ser um indicador bastante fiável na análise da condição de funcionamento do semiconductor. A variação da frequência de comutação não apresenta alterações preponderantes em V_{DS} . O mesmo já não é verdade na temperatura da junção, onde tem um impacto significativo.

3.6.2. Segundo Ensaio em Simulação

Num segundo ensaio, procedeu-se ao aumento da corrente de dreno para uma frequência de comutação fixa e nas mesmas gamas de temperatura do ensaio anterior. As condições de ensaio encontram-se resumidas na Tabela 3.6.5.

Tabela 3.6.5- Condições de simulação, segundo ensaio

Vc[V]	Trise[ns]	Tfall[ns]	Ton[μs]	T[μs]	Id[A]	Vin[V]	Tc[°C]
20	9	14	5	100	11,1	1000	Variável

Ainda que o aumento da corrente de dreno tenha sido relativamente baixa, na ordem dos 11%, verificam-se diferenças na amplitude da tensão dreno – fonte (Tabela 3.6.6), bem como diferenças na variação de temperatura entre os 25°C e os 125°C, isto é, para a corrente de 11.1 A o aumento da tensão V_{DS} foi superior em aproximadamente 100 mV comparativamente com o ensaio nos 10 A.

Tabela 3.6.6- Resultados simulação, segundo ensaio

		Tc [°C]											
		25		45		65		85		105		125	
		Tj [°C]	Vds [V]	Tj [°C]	Vds [V]	Tj [°C]	Vds [V]	Tj [°C]	Vds [V]	Tj [°C]	Vds [V]	Tj [°C]	Vds [V]
Id [A]	10	26,325	1,592	46,358	1,695	66,408	1,828	86,476	1,992	106,560	2,187	126,658	2,413
	11,1	26,594	1,785	46,645	1,901	66,715	2,050	86,805	2,234	106,907	2,452	127,017	2,704

Comparando graficamente (Figura 3.6.5), a tendência de aumento é observável para cada um dos pontos de ensaio.

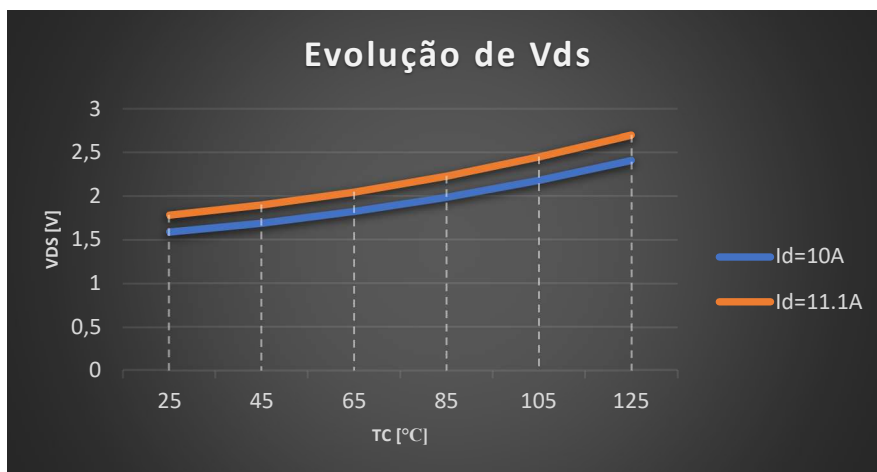


Figura 3.6.5- Comparação da evolução de V_{DS} para diferentes correntes, ensaios em simulação

As diferenças observadas indicam uma tendência justificada, já que para uma corrente superior a queda de tensão dreno-fonte será naturalmente superior. A potência dissipada no período à condução apresentará igualmente um aumento, causando no dispositivo um desgaste maior.

3.6.3. Terceiro Ensaio em Simulação

Por último foi feito um ensaio que visou o aumento do tempo à condução do dispositivo. O objetivo centrou-se novamente em observar a temperatura da junção e da tensão V_{DS} . As condições de ensaio encontram-se na Tabela 3.6.7.

Tabela 3.6.7- Condições de simulação, terceiro ensaio

Vc[V]	Trise[ns]	Tfall[ns]	Ton[μs]	T[μs]	Id[A]	Vin[V]	Tc[°C]
20	9	14	50	100	10	1000	105

Desta feita, foi mantida fixa a temperatura no dispositivo nos 105°C para uma frequência de comutação de 10KHz. As diferenças em cada um dos parâmetros observados é objetiva, Tabela 3.6.8.

Tabela 3.6.8- Resultados simulação, terceiro ensaio

Tempo à Condução [μs]	Tj [°C]	V _{DS} [V]	P _{Cond} [W]
5	106,560	2,187	1,094
50	115,801	2,290	11,448

Graficamente na Figura 3.6.6 é igualmente identificável uma subida significativa da tensão V_{DS} e temperatura T_j em função do tempo à condução, isto é, o aumento do fator de ciclo.

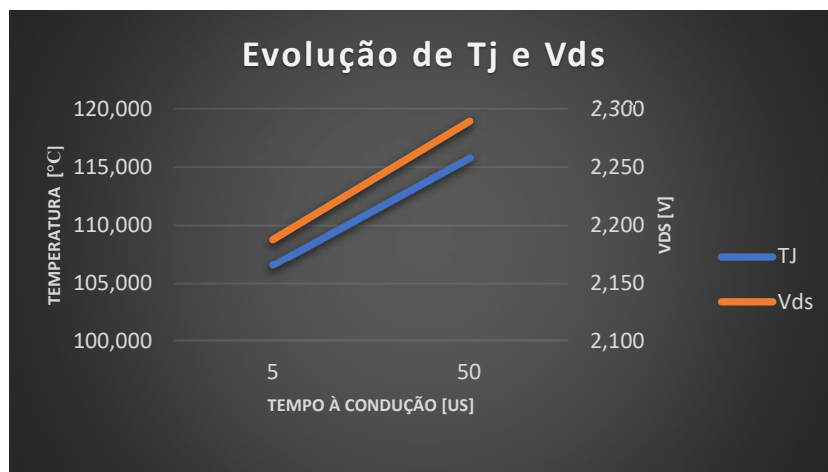


Figura 3.6.6- Evolução de Tj e Vds para diferentes tempos à condução, ensaios em simulação

Os resultados foram novamente esclarecedores comparando com os resultados obtidos para um tempo à condução de 5 μ s. A potência dissipada à condução no dispositivo destaca-se, apresentando um aumento superior a 10W. Este aumento justifica-se com o facto de se ter aumentado significativamente o fator de ciclo, de 5% para 50% e, como se sabe, é diretamente proporcional no cálculo das perdas à condução. A temperatura Tj, tal como se comprova na Tabela 3.6.8 e na Figura 3.6.6, apresenta um aumento significativo comparativamente à temperatura imposta (105°C), à semelhança do que já tinha sido identificado e explorado no primeiro ensaio.

3.6.4. Conclusões dos Ensaio em Simulação

Os ensaios em simulação mostram que o desgaste térmico é um dos fatores preponderantes na redução do tempo de vida útil dos dispositivos. Foi identificável e notória a tendência de aumento da tensão entre o dreno e a fonte sempre que temperatura na cápsula do dispositivo aumentava. Por outro lado, foi igualmente observável o aumento de Tj sempre que se colocou o dispositivo em regimes de funcionamento propícios ao aumento da potência dissipada, quer seja pelo aumento da corrente ou do fator de ciclo.

Independente de ser através do seu regime de funcionamento ou através de uma fonte externa, sempre que são criadas condições que propiciem o desgaste térmico a tensão dreno-fonte apresenta uma tendência de aumento clara e objetiva.

4. Implementação experimental e análise dos resultados

4.1. Diagrama de ensaios realizados

Face ao desafio de conseguir criar as mesmas condições dos ensaios em simulação e considerando os indicadores observados durante esse período, a variação da temperatura é objetivamente um dos fatores de extrema relevância nos objetivos propostos. Como tal, foi necessário implementar um sistema na prática que permitisse elevar a temperatura da case do SP (com fins de simular uma dada situação de aquecimento) e que fosse possível ajustar, conforme a condição do respetivo ensaio. Para que fosse possível, foram analisadas diferentes formas de alcançar o objetivo, chegando à solução final representada na Figura 4.1.1.

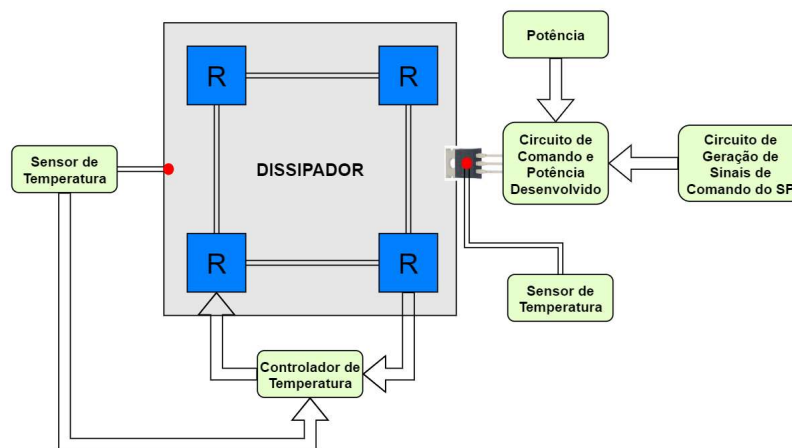


Figura 4.1.1- Diagrama de blocos ensaio experimental

Considerando a Figura 4.1.1, foram colocadas 4 resistências de potência acopladas a um dissipador com uma dimensão suficiente para que garanta inércia térmica, por forma a obter-se estabilidade na variação da temperatura. Para o controlo, foi usado um controlador de temperatura com uma saída a relé. Tendo em conta o setpoint definido e o feedback do sensor de temperatura, é aplicada a tensão da rede (230VAC 50Hz) nas resistências em serie. Para o feedback de temperatura do dissipador foi utilizado um sensor do tipo termistor, nomeadamente uma NTC (“Negative Temperature Coefficient”).

O dispositivo de potência (MOSFET) ficará acoplado através de uma placa eletricamente não condutora que, ao ser aparafusada em dois pontos, irá pressionar o dispositivo contra o dissipador, Figura 4.1.2. Assim, o dispositivo ficará sujeito a uma temperatura na cápsula semelhante à do dissipador, sendo que não será exatamente igual devido a diferentes fatores, um dos quais, a película de cerâmica utilizada para isolar a zona de dreno que estará em contacto com o dissipador e que não apresenta uma condutividade térmica ideal.

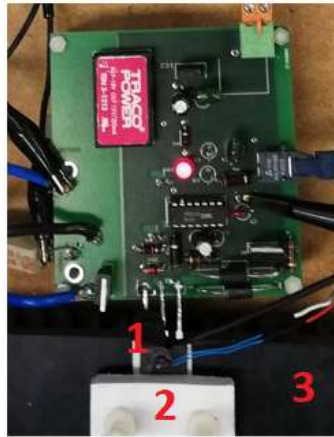


Figura 4.1.2- Fixação do MOSFET no dissipador: 1- MOSFET; 2- Placa de fixação; 3- Dissipador de potência

No dissipador de potência e na cápsula do dispositivo foi colocado um termistor com recurso a uma cola especial (marca Fischerelektronik, modelo WLK DK10), concebida para este tipo de aplicações onde é necessária uma boa condutividade térmica. Foram ainda utilizadas duas ventoinhas, com o propósito de impedir que a temperatura subisse excessivamente no dissipador e, desta forma, conseguir manter um controlo de temperatura o mais constante possível. Todos os elementos descritos anteriormente e visíveis no diagrama da Figura 4.1.1 podem igualmente ser vistos com mais detalhe na Figura 4.1.3.

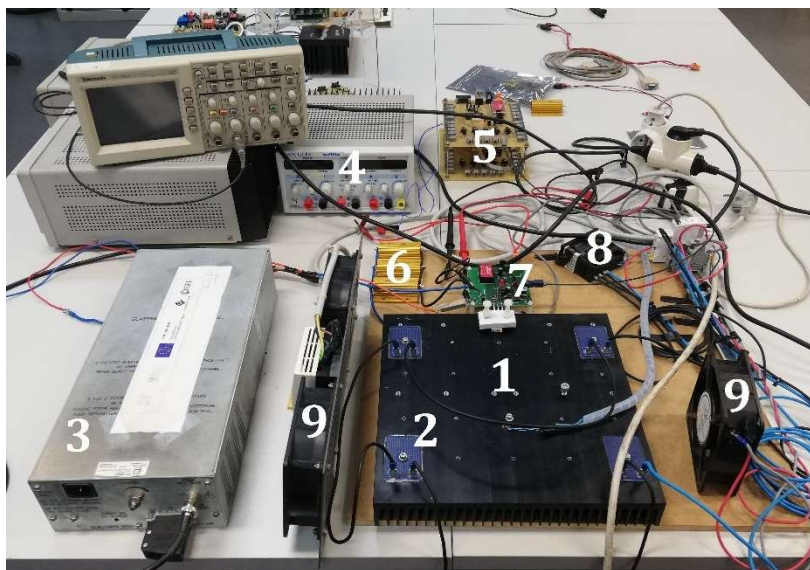


Figura 4.1.3- Ambiente de ensaio experimental

Tal como descrito anteriormente, foi implementado um dissipador de potência (1), juntamente com 4 resistências de potência (2), para a alimentação de potência foi utilizada a fonte de alta tensão (3), para a tensão de comando a fonte (4), os sinais de comando foram gerados pelo circuito (5). As resistências de carga podem ser observadas em (6), bem como a placa do circuito desenvolvido (7). O controlo de temperatura é feito pelo controlador (8), com o auxílio de duas ventoinhas (9).

4.2. Controlador de temperatura

O controlador de temperatura escolhido (marca RS Pro, modelo Thermostat 1241054), Figura 4.2.1, disponibiliza uma saída a relé (230Vac, 50Hz), com dois contactos (NO e NC), tendo apenas uma entrada para sensores do tipo NTC, alimentado a 230 Vac, 50Hz. Na sua parametrização, além do setpoint, permite ainda a definição de uma histerese na saída, entre outras configurações não utilizadas na aplicação em causa.

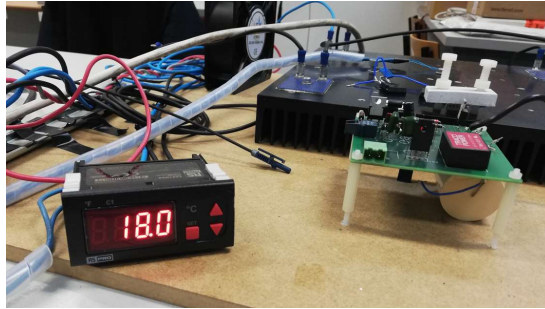


Figura 4.2.1- Controlador de temperatura utilizado nos ensaios experimentais

Foi configurado o modo de aquecimento, cujo funcionamento é descrito graficamente na Figura 4.2.2 onde a saída do controlador só passa ao estado lógico “0”, contacto aberto, sempre que a temperatura seja superior à histerese superior (H_{sup}). No sentido inverso, quando a temperatura é inferior à histerese inferior (H_{inf}), a saída do controlador passa ao estado “1”, fechando o respetivo contacto a relé, aplicando uma tensão nas resistências, provocando o seu aquecimento.

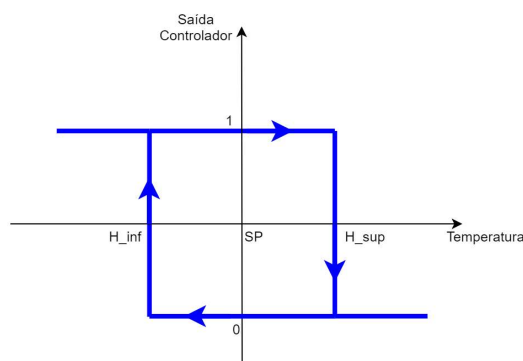


Figura 4.2.2- Banda de histerese no controlador de temperatura, H_{inf} – Histerese inferior, H_{sup} – Histerese superior, SP - Setpoint

4.3. Sensor de temperatura

Para o sensor de temperatura foi utilizado um termístor do tipo NTC (“Negative Temperature Coefficient”). Neste tipo de sensores observa-se uma diminuição da resistência proporcional ao

aumento da temperatura tendo em conta a sua equação característica. Este sensor é da marca TDK, modelo B57861S.

Considerado que a variação da resistência em função da temperatura não apresenta uma relação linear, é necessário recorrer a uma aproximação dada pela equação (4.3.1):

$$T = \frac{\beta}{\ln\left(\frac{R_t}{R_x}\right)} \quad (4.3.1)$$

O valor de β está disponível no catálogo do modelo utilizado,

$$\beta = 3988 \text{ K}$$

R_t corresponde ao valor de resistência lido diretamente no termistor, R_x é dado por:

$$R_x = R_0 e^{-\frac{\beta}{T_0}} \quad (4.3.2)$$

R_0 corresponde à resistência do termistor para uma temperatura de 25°C (T_0) de referência, o respetivo valor está disponível no catálogo do sensor,

$$R_0 = 10000 \Omega$$

Dada a necessidade de converter a temperatura de graus celsius para kelvin, logo:

$$T_0[^\circ\text{C}] = 25 + 275 \text{ K}$$

$$R_x = 10000 e^{-\frac{3988}{25+275}} \quad (4.3.3)$$

$$R_x = 0,015418 \Omega$$

Sabe-se assim que a temperatura pode ser obtida pela aproximação da equação (4.3.4)

$$T[^\circ\text{C}] = \frac{3988}{\ln\left(\frac{R_t}{0,015418}\right)} \quad (4.3.4)$$

4.4. Condições de Ensaio

A medição da temperatura no dispositivo foi feita com recurso a uma NTC igual à utilizada no circuito de controlo de temperatura. A mesma foi colada ao dispositivo como referido anteriormente, sendo que durante os ensaios foi feito o registo do valor da resistência, que varia

em função da temperatura. A Medição de V_{DS} foi realizada indiretamente como já referido, através da queda de tensão no condensador C5.

Não sendo possível replicar todos os ensaios em simulação na prática devido às limitações físicas, foram tomadas opções que permitissem concluir sobre os objetivos com os meios disponíveis. Um dos fatores importantes e limitativos foi o facto de não ser possível aumentar o fator de ciclo até valores muito altos, visto que iria gerar uma potência dissipada elevada na resistência de carga. Assim, por forma a suprimir essa limitação, optou-se por aumentar a corrente de dreno, baixando o valor da resistência de carga. Todos os ensaios experimentais foram posteriormente replicados em simulação para as mesmas condições, de forma a validar os mesmos.

Foi assim feito o cálculo da potência dissipada na resistência de carga, percebendo se estava enquadrada nas suas respetivas características:

$$P = RI_{rms}^2 \quad (4.4.1)$$

$$I_{rms} = I_{Pico} \sqrt{\frac{T_{on}}{T}} \quad (4.4.2)$$

Foram utilizadas 3 resistências de potência em paralelo de 47Ω de 100W cada uma.

$$R_{Equivalente} = \frac{1}{\left(\frac{1}{47}\right) + \left(\frac{1}{47}\right) + \left(\frac{1}{47}\right)} = 15,6 \Omega \quad (4.4.3)$$

Foi aplicada uma tensão de aproximadamente 300 V:

$$I_{Pico} = \frac{V}{R} = \frac{300}{15,6} = 19,23 \text{ A} \quad (4.4.4)$$

Os ensaios foram realizados com três frequências de comutação diferentes, de 10 Hz, 100 Hz e 1000 Hz, sempre com um tempo à condução do SP de $2 \mu\text{s}$. Desta forma, obteve-se uma corrente eficaz nos três cenários de aproximadamente:

$$I_{rms10Hz} = 19,23 \sqrt{\frac{2}{100000}} = 86 \text{ mA} \quad (4.4.5)$$

$$I_{rms100Hz} = 19,23 \sqrt{\frac{2}{10000}} = 270 \text{ mA} \quad (4.4.6)$$

$$I_{rms1000Hz} = 19,23 \sqrt{\frac{2}{1000}} = 860 \text{ mA} \quad (4.4.7)$$

Novamente para os três cenários obter-se-á uma potência dissipada de:

$$P_{10Hz} = 15,6 \times 0,086^2 = 0,12 \text{ W} \quad (4.4.8)$$

$$P_{100Hz} = 15,6 \times 0,27^2 = 1,15 \text{ W} \quad (4.4.9)$$

$$P_{1000Hz} = 15,6 \times 0,86^2 = 11,54 \text{ W} \quad (4.4.10)$$

Considerando as características de cada resistência, as potências calculadas estão enquadradas nos limites das mesmas (Potência dissipada < 100 W).

Em todos os ensaios experimentais foram observadas as formas de onda da tensão V_{GS} (Porta-Fonte), V_{DS} (Dreno-Fonte), V_{C5} (Condensador C5) e da corrente I_D (Corrente de dreno).

4.5. Primeiro Ensaio Experimental

Foi realizado segundo as condições da Tabela 4.5.1:

Tabela 4.5.1- Condições ensaio experimental, primeiro ensaio

Condições:	Vc[V]	T[ms]	Ton[μs]	F[Hz]	Rc[Ω]	I _D [A]	Vin[V]
	15	100	2	10	15,6	19,23077	300
Objetivo:	Monitorizar a tensão V_{DS} , temperatura Tc e corrente de dreno I_D						

Para uma frequência de comutação de 10 Hz, foi imposta uma temperatura no dissipador a variar entre os 25° e os 80°C, obtendo os resultados indicados na Tabela 4.5.2, o valor de V_{DS} foi calculado segundo (3.2.1).

Tabela 4.5.2- Resultados primeiro ensaio Experimental e em ambiente de simulação (V_{DS_Sim})

T _s [°C]	T _c [°C]	V _{C5} [V]	I _D [A]	V _{DS} [V]	V _{DS_Sim} [V]
25,00	25,22	6,60	18,40	5,90	6,59
30,00	29,07	6,60	18,60	5,90	6,62
40,00	37,03	6,60	18,60	5,90	6,66
50,00	44,59	6,64	18,60	5,94	6,72
60,00	51,92	6,68	18,60	5,98	6,78
70,00	60,57	6,72	18,60	6,02	6,88
80,00	68,15	6,84	18,60	6,14	6,99

Apresenta-se na Figura 4.5.1 as formas de onda da tensão aos terminais do condensador C5 para duas temperaturas diferentes na cápsula do SP.

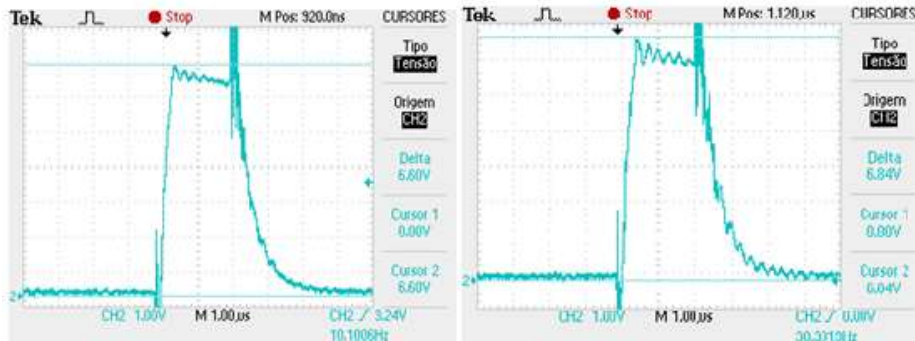


Figura 4.5.1- Forma de onda de V_{C5} primeiro ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 68°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Só a partir dos 35°C de temperatura aproximadamente na cápsula do MOSFET é que foi possível identificar um real aumento da tensão V_{C5} . Na Figura 4.5.2 pode-se observar a diferença entre os 37°C e 68°C, identificando um aumento da tensão V_{C5} em consequência do aumento da tensão entre o dreno e a fonte do dispositivo.

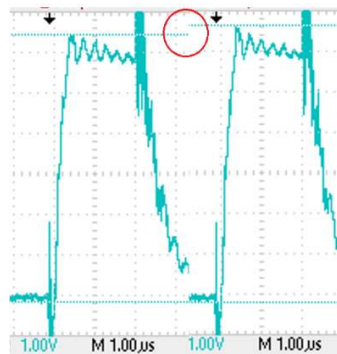


Figura 4.5.2- Primeiro ensaio experimental, esquerda: V_{C5} para uma temperatura de 37°C em T_c , direita: V_{C5} para uma temperatura de 68°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Comprando com os resultados experimentais e em ambiente de simulação para as mesmas condições de ensaio, com base na Tabela 4.5.2, obteve-se a Figura 4.5.3.

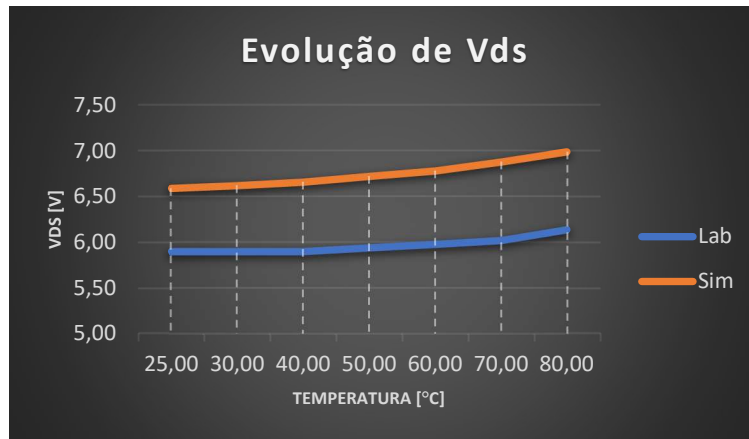


Figura 4.5.3-Evolução V_{DS} , primeiro ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim- Simulação

A tensão V_{DS_Lab} foi calculada segundo (3.2.1). Os resultados demonstram que a tendência de aumento da tensão V_{DS} é semelhante em ambos os casos e a respetiva ordem de grandeza aproxima-se. As diferenças podem justificar-se pelo facto da tensão V_{DS} em laboratório ter sido medida indiretamente, considerando que foi assumido um valor de referência para a tensão V_{D1} . No ensaio experimental obteve-se um aumento em V_{DS} de 240 mV, aproximadamente 4%, em simulação V_{DS} aumentou 400 mV, aproximadamente 6 %.

Foram ainda registadas as formas de onda da tensão V_{DS} , tensão V_{GS} e corrente I_D , Figura 4.5.4. De salientar a tensão V_{GS} , que apresenta um valor abaixo dos 15 V.

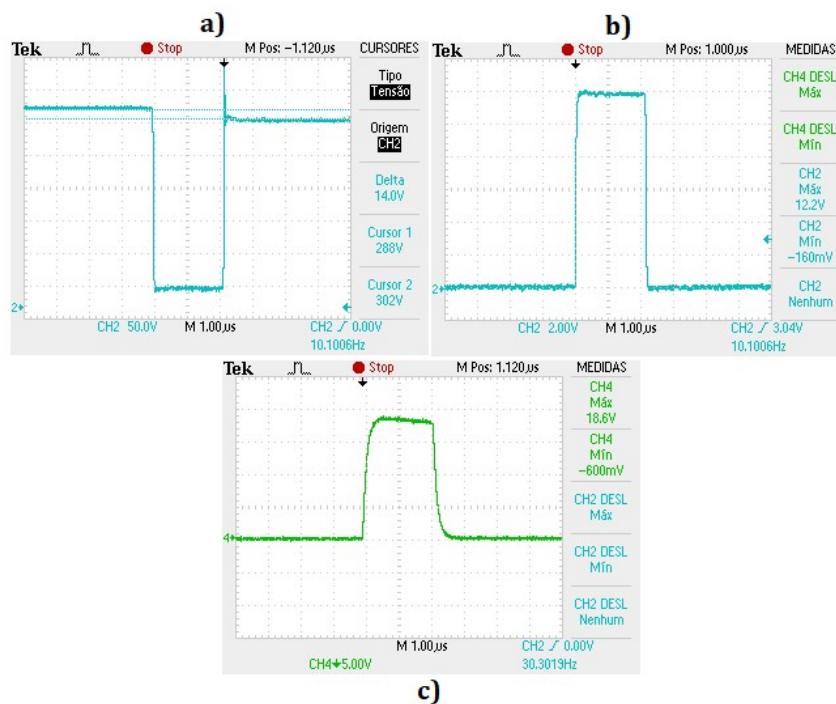


Figura 4.5.4- Primeiro ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 50 V/div), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 2 V/div), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 5 V/div)

Considerando a Figura 4.5.4 a) observa-se que o patamar do impulso na carga apresenta um decaimento. Tal deve-se ao facto da energia transferida não ser uma parcela pequena da energia armazenada.

Considerando a Figura 4.5.4 a), a queda de tensão registada durante o impulso foi de aproximadamente 14V,

$$\Delta V_0 = \frac{14}{302} \times 100 = 4,6\% \quad (4.5.1)$$

O valor obtido experimentalmente enquadra-se dentro do valor calculado teoricamente (aproximadamente 7%).

A tensão aos terminais de V_{C5} apresenta uma sobrelevação, como é possível ver na Figura 4.5.1. Esta sobrelevação da tensão acontece no momento em que o semiconductor passa ao corte. Deve-se essencialmente à existência de indutâncias parasitas e ao efeito da modulação na região quase intrínseca. Para o estudo em questão essas mesmas sobrelevações não influenciaram os objetivos.

Analisando a forma de onda de V_{C5} da Figura 4.5.5, e sabendo que o condensador $C5$ utilizado é de 5nF, e a resistência $R2$ é de 100Ω , obteve-se a seguinte constante de tempo:

$$\tau = RC$$

$$\tau = 100 \times 5 \times 10^{-9} = 0,5 \mu s \quad (4.5.2)$$

Pela Figura 4.5.5 conseguiu-se identificar o tempo que o condensador $C5$ demora a atingir o seu valor máximo, sendo coerente com o cálculo teórico da constante de tempo (4.5.2).

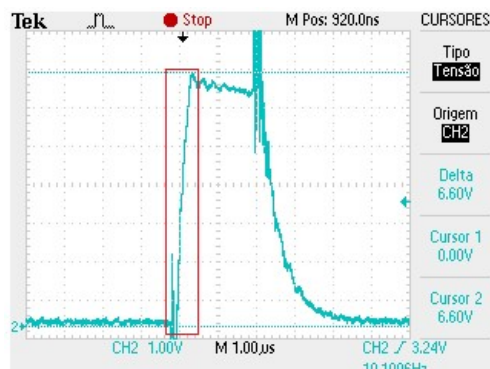


Figura 4.5.5- Primeiro ensaio experimental, Forma de onda V_{C5} (Ganho horizontal: 1 $\mu s/div$, Ganho vertical: 1 V/div)

4.6. Segundo Ensaio Experimental

O segundo ensaio foi realizado segundo as condições da Tabela 4.6.1:

Tabela 4.6.1- Condições ensaio experimental, segundo ensaio

Condições:	Vc[V]	T[μ s]	Ton[μ s]	F[Hz]	Rc[Ω]	I _D [A]	Vin[V]
	15	10000	2	100	15,6	19,23	300
Objetivo:	Monitorizar a tensão V _{DS} , temperatura Tc e corrente de dreno I _D						

Para uma frequência de comutação de 100 Hz, foi replicado o 1º ensaio, obteve-se os resultados da Tabela 4.6.2. O valor de V_{DS} foi calculado segundo (3.2.1).

Tabela 4.6.2- Resultados segundo ensaio experimental e em ambiente de simulação (Vds_Sim)

Ts [°C]	Tc [°C]	V _{C5} [V]	I _D [A]	V _{ds} [V]	V _{ds_Sim} [V]
25,00	25,45	6,92	19,00	6,22	6,59
30,00	29,04	6,92	19,00	6,22	6,62
40,00	35,81	6,92	19,20	6,22	6,65
50,00	43,47	7,00	19,00	6,30	6,71
60,00	49,78	7,08	19,20	6,38	6,77
70,00	59,55	7,08	19,20	6,38	6,87
80,00	68,80	7,16	19,20	6,46	6,99

Os resultados apresentam novamente uma tendência crescente no que diz respeito ao valor da tensão de V_{DS}. Na Figura 4.6.1 estão representadas as formas de onda experimentais de V_{C5} para duas temperaturas de Tc diferentes.

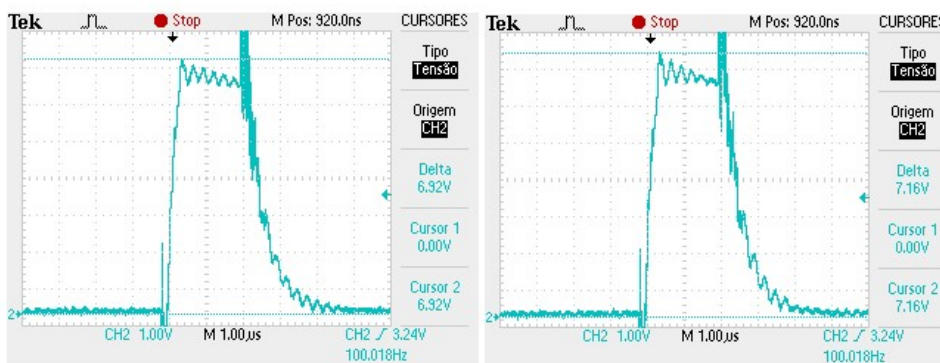


Figura 4.6.1- Forma de onda de V_{C5} segundo ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 29°C em Tc, direita: Para uma temperatura de 68°C em Tc
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Na Figura 4.6.2 pode-se novamente comprovar o aumento na tensão V_{DS} proporcional ao aumento da temperatura na cápsula do dispositivo.

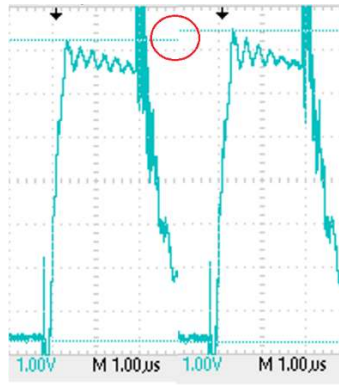


Figura 4.6.2-Segundo ensaio experimental, esquerda: V_{cs} para uma temperatura de 29°C em T_c , direita: V_{cs} para uma temperatura de 68°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Na Figura 4.6.3 obteve-se a comparação dos resultados experimentais e em ambiente de simulação, para a tensão V_{DS} , com base na Tabela 4.6.2.

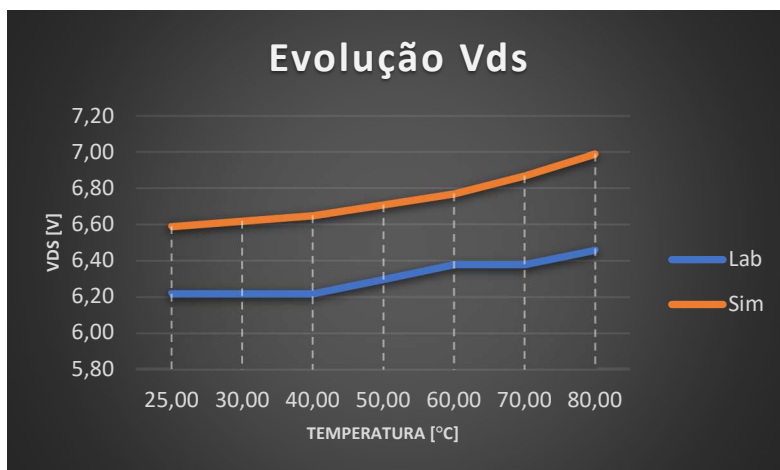


Figura 4.6.3-Evolução V_{DS} , segundo ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim- Simulação

No ensaio experimental obteve-se uma variação em V_{DS} de 240 mV, aproximadamente 4%, em ambiente de simulação obteve-se 400 mV, aproximadamente 6% de aumento. De notar um ligeiro aumento na amplitude da tensão comparativamente ao ensaio com 10 Hz.

As forma de onda de V_{DS} , V_{GS} e corrente de dreno, Figura 4.6.4, não apresentam diferenças significativas quando comparadas com os resultados anteriores. Ainda assim, de destacar a queda de tensão em V_{DS} que subiu ligeiramente e a corrente de dreno que subiu algumas centenas de miliamper.

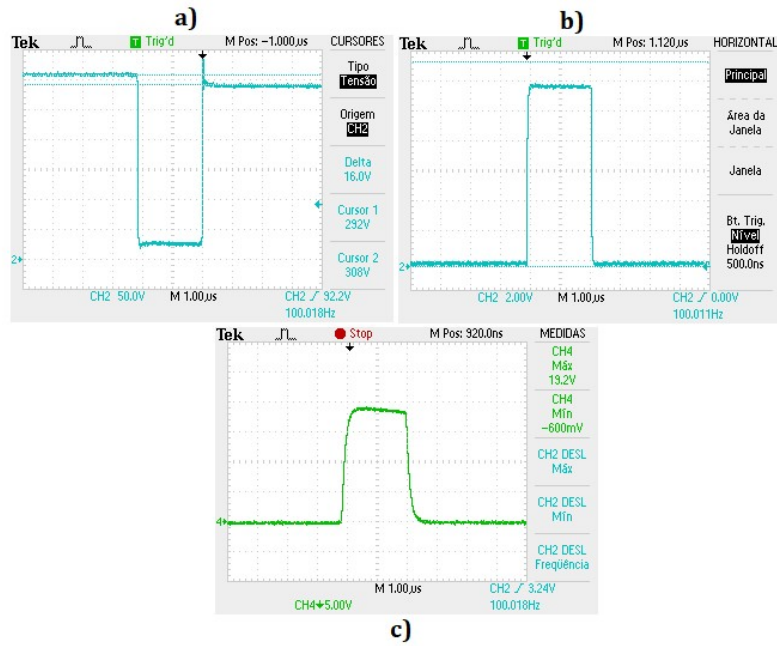


Figura 4.6.4- Segundo ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: $50 \text{ V}/\text{div}$), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: $2 \text{ V}/\text{div}$), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: $5 \text{ V}/\text{div}$)

Considerando a Figura 4.6.4 a), observa-se novamente que o patamar do impulso na carga apresenta um decaimento. A queda de tensão registada foi de aproximadamente 16V,

$$\Delta V_0 = \frac{16}{302} \times 100 = 5,3\% \quad (4.6.1)$$

4.7. Terceiro Ensaio Experimental

O terceiro ensaio foi realizado segundo as condições da Tabela 4.7.1:

Tabela 4.7.1-Condições ensaio experimental, terceiro ensaio

Condições:	$V_c[\text{V}]$	$T[\mu\text{s}]$	$T_{on}[\mu\text{s}]$	$F[\text{Hz}]$	$R_c[\Omega]$	$I_D[\text{A}]$	$V_{in}[\text{V}]$
	15	1000	2	1000	15,6	19,23	300
Objetivo:	Monitorizar a tensão V_{DS} , temperatura T_c e corrente de dreno I_D						

Para uma frequência de comutação de 1000 Hz, o ensaio foi repetido, obtendo os resultados da Tabela 4.7.2. O valor de V_{DS} foi calculado segundo (3.2.1).

Tabela 4.7.2- Resultados terceiro ensaio experimental e em ambiente de simulação (V_{DS_Sim})

T_s [°C]	T_c [°C]	V_{C5} [V]	I_D [A]	V_{DS} [V]	V_{DS_Sim} [V]
25,00	25,56	7,00	19,00	6,30	6,59
30,00	31,06	7,00	19,00	6,30	6,63
40,00	37,81	7,00	19,00	6,30	6,67
50,00	44,94	7,04	19,00	6,34	6,73
60,00	55,85	7,08	19,00	6,38	6,84
70,00	63,15	7,12	19,00	6,42	6,93
80,00	70,31	7,20	19,00	6,50	7,03

Os resultados demonstram novamente a tendência de aumento da tensão V_{C5} . Salienta-se um ligeiro aumento na respectiva amplitude da tensão que, comparando em diferentes temperaturas de T_c , apresenta diferenças observáveis (200 mV) na Figura 4.7.1 e Figura 4.7.2.

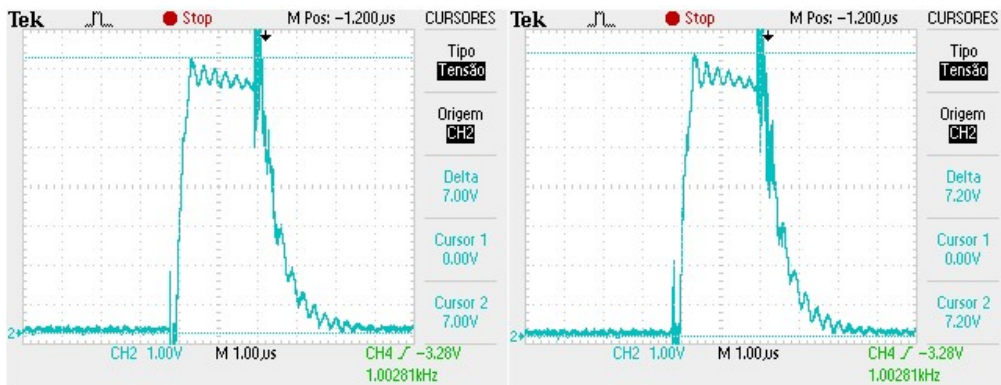


Figura 4.7.1- Forma de onda de V_{C5} terceiro ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 70°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

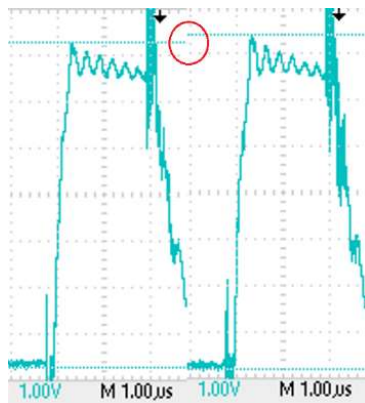


Figura 4.7.2- Terceiro ensaio experimental, esquerda: V_{C5} para uma temperatura de 25°C em T_c , direita: V_{C5} para uma temperatura de 70°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Na Figura 4.7.3 obteve-se novamente a comparação dos resultados experimentais e em ambiente de simulação, com base na Tabela 4.7.2.

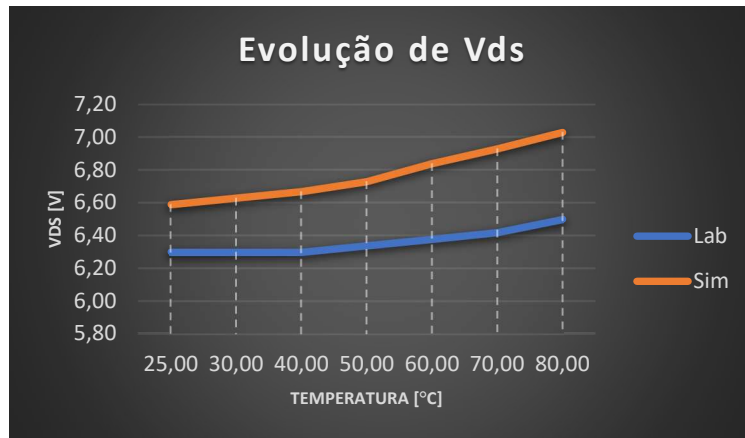


Figura 4.7.3- Evolução V_{DS} , terceiro ensaio experimental vs Simulação; Lab – Laboratório, Sim- Simulação

Neste ensaio foi novamente perceptível a tendência de aumento de V_{DS} , que subiu 200 mV representando um aumento de 3,1 % aproximadamente. No ensaio em simulação alcançou um aumento de 440 mV, revelando um aumento de 6,6 %. A destacar nas restantes formas de onda na Figura 4.7.4, nomeadamente a tensão V_{GS} , uma amplitude ligeiramente abaixo dos 15 V e na corrente de dreno uma amplitude de 19 A.

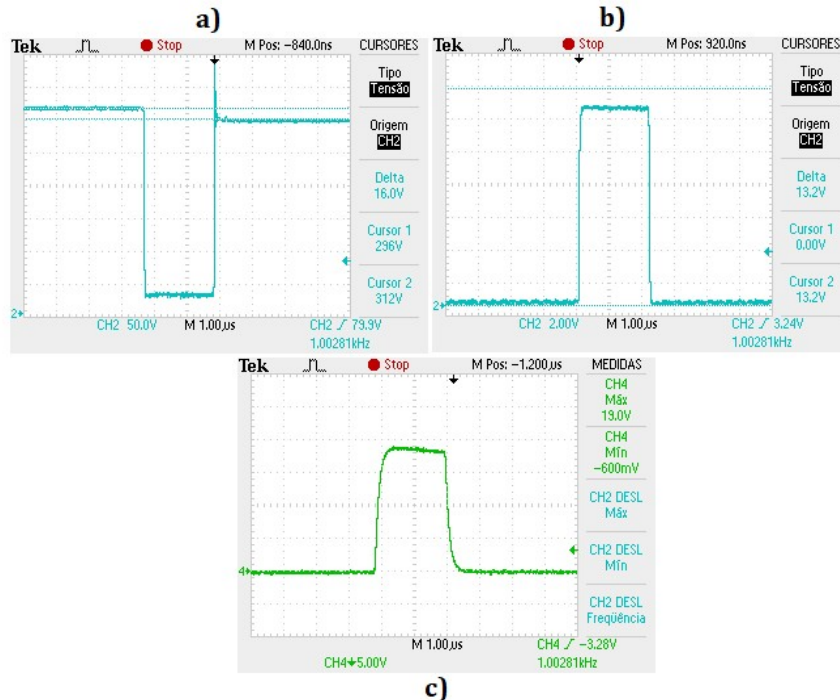


Figura 4.7.4- Terceiro ensaio experimental, a) Tensão V_{DS} medida (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 50 V/div), b) Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 2 V/div), c) Corrente I_D (Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 5 V/div)

Considerando a Figura 4.7.4 a), observa-se novamente que o patamar do impulso na carga apresenta um decaimento. A queda de tensão registrada foi de 16V,

$$\Delta V_0 = \frac{16}{302} \times 100 = 5,3\% \quad (4.7.1)$$

Comparando os diferentes resultados experimentais e em ambiente de simulação nos três ensaios realizados com diferentes frequências de comutação no SP Figura 4.5.3, Figura 4.6.3 e Figura 4.7.3 respectivamente, pode-se observar que efetivamente houve uma tendência de aumento da tensão V_{DS} . Nos ensaios experimentais com base na Figura 4.7.5 pode-se observar um ligeiro aumento na amplitude da tensão em função do aumento da frequência de comutação. Em ambiente de simulação (Figura 4.7.6) não se conseguiu verificar um aumento significativo em função da frequência de comutação. Ainda assim, com a temperatura é notória a evolução.

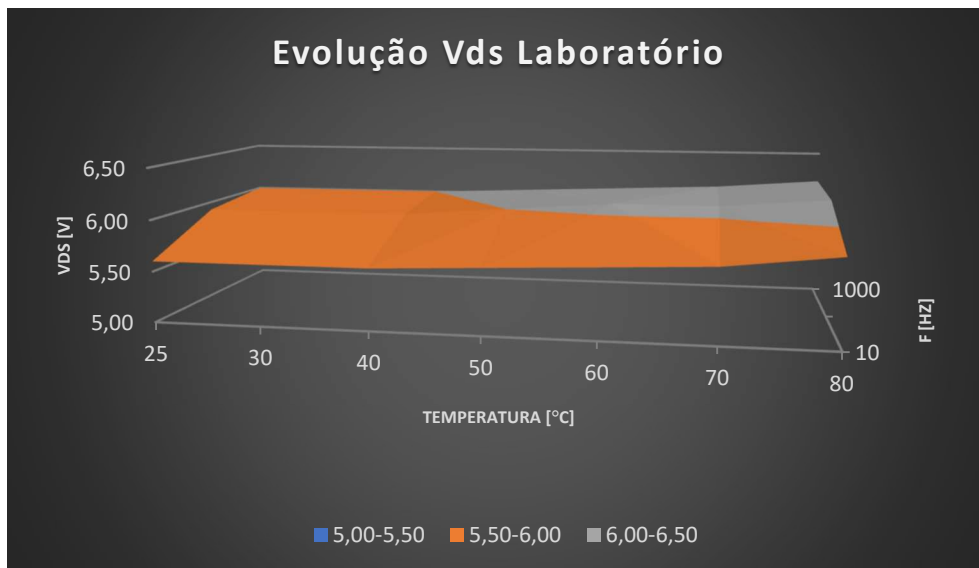


Figura 4.7.5- Evolução da tensão V_{DS} no ensaio em experimental

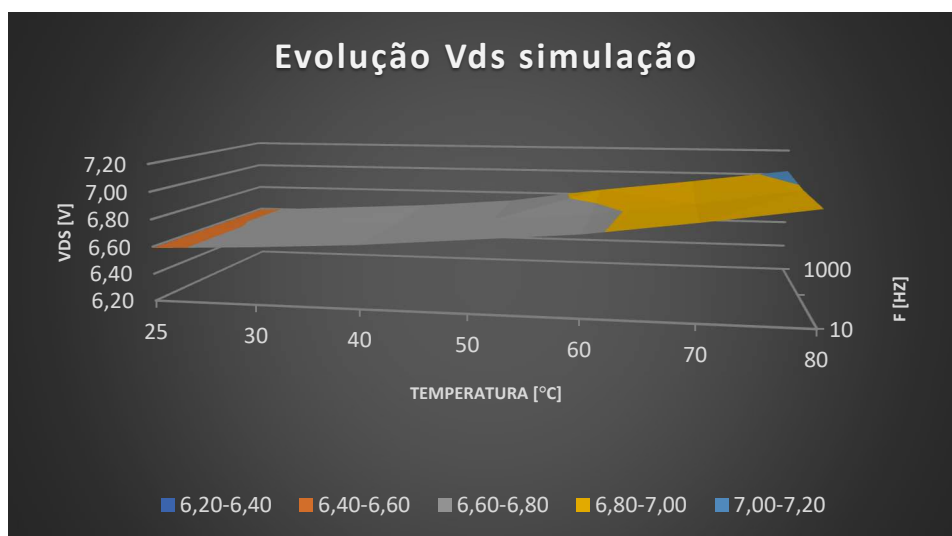


Figura 4.7.6- Evolução da tensão V_{DS} no ensaio em ambiente de simulação

Os três primeiros ensaios realizados em laboratório permitiram comprovar na prática que de facto existe uma tendência de aumento da tensão V_{DS} em função do desgaste térmico imposto ao dispositivo. Neste caso, e em particular, consistiu em aumentar a temperatura na cápsula do MOSFET. Ainda assim, a gama de temperaturas que foi possível alcançar nos ensaios experimentais garantindo a estabilidade desejada não atingiu valores que levassem o dispositivo a uma situação de desgaste intensa, visto que os 70°C de temperatura máximos que se alcançaram estão razoavelmente dentro de uma gama de funcionamento ainda aceitável para o dispositivo. Posto isso, foi realizado um último ensaio que permitisse alcançar uma temperatura superior.

4.8. Quarto Ensaio Experimental

O quarto ensaio foi realizado segundo as condições da Tabela 4.8.1:

Tabela 4.8.1- Condições ensaio experimental, quarto ensaio

Condições:	Vc[V]	T[μs]	Ton[μs]	F[Hz]	Rc[Ω]	I_D[A]	Vin[V]
	15	1000	2	1000	15,6	19,23	300
Objetivo:	Monitorizar a tensão V_{DS} , temperatura Tc e corrente de dreno I _D						

Foram retirados os valores da tensão no condensador C5 com a temperatura da case a variar de 25°C a 180°C . O aumento da temperatura foi realizado com a ajuda de a uma pistola de ar quente (Figura 4.8.1).



Figura 4.8.1- Quarto ensaio experimental com recurso a uma pistola de ar quente

O dispositivo foi mantido na temperatura de 180°C durante um período de tempo considerável (aproximadamente 15 minutos) de forma a conseguir obter alguma estabilização. Observou-se um aumento significativo da tensão V_{C5} , em concordância com o aumento da temperatura, Figura 4.8.2.

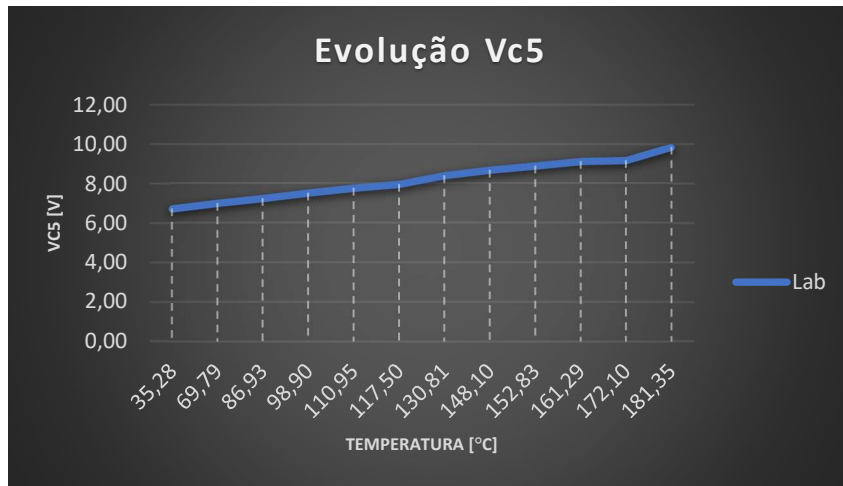


Figura 4.8.2- Evolução de V_{C5} , quarto ensaio experimental

Na Figura 4.8.3 obtiveram-se as formas de onda de V_{C5} para uma temperatura de 35.28°C e 181.35°C respetivamente, onde pode-se observar uma variação de 3.12 V.



Figura 4.8.3- Forma de onda de V_{C5} quarto ensaio experimental, esquerda: Para uma temperatura de 35.28°C em T_c , direita: Para uma temperatura de 181.35°C em T_c
(Ganho horizontal: 1 μ s/div, Ganho vertical: 1 V/div)

Na Tabela 4.8.2 pode observar-se os valores obtidos em cada um dos pontos do ensaio e em ambiente de simulação:

Tabela 4.8.2- Comparação quarto ensaio experimental com ensaio em simulação, V_{DS_Lab} (Tensão medida indiretamente experimental), V_{DS_Sim} (Tensão medida em simulação)

Tc [°C]	V _{C5} [V]	V _{DS_Lab} [V]	V _{DS_Sim} [V]
35,28	6,72	6,02	5,83
69,79	7,00	6,30	6,24
86,93	7,24	6,54	6,54
98,90	7,52	6,82	6,76
110,95	7,76	7,06	7,01
117,50	7,96	7,26	7,17
130,81	8,40	7,70	7,50
148,10	8,68	7,98	7,99
152,83	8,88	8,18	8,11
161,29	9,12	8,42	8,38
172,10	9,16	8,46	8,74
181,35	9,84	9,14	9,05

Ambos os resultados se aproximam e apresentam uma tendência semelhante: no ensaio experimental teve-se um aumento de 3,12 V, aproximadamente 51,8 %; em ambiente de simulação obteve-se a variação de 3,22 V, revelando um aumento de 55 %. Os resultados demonstraram a tendência que já tinha sido possível identificar nos três primeiros ensaios, embora com uma variação muito mais significativa e objetiva, Figura 4.8.4.

Numa fase posterior foi deixado o dispositivo à temperatura ambiente de forma a estabilizar e voltar ao seu regime de funcionamento normal. Foi, dessa forma, observável que a tensão V_{C5} recuperou o seu valor inicial, voltando ao seu funcionamento normal.

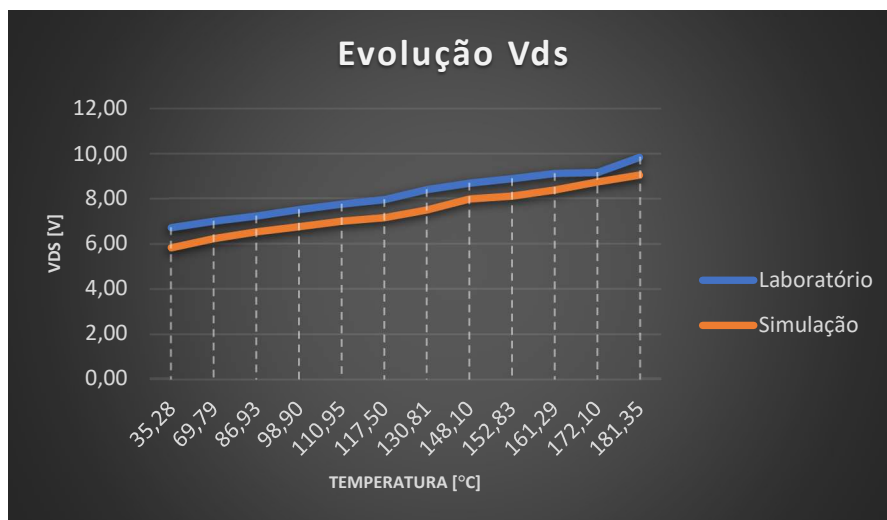


Figura 4.8.4- Comparação quarto ensaio Experimental com ensaio em simulação

Apresenta-se na Figura 4.8.5 as formas de onda de V_{GS} e da corrente de dreno I_D .

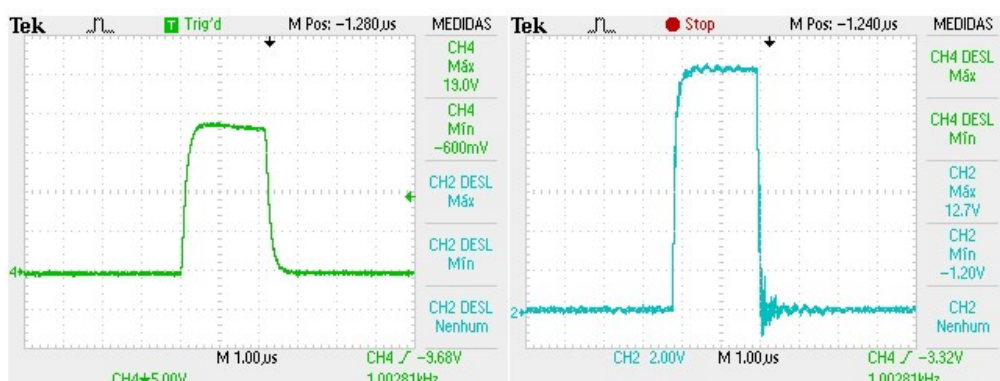


Figura 4.8.5- Quarto ensaio experimental, esquerda: Corrente I_D medida (Ganho horizontal: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: $5 \text{ V}/\text{div}$), direita: Tensão V_{GS} (Ganho horizontal: $1 \mu\text{s}/\text{div}$, Ganho vertical: $2 \text{ V}/\text{div}$)

Consultando o catálogo do dispositivo SP, nomeadamente o gráfico com a relação entre a corrente de dreno-fonte e a tensão dreno-fonte, Figura 4.8.6, e tendo em consideração a respetiva corrente I_D e tensão V_{GS} , teoricamente a tensão V_{DS} (círculo a vermelho) rondaria os 8V, para uma temperatura de T_j de 25°C e um tempo à condução inferior a $200\mu\text{s}$.

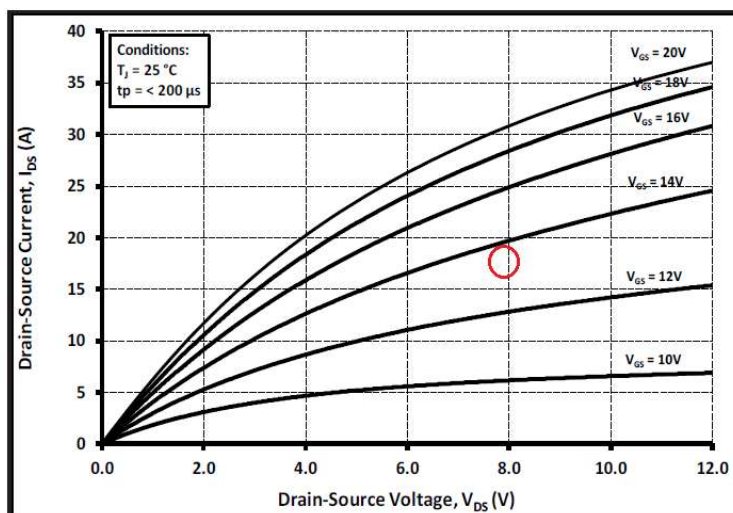


Figura 4.8.6- Documentação técnica MOSFET C2M0160120D

Nos resultados obtidos a tensão V_{DS} varia entre os 6V e 9V aproximadamente, tendo em conta que a temperatura da junção foi certamente superior aos 25°C e um tempo à condução bastante inferior, o que leva a concluir que os resultados obtidos enquadram se na informação disponibilizada pelo fabricante do semiconductor.

4.9. Análise da Corrente de fugas

Quando o dispositivo está ao corte, isto é, a tensão entre a porta e a fonte for inferior à tensão de limiar que permite colocar o dispositivo à condução, existirá uma corrente de fugas nos semicondutores na ordem dos μA , ou menor, que dependem essencialmente das propriedades físicas do mesmo. Como tal, a perda de propriedades do semicondutor levará ao aumento da corrente de fugas, podendo ser um parâmetro a analisar na caracterização do envelhecimento do semicondutor ao longo do tempo. De forma a poder identificar uma possível degradação nas propriedades do dispositivo foi feito um ensaio que permitisse medir a respetiva corrente de fugas. Para tal, foi implementado o circuito da Figura 4.9.1, que consiste essencialmente em aplicar uma tensão elevada no MOSFET enquanto o dispositivo está ao corte. De forma a garantir um potencial de 0V na porta do dispositivo, a mesma foi ligada ao terminal da fonte do MOSFET. Foi colocada ainda uma resistência de $1\text{M}\Omega$, visto que a corrente rondará os μA , com uma resistência nesta ordem de grandeza, conseguir-se-á medir uma tensão aos terminais de R na ordem das unidades de volt. Desta forma, com a medição da tensão em R, conseguiu-se indiretamente saber a corrente de fugas no dispositivo.

$$I_{Fugas} = \frac{V_R}{R} \quad (4.9.1)$$

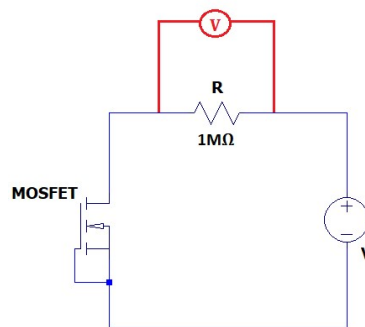


Figura 4.9.1- Circuito para a medição da corrente de fugas

Segundo a documentação técnica do fabricante do MOSFET utilizado, para uma tensão de 1200V, deveria ser observável uma corrente de fugas e torno de $1\mu\text{A}$, podendo atingir um máximo de $100\mu\text{A}$. No entanto, nos ensaios realizados foi possível atingir apenas uma tensão em torno dos 1000V. Sendo o objetivo principal identificar um eventual desgaste no dispositivo, os ensaios anteriormente descritos foram aplicados ao MOSFET utilizado em todos os ensaios realizados, bem como a um dispositivo novo, sem qualquer utilização até à data, no sentido de conseguir comparar os resultados obtidos na medição da corrente de fugas. O ambiente de ensaio pode ser visto na Figura 4.9.2.

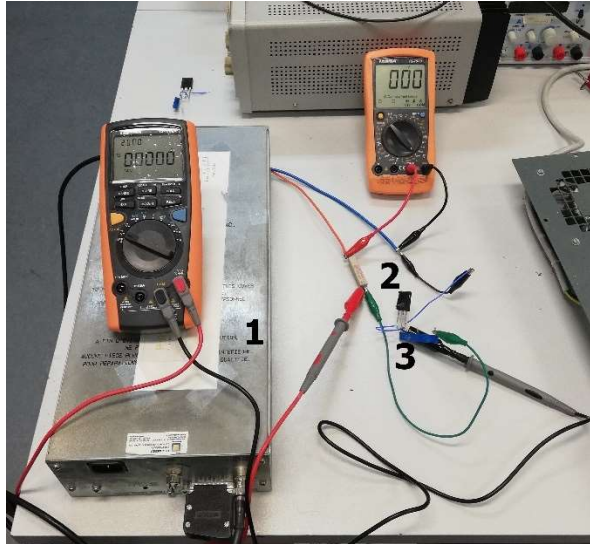


Figura 4.9.2- Ambiente de ensaio para medição da corrente de fugas: 1- Fonte de alta tensão; 2- MOSFET; 3- Resistência de 1MΩ

Foi registrado em ambos os MOSFET uma tensão em V_r de 1 mV, obtendo uma corrente,

$$I_{Fugas} = \frac{0.001}{1 \times 10^6} = 1 \text{ nA} \quad (4.9.2)$$

Com isto é possível afirmar que não foram identificadas diferenças na corrente de fugas medidas nos dois dispositivos, o que poderá levar a concluir que o MOSFET utilizado nos ensaios não sofreu um desgaste com intensidade suficiente para que tivesse efeitos significantes nas suas propriedades físicas.

5. Conclusões

5.1. Trabalho Desenvolvido

No presente trabalho propôs-se fazer o estudo de técnicas de manutenção preditiva em semicondutores quando usados em conversores estáticos de potência. Foram analisados e descritos os diferentes tipos de manutenção, tendo como principal foco a manutenção preditiva. Os conversores estáticos de potência e os semicondutores utilizados nos mesmos foram analisados, com especial atenção nas técnicas de manutenção aplicadas.

Os semicondutores de potência do tipo MOSFET foram alvo de estudo pormenorizado no que diz respeito à evolução de alguns indicadores/parâmetros quando sujeitos a condições ou regimes de funcionamento particularmente desgastantes. Foram realizados ensaios experimentais e as respetivas validações em simulação.

Nos ensaios realizados em torno de temperaturas dentro de uma gama admissível de trabalho foi possível identificar o aumento da tensão V_{DS} em ordens de grandeza perto dos 5%. Este resultado leva a concluir que o desgaste térmico provoca efetivamente um aumento identificável na tensão V_{DS} , o que pode ser uma indicação que alguma anomalia se passa com o funcionamento do semicondutor que pode levar à sua destruição com o tempo. Por outro lado, no ensaio em que foi possível atingir temperaturas muito acima do considerado aceitável, foi registado um aumento que excedeu os 50%, podendo assim afirmar que o dispositivo se encontrava a trabalhar em uma zona de desgaste intenso que poderia levar à falha ou à perda de propriedades do próprio semicondutor, dependendo do tempo a que esteja sujeito a tal desgaste. Foi possível verificar que, depois de aplicada uma temperatura elevada (180°C na cápsula do SP), quando repostas as condições para o funcionamento normal do dispositivo SP (temperatura de 25°C na cápsula do SP), não foram registadas alterações na tensão V_{DS} do dispositivo, indicando que possivelmente não existiram danos consideráveis nas propriedades físicas do semicondutor. O resultado anteriormente obtido deve-se, por um lado, ao tempo a que foi aplicada uma condição de funcionamento desgastante, isto é, ao dispositivo não ter estado tempo suficiente a trabalhar a uma temperatura elevada que pudesse levar à perda de propriedades, por outro lado, ao facto que o MOSFET usado é de SiC, material que suporta temperaturas de funcionamento superiores ao Si. Foi igualmente comprovado pela medição da corrente de fugas que não existiram perdas de propriedades do semicondutor pelo desgaste causado. Em suma, a tendência de aumento da tensão V_{DS} quando o dispositivo está sujeito a condições potencialmente desgastantes foi identificada em diferentes ensaios realizados.

Na perspectiva da manutenção preditiva, tendo em conta a definição explorada no documento, a tensão dreno-fonte apresenta-se como um parâmetro a ter em conta nos algoritmos de manutenção preditiva que poderão ser desenvolvidos futuramente.

5.2. Propostas de desenvolvimento futuro

Identificado o elemento primário do estudo, nomeadamente o parâmetro que poderá fornecer uma informação confiável sobre o estado de funcionamento dos semicondutores de potência quando utilizados em conversores estáticos de potência, o passo seguinte seria o desenvolvimento e implementação de um circuito e algoritmo que fosse capaz de fazer a recolha da informação e tratamento da mesma numa aplicação real.

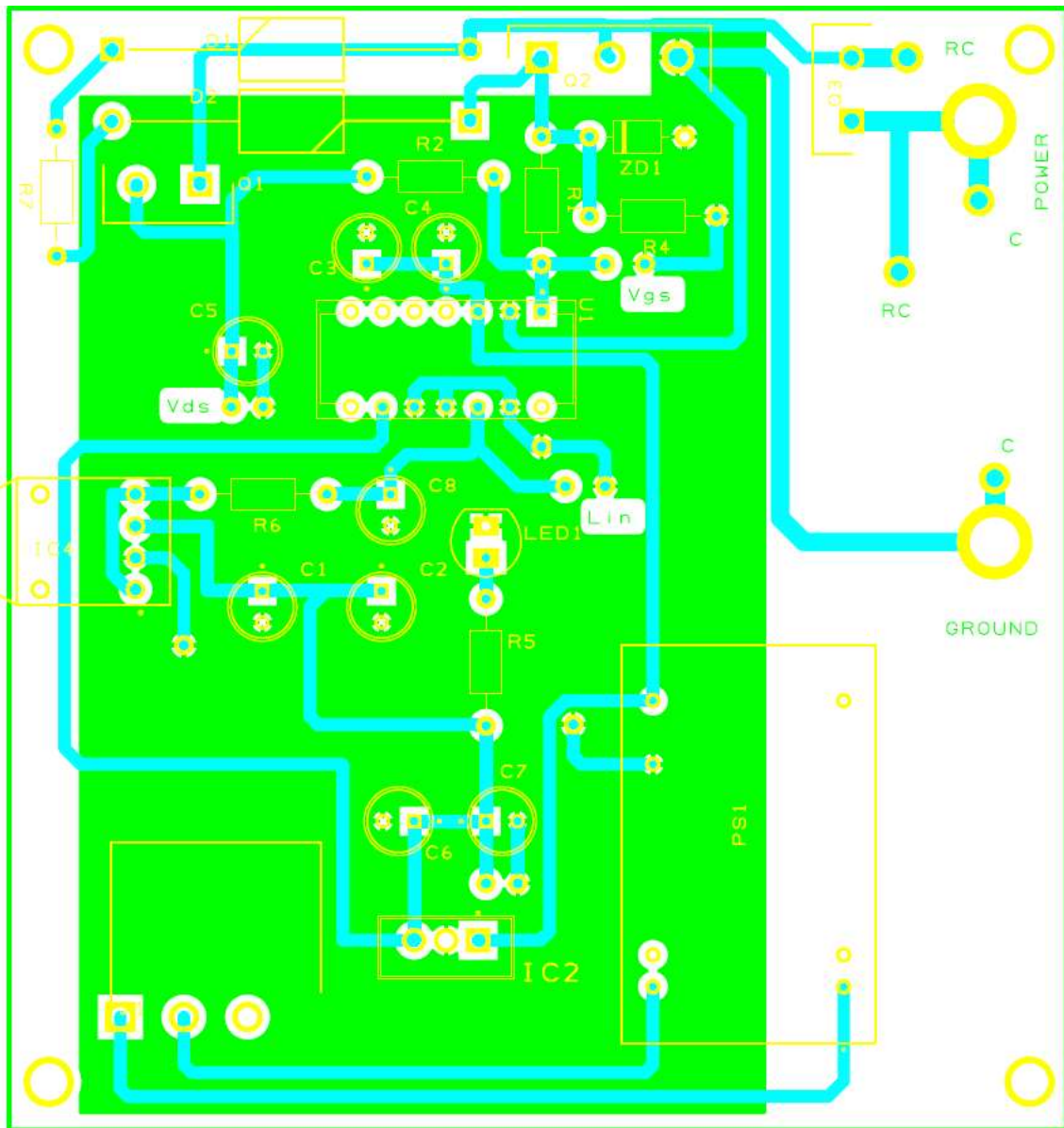
Outra sugestão que parece razoável será de impor uma condição de funcionamento desgastante, como a temperatura na cápsula do SP durante um longo período de tempo, de forma a identificar possíveis perdas de propriedades do semicondutor e de que forma influenciam a evolução da tensão dreno-fonte.

Referências

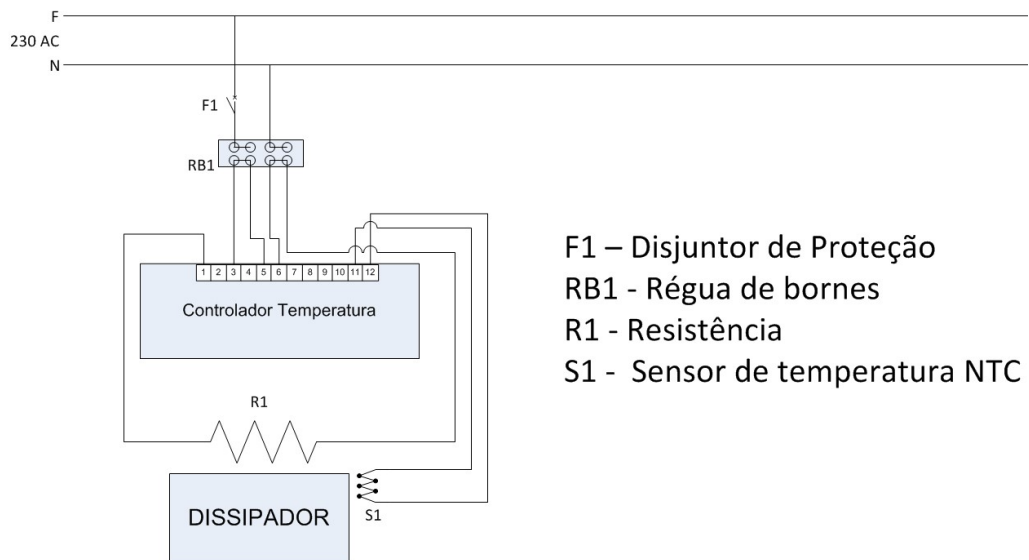
- [1] M. W. Hoffman, "Integration of Novel Sensors and Machine Learning for Predictive Maintenance in Medium Voltage Switchgear to Enable the Energy and Mobility Revolutions," *Journal Article*, 2020.
- [2] B. G. Romeira, "Planeamento da manutenção preditiva no contexto da indústria 4.0," *Dissertação, Universidade de Aveiro, Departamento de Engenharia Mecânica, Aveiro*, 2018.
- [3] R. Mobley, *An Introduction to predictive maintenance*, Book, Butterworth-Heinemann, USA, 2002.
- [4] R. K. Mobley, *Plant Engineer's Handbook*, Butterworth-Heinemann, Book, USA, 2001.
- [5] O. Motaghare, A. S. Pillai e K. Ramachandran, "Predictive Maintenance Architecture," *Article IEEE, Amrita School of Engineering, Coimbatore, Amrita Vishwa Vidyapeetham, India*, 2018.
- [6] S. S. Manohar, A. Sahoo, A. Subramaniam e S. K. Panda, "Condition Monitoring of Power Electronic Converters in Power Plants - A Review," *Conference Paper, Sembcorp-NUS Corporate Laboratory, Department of Electrical and Computer Engineering, Faculty of Engineering, National University of Singapore, Singapore*, 2017.
- [7] M. H. Nguyen e S. Kwak, "Enhance Reliability of Semiconductor Devices in Power Converters," *Journal Article, School of Electrical Engineering, Chung-Ang University, Seoul 06974, Korea*, 2020.
- [8] M. Andresen, J. Kuprat, V. Raveendran, J. Falck e M. Liserre, "Active Thermal Control for Delaying Manintenance of Power Eletonics Converters," *Chinese Journal of Eletrical Engineering, Christian-Albrechts-Universität zu Kiel, Kiel, Germany*, 2018.
- [9] N. M. F. Pinto, "Plano de Manutenção de Conversores de Frequência" *.Artigo, Universidade da Beira Interior, Engenharia Electromecânica, Covilhã*.
- [10] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Book, University of Florida/University of West Florida Joint Program and Computer Engineering, Pensacola, Florida, 2001.
- [11] L. M. Redondo, em *Semicondutores de Potência, Apontamentos, Departamento de Engenharia Electrotécnica e Automação, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, Lisboa*, 2008.
- [12] B. Wang, J. Cai, X. Du e L. Zhou, "Review of Power Semiconductor Device Reliability for Power Converters," *Article, School of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing, China*, 2017.

- [13] X. Perpiña, L. Navarro, X. Jorda, M. Vellvehi, J.-F. Serviere e M. Mermet-Guyennet, "Reliability and Lifetime Prediction for IGBT Modules in Railway Traction Chains," *Article, IMB CNM CSIC, Barcelona, Alstom Transport, Tarbes, Spain, France*, 2014.
- [14] Z. Hu, W. Zhang e J. Wu, "An Improved Electro-Thermal Model to Estimate the Junction Temperature of IGBT Module," *Journal Article, College of Automation & College of Artificial Intelligence, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing 210046, China*, 2019.
- [15] L.-F. WU, Y. Guan, X.-J. Li e J. Ma, "Anomaly Detection and Degradation Prediction of MOSFET," *Article, Beijing, China*; , 2014.
- [16] J. Knobloch, B. Klima, Z. Nouman e M. Pochyla, "Implementaion of diagnostics funtions in the IGBT drivers, part 1. Diagnostics," *Article IEEE*, 2011.

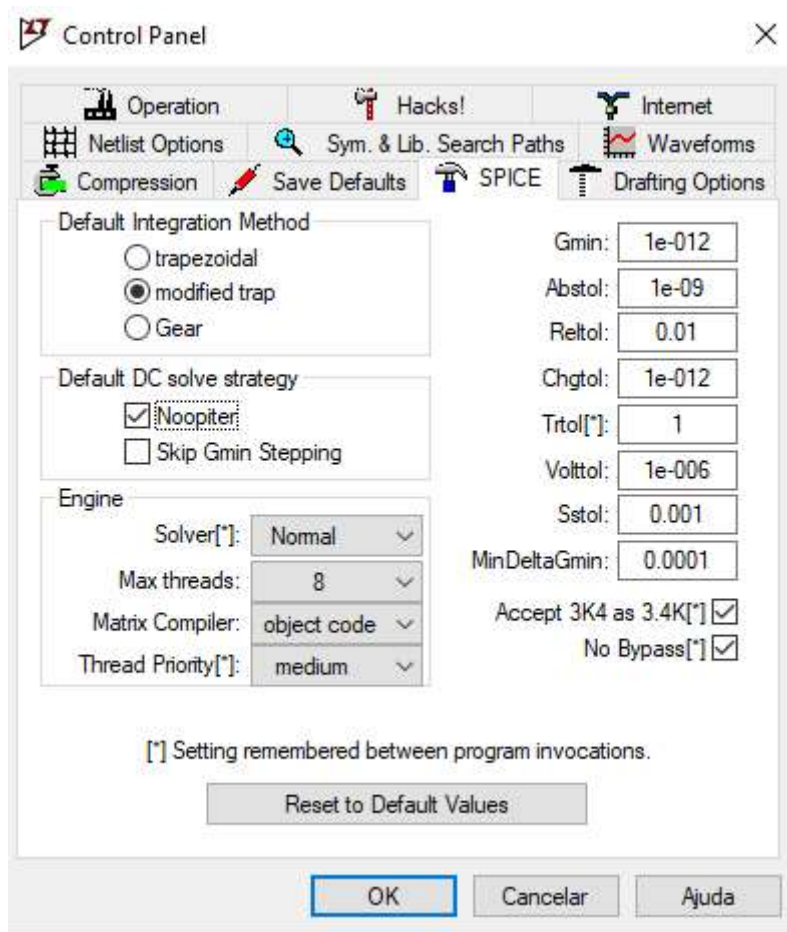
Anexo 2 – Placa de circuito impresso para ensaios experimentais



Anexo 3- Esquema simplificado ligações elétricas do controlador de temperatura.



Anexo 4 – Parâmetros de simulação LTspice XVII



Anexo 5 – Código utilizado para gerar o impulso (PIC 18F2331)

```
#include <18F2331.h>
#include <math.h>
#include <stdlib.h>
#fuses H4,NOWDT,NOBROWNOUT,NOLVP, NOPROTECT
#use delay(clock=4000000)

void init(){
    // 1 INPUT
    // 0 OUTPUT
    set_tris_a (0b00000000);
    set_tris_b (0b11000000);
    set_tris_c (0b00000000);
    // set_tris_d (0b00000000);
}

void main() {
    while(1){
//Rb3, Rb2, Rb1, Rb0
        //Tempo1
        output_b (0x00);
        delay_us (2);
        //Tempo2
        output_b (0x01);
        delay_us (998);
    }
}
```

Anexo 6- Especificações controlador de temperatura RS PRO Thermostat 1241054



ENGLISH

Specifications

Inputs

Input Type	Scale Range	Accuracy
NTC Resistance Sensor	EN 60751 -60.0...150.0 °C -76.0...302.0°F	± 1% (for full scale) ± 1 Digit

Environmental Conditions

Ambient / Storage Temperature	0 ... +50°C/-25 ... +70°C (with no icing).		
Relative humidity	Max. humidity 80% for temperatures up to 31°C decreasing linearly to 50% relative humidity at 40°C.		
Protection Class	According to EN60529;	Front panel : IP65	Rear Panel : IP20
Height	Max. 2000m		

Electrical Characteristics

Supply	230V AC +%10 -%20, 50/60Hz or 24V AC/DC	%10
Power Consumption	Max. 3VA	
Wiring	Power connector : 2.5mm ² screw-terminal, Signal connector : 1,5mm ² screw-terminal connection.	
Line Resistance	Max. 100ohm	
Data Retention	EEPROM (Min. 10 years)	
EMC	EN 61326-1 : 2013 (Performance criterion B is satisfied for EN 61000-4-3)	
Safety Requirements	EN 61010-1 : 2010 (Pollution degree 2, overvoltage category II)	
Indicator	4 digits, 12.5mm, 7 segment red LED	

Outputs

C1 Output	For 8A Models : 250V AC, 8A (for resistive load), NO and NC control output.
Life Expectancy for Relay	For 8A Models : 30.000.000 Switching for no-load operation; 300.000 switching for 8A resistive load at 250VAC.

Control

Control Type	Single-setpoint or alarm control.
Control Algorithm	On-Off Control.
A/D Converter	12 bit resolution, 100ms sampling time.
Hysteresis	Adjustable between 0.1 and 20.0°C/F.

Housing

Housing Type	Suitable for flush-panel mounting according to DIN 43 700.
Dimensions	H35xW77xD61mm
Weight	Approx. 215g (After packing)
Enclosure Material	Self extinguishing plastics.