

Comando e Proteção de IGBTs em Paralelo

MYKHAYLO VALERIYOVYCH ZAHYKA

(Licenciado)

Trabalho Final de Mestrado para obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Eletrotécnica - ramo Automação e Eletrónica Industrial

Orientadores:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Professor Doutor José Gabriel da Silva Lopes

Júri:

Presidente: Professor Doutor João Hermínio Ninitas Lagarto

Vogais:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Professor Doutor Hiren Canacsinh

Outubro 2015



ISEL
INSTITUTO SUPERIOR DE
ENGENHARIA DE LISBOA

INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA

Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação

Comando e Proteção de IGBTs em Paralelo

Outubro 2015

Resumo

Neste trabalho realizou-se o comando e proteção dos IGBTs em paralelo. Apresentou-se o estudo teórico, o dimensionamento e a implementação experimental dos circuitos com os IGBTs em paralelo, utilizando os circuitos de disparo, de proteção contra sobrecorrentes e a técnica para equilíbrio de correntes.

Inicialmente realizou-se um estudo teórico e definiram-se as técnicas utilizadas neste trabalho. Seguidamente dimensionaram-se os circuitos de disparo dos IGBTs, de proteção contra sobrecorrentes e da técnica de equilíbrio de correntes. Posteriormente simularam-se os circuitos dimensionados. Por fim, retiraram-se os resultados experimentais a partir da implementação prática dos circuitos.

Palavras chave: IGBTs em paralelo, proteção contra sobrecorrentes, proteção contra sobretensões, equilíbrio de correntes.

Abstract

In this work the control and protection techniques for IGBTs in parallel were applied. In addition, the theoretical study, the experimental design and implementation of circuits with the IGBTs in parallel was made, using the triggering circuits, protection against overcurrents and a technique for current balance.

Initially, it was made a theoretical study and defined the techniques used in this work. Also, it was designed the triggering circuits of IGBTs, protection against overcurrent and current balancing technique which were subsequently simulated. Finally, experimental results were taken from the practical implementation of the circuit.

Keywords: IGBTs in parallel, protection against overcurrent, overvoltage protection, current balance.

Agradecimentos

Neste ponto queria expressar os meus sinceros agradecimentos às pessoas que me apoiaram durante a minha vida académica e contribuíram diretamente ou indiretamente para a realização deste trabalho.

Ao Prof. Luís Manuel dos Santos Redondo, orientador científico, ao Prof. José Gabriel da Silva Lopes, coorientador científico e ao Prof. Hiren Canacsinh, pela participação significativa, disponibilidade e ajuda na parte teórica e prática deste trabalho.

À Prof. Teresa Pinto Pereira, à Prof. Conceição Pereira e à Prof. Judite Fidalgo, da escola Secundária Professor José Augusto Lucas, pelo apoio, compreensão e ajuda enorme na aprendizagem de língua Portuguesa.

Aos meus colegas e amigos Jorge Miguel Duarte, Pedro Raimundo, Sérgio André, Alexandre Bento do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa da área departamental de Engenharia de Sistemas de Potência e Automação e à Ana Filipa Pereira Lourenço pela amizade e apoio não só na realização deste trabalho como também durante o meu percurso académico.

Às pessoas que conheci ao longo da minha vida, que tiveram um papel fundamental na minha formação académica e pessoal.

Por fim, mas não menos importante, queria agradecer aos meus pais, Valeriy Zahyka e Svitlana Zahyka e ao meu irmão Oleksandr Zahyka pelo apoio, compreensão e paciência, fundamentais durante a minha vida pessoal e académica.

Índice

Capítulo 1 - Introdução	1
1.1 Motivação	2
1.2 Objetivos.....	2
1.3 Estrutura da Dissertação.....	2
Capítulo 2 - Utilização de IGBTs em paralelo.....	3
2.1 Introdução	3
2.2 Transístor bipolar de porta isolada (IGBT)	3
2.2.1 Funcionamento do IGBT	6
2.2.2 Características dinâmicas do IGBT.....	7
2.3 Métodos de disparo do IGBT	9
2.3.1 Sinal de comando não isolado	9
2.3.2 Sinal de comando isolado opticamente	10
2.3.3 Sinal de comando isolado magneticamente	11
2.3.4 <i>Bootstrap</i>	12
2.4 Técnicas de equilíbrio de correntes nos semicondutores de potência ligados em paralelo	13
2.4.1 Utilização de resistências para equalização da corrente.....	14
2.4.2 Utilização de indutâncias acopladas magneticamente	15
2.4.3 Seleção de semicondutores de potência com as características semelhantes	18
2.4.4 Utilização da técnica de controlo ativo da porta	19
2.5 Proteção dos IGBTs contra sobrecorrentes e sobretensões	22
2.5.1 Proteção contra sobrecorrentes	22
2.5.2 Proteção Contra Sobretensões	24
Capítulo 3 - IGBTs em Paralelo	26
3.1 Introdução	26
3.2 Descrição do circuito.....	26
3.3 A técnica utilizada para o disparo dos IGBTs.....	27
3.3.1 Dimensionamento do transformador de impulsos	28
3.3.2 Circuito de disparo.....	30
3.4 A técnica utilizada para proteção dos IGBTs contra sobrecorrentes	35

3.4.1	Princípio de funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes	35
3.5	Equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo	42
3.5.1	Dimensionamento de indutâncias acopladas.....	42
Capítulo 4 - circuito com dois IGBTs em paralelo.....		48
4.1	Introdução	48
4.2	Dimensionamento de transformador de impulsos	48
4.2.1	Circuito de disparo do IGBT	51
4.2.2	Disparo de dois IGBTs em paralelo	53
4.3	Dimensionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes	56
4.3.1	Dimensionamento do circuito de atraso RC	56
4.3.2	Dimensionamento do comparador com histerese não inversor	59
4.3.3	Circuito de proteção contra sobrecorrentes resultante	61
4.3.4	Resultados de simulação do circuito de proteção contra sobrecorrentes	61
4.4	Utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo	64
4.4.1	Dimensionamento das indutâncias acopladas para equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo	65
4.5	Simulação do circuito completo com dois IGBTs em paralelo	67
4.5.1	Simulação com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores	68
4.5.2	Simulação com as indutâncias acopladas ligadas aos coletores	70
4.5.3	Escolha da posição das indutâncias acopladas	72
4.6	Resultados experimentais dos circuitos de disparo	73
4.6.1	Teste do transformador de impulsos.....	73
4.6.2	Resultados experimentais do disparo de um IGBT	74
4.6.3	Sinais de disparo de dois IGBTs em paralelo.....	75
4.7	Resultados experimentais da utilização do circuito de proteção contra sobrecorrentes	77
4.7.1	Resultados experimentais em regime de funcionamento normal.....	77
4.7.2	Resultados experimentais na ocorrência do curto-circuito	78
4.8	Resultados experimentais de dois IGBTs em paralelo com circuito de proteção contra sobrecorrentes	79
4.8.1	Resultados experimentais em regime de funcionamento normal.....	80

4.8.2	Resultados experimentais na ocorrência do curto-circuito	80
4.9	Resultados experimentais de dois IGBTs em paralelo com circuito de proteção contra sobrecorrentes e as indutâncias acopladas	82
4.9.1	Resultados experimentais com indutâncias acopladas ligadas aos emissores	82
4.9.2	Resultados experimentais com indutâncias acopladas ligadas aos coletores	84
Capítulo 5 - Circuito com três IGBTs em paralelo		86
5.1	Introdução	86
5.2	Dimensionamento do circuito com três IGBTs em paralelo	87
5.2.1	Circuitos de disparo de três IGBTs em paralelo	87
5.2.2	Dimensionamento do condensador C_i	88
5.2.3	Circuito de proteção contra sobrecorrentes	90
5.2.4	Dimensionamento de indutâncias acopladas.....	91
5.3	Resultados de simulação do circuito com três IGBTs em paralelo	92
5.3.1	Resultados de simulação em regime de funcionamento normal.....	93
5.3.2	Resultados de simulação na ocorrência de um curto-circuito	94
5.4	Resultados experimentais.....	95
5.4.1	Resultados experimentais em regime de funcionamento normal.....	96
5.4.2	Resultados experimentais na ocorrência de um curto-circuito	97
Capítulo 6 - Conclusões		98
6.1	Introdução	98
6.2	Acerca do trabalho realizado	98
6.3	Perspetivas futuras.....	100
Bibliografia		101
Anexos.....		102
Anexo 1 - Circuito para verificar o disparo de um IGBT.....		103
Anexo 2 - Circuito para verificar o funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes.....		104
Anexo 3 - Circuito com dois IGBTs em paralelo utilizando a técnica de equilíbrio de correntes e de proteção contra sobrecorrentes.....		105
Anexo 4 - Circuito com três IGBTs em paralelo utilizando a técnica de equilíbrio de correntes e de proteção contra sobrecorrentes.....		107

Índice de Figuras

Figura 2.1 - a) Estrutura física de um MOSFET [1]. b) Estrutura física de um IGBT.	4
Figura 2.2 - a) Circuito equivalente do IGBT [1]. b) Símbolo do IGBT.	4
Figura 2.3 - Estrutura física de um IGBT assimétrico [1].	5
Figura 2.4 - a) Característica $I_C(V_{CE})$ de um IGBT simétrico. b) Característica de transferência $I_C(V_{GE})$ de um transistor IGBT.	6
Figura 2.5 - Representação das capacidades parasitas equivalentes do IGBT.	7
Figura 2.6 - Representação qualitativa das características dinâmicas do IGBT.	8
Figura 2.7 - Exemplo de ligação do IGBT ao <i>driver</i> [2].	9
Figura 2.8 - Exemplo de ligação do IGBT ao optoacoplador [3].	10
Figura 2.9 - Exemplo de ligação do IGBT ao transformador de impulsos.	11
Figura 2.10 - Exemplo da técnica <i>bootstrap</i>	12
Figura 2.11 - Exemplo de utilização de resistências para equalização da corrente da corrente.	14
Figura 2.12 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos dois semicondutores em paralelo.	15
Figura 2.13 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos três semicondutores em paralelo.	16
Figura 2.14 - Distribuição das tensões nos enrolamentos secundários.	17
Figura 2.15 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos vários semicondutores em paralelo.	17
Figura 2.16 - a) Sinais de disparo dos IGBTs (completamente sincronizados). b) As correntes que passam nos IGBTs.(formas de ondas das correntes nos IGBTs).....	19
Figura 2.17 - a) Sinais de disparo dos IGBTs (desfasados no tempo). b) As correntes que passam nos IGBTs.....	19
Figura 2.18 - Sinais de disparo dos IGBTs (com as amplitudes diferentes). b) As correntes que passam nos IGBTs.(formas de ondas das correntes nos IGBTs).....	20
Figura 2.19 - a) Sinais de disparo dos IGBTs. b) As correntes que passam nos IGBTs.	20
Figura 2.20 - Utilização do método de controlo ativo das portas dos IGBTs.	20
Figura 2.21 - Circuito de proteção do IGBT contra sobrecorrentes.....	22
Figura 2.22 - Circuito de proteção do IGBT contra sobrecorrentes.....	23
Figura 2.23 - a) Circuito de proteção contra sobretensões convencional; b) Circuito de proteção contra sobretensões melhorado.	24
Figura 2.24 - Exemplo de utilização do diodo TVS para proteção do IGBT contra sobretensões.....	24
Figura 3.1 - Diagrama principal do circuito construído.	26
Figura 3.2 - Ciclo histerético do núcleo do transformador.	28
Figura 3.3 - Parte da histerese utilizada.	29

Figura 3.4 - Circuito de disparo para um IGBT.	30
Figura 3.5 - Diagrama temporal do circuito de disparo.	31
Figura 3.6 - Forma de onda da tensão V_P (V) e t (seg).	32
Figura 3.7 - Circuitos de disparo com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo.	33
Figura 3.8 - Circuitos de disparo com os primários os transformadores de impulsos ligados em série.	34
Figura 3.9 - As curvas características do IGBT SKW15N120 para as temperaturas de 25°C e de 150°C [5].	35
Figura 3.10 - a) Comparador com histerese não inversor; b) Característica do comparador com histerese não inversor.	36
Figura 3.11 - Circuito de disparo do IGBT com o circuito de proteção contra sobrecorrentes incorporado e a parte da potência.	37
Figura 3.12 - Histerese do comparador da Figura 3.11.	37
Figura 3.13 - Diagrama temporal do funcionamento da Figura 3.11.	38
Figura 3.14 - O circuito de atraso $R_D C_a$	39
Figura 3.15 - Representação qualitativa da curva da tensão V_{Ca} ideal.	39
Figura 3.16 - Representação qualitativa da tensão V_{Ca}	40
Figura 3.17 - Representação qualitativa da tensão V_C real.	40
Figura 3.18 - Circuito de proteção com expansão.	41
Figura 3.19 - a) Indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs. b) Indutâncias acopladas ligadas aos coletores dos IGBTs.	42
Figura 3.20 - Diferença nas características de tensão e corrente de dois IGBTs.	42
Figura 3.21 - Utilização das indutâncias acopladas para o equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo [6].	43
Figura 3.22 – Exemplo de ligação de indutâncias acopladas aos três IGBTs em paralelo.	45
Figura 3.23 - Distribuição das tensões nos enrolamentos secundários.	46
Figura 4.1 - Ciclo histerético do material ferromagnético 3E25 [7].	48
Figura 4.2 - Circuito de teste do transformador de impulsos.	49
Figura 4.3 - A curva do sinal de comando, $V_{comando}$, e a curva do impulso no secundário do transformador de impulsos, V_S	50
Figura 4.4 - Circuito de disparo do IGBT.	51
Figura 4.5 - a) Sinal na porta do IGBT. b) Tensão na carga (curva vermelha, 10 V/div.) e a corrente na carga (curva verde, 10 A/div.).	52
Figura 4.6 - a) Tensão na carga. b) Corrente na carga.	52
Figura 4.7 - Disparo de dois IGBTs em paralelo, utilizando os transformadores de impulsos com os primários ligados em paralelo.	53
Figura 4.8 - Curva de tensão da porta do: a) IGBT ₁ ; b) IGBT ₂	53

Figura 4.9 - Disparo de dois IGBTs em paralelo, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em série.....	54
Figura 4.10 - a) Curva de tensão da porta do IGBT ₁ ; b) Curva de tensão da porta do IGBT ₂	55
Figura 4.11 - Característica da tensão do circuito RC.....	56
Figura 4.12 - Circuito de disparo do IGBT com a malha para medição da tensão V_{CE}	57
Figura 4.13 - Forma de onda da tensão V_{Ca}	57
Figura 4.14 - Característica do comparador utilizado.	59
Figura 4.15 - Circuito do comparador com histerese utilizado.	59
Figura 4.16 - Circuito de proteção contra sobrecorrentes.	61
Figura 4.17 - Circuito de disparo do IGBT com circuito resultante de proteção contra sobrecorrentes incorporado.	61
Figura 4.18 - a) Tensão V_{GE} e Corrente I_C . b) Tensão V_{Ca}	62
Figura 4.19 - Tensão na saída do comparador.....	62
Figura 4.20 –a) Tensão V_{GE} e corrente I_C . b) Corrente I_C	63
Figura 4.21 - Tensão V_{Ca} medida pelo comparador.	63
Figura 4.22 - Tensão V_{Ca} (curva laranja) e tensão V_O (curva azul).	64
Figura 4.23 - Tensão V_{GE} (curva laranja) e tensão V_O (curva azul).....	64
Figura 4.24 - Dois IGBTs em paralelo, desequilíbrio de correntes.....	65
Figura 4.25 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (curva azul); b) Diferença de quedas de tensão, $V_{CE2}-V_{CE1}$	65
Figura 4.26 - Dois IGBTs em paralelo, indutâncias acopladas ligadas aos emissores.	66
Figura 4.27 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (curva azul). b) Diferença de correntes I_{C2} e I_{C1} ($I_{C2}-I_{C1}$).	67
Figura 4.28 - Circuito completo com dois IGBTs em paralelo.	68
Figura 4.29 - a) Sinais de disparo do IGBT ₁ (curva laranja) e do IGBT ₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (curva azul).	68
Figura 4.30 - a) Sinais de disparo do IGBT ₁ (curva laranja) e do IGBT ₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (curva azul).	69
Figura 4.31 - Circuito completo com dois IGBTs em paralelo.	70
Figura 4.32 - a) Sinais de disparo do IGBT ₁ (curva laranja) e do IGBT ₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (curva azul).	70
Figura 4.33 - Sinais de disparo do IGBT ₁ (curva laranja) e do IGBT ₂ (curva azul), sobrepostos.....	71
Figura 4.34 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ . b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂	71

Figura 4.35 - Influência das indutâncias nas tensões V_{GE} dos IGBTs.....	72
Figura 4.36 - a) Impulso gerado pelo microcontrolador PIC18f2331. b) Tensão no secundário do transformador de impulsos.	73
Figura 4.37 - Sinal aplicado à porta do IGBT, com a resistência R_G de 10 Ω	74
Figura 4.38 - Sinal aplicado à porta do IGBT, com a resistência R_G de 20 Ω	74
Figura 4.39 - a) Tensão na carga e a corrente na carga b) Tensão na carga e ampliação da corrente na carga.	75
Figura 4.40 - a) Sinal de disparo dos IGBTs. b) Ampliação dos sinais de disparo dos IGBTs.	75
Figura 4.41 - a) Sinal de disparo dos IGBTs. b) Ampliação dos sinais de disparo dos IGBTs.	76
Figura 4.42 - Sinal de disparo do IGBT e corrente I_C (0,1 V/ 1 A).	77
Figura 4.43 - a) Curva de tensão V_{Ca} , medida pelo comparador. b) Curva de tensão V_{Ca} , medida pelo comparador e curva de tensão V_O , na saída do comparador.	77
Figura 4.44 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O	78
Figura 4.45 - Circuito experimental com dois IGBTs em paralelo com proteção contra sobrecorrentes.	79
Figura 4.46 - a) Curvas do IGBT ₁ . b) Curvas do IGBT ₂	80
Figura 4.47 - a) Curvas do IGBT ₁ . b) Curvas do IGBT ₂	80
Figura 4.48 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (0,1 V/ 1 A). b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (0,1 V/ 1 A).	81
Figura 4.49 - a) Curvas do IGBT ₁ . b) Curvas do IGBT ₂	82
Figura 4.50 - a) Curvas do IGBT ₁ . b) Curvas do IGBT ₂	83
Figura 4.51 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (0,1 V/ 1 A). b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT ₂ (0,1 V/ 1 A).	83
Figura 4.52 - a) Curvas do IGBT ₁ . b) Curvas do IGBT ₂	84
Figura 4.53 - a) Curva do sinal da porta do IGBT ₁ . b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₁ (0,1 V/ 1 A).	84
Figura 4.54 - a) Curva do sinal da porta do IGBT ₂ . b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT ₂ (0,1 V/ 1 A).	85
Figura 5.1 - Circuito completo com três IGBTs em paralelo.	86
Figura 5.2 - Disparo de três IGBTs em paralelo, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo.	87
Figura 5.3 - Curva de tensão da porta do IGBT ₁	88
Figura 5.4 - Variação da tensão no condensador C_i ao longo do tempo.	89
Figura 5.5 - Três IGBTs em paralelo com o circuito para medição da tensão V_{CE}	90
Figura 5.6 - Forma de onda da tensão V_{Ca}	90

Figura 5.7 - a) Característica do comparador do circuito de proteção contra sobrecorrentes. b) Circuito de proteção contra sobrecorrentes.	91
Figura 5.8 - Circuito com três IGBTs em paralelo.....	92
Figura 5.9 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT ₁ . b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).	93
Figura 5.10 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT ₁ . b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).	93
Figura 5.11 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT ₁ . b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).	94
Figura 5.12 - Circuito com três IGBTs em paralelo.....	95
Figura 5.13 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O	96
Figura 5.14 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O	97

Acrónimos

μ - permeabilidade magnética absoluta

μ_0 - constante de permeabilidade do vácuo

A_L - fator de indutância (H)

B - densidade de fluxo magnético (T)

C - coletor do IGBT

C_{boot} - condensador de *bootstrap* (F)

C_{CE} - capacidade parasita entre o coletor e o emissor (F)

C_{CG} - capacidade parasita entre o coletor e a porta (F)

C_{GE} - capacidade parasita entre a porta e o emissor (F)

C_i - condensador de armazenamento de energia (F)

D - diodo

D_{boot} - diodo de *bootstrap*

E - emissor do IGBT

e - força eletromotriz (V)

E_{Cif} - energia no condensador após o impulso (J)

E_{Cii} - energia inicialmente armazenada no condensador (J)

E_P - energia libertada durante o impulso (J)

G - porta do IGBT

GND - *ground* (massa)

H - intensidade do campo magnético (A/m)

I_C - corrente do coletor do IGBT (A)

I_{Ca} - corrente no condensador C_a (A)

I_{carga} - corrente na carga (A)

I_{DD} - corrente no diodo D_D (A)

i_{tb} - corrente que passa através da resistência R_{tb} (A)

IGBT - *Insulated Gate Bipolar Transistor* (transistor bipolar de porta isolada)

I_L - corrente na indutância (A)

I_M - corrente de magnetização (A)

I_{RD} - corrente na resistência R_D (A)

I_{Se} - corrente no semicondutor S_e (A)

I_T - corrente total (A)

I_T - corrente total (A)

i_{TVS} - corrente que passa no diodo TVS (A)

L - indutância (H)

l_e - comprimento do caminho do fluxo magnético do núcleo (m)

L_M - indutância de magnetização (H)

MOSFET - *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (transistor de efeito de campo metal - óxido - semicondutor)

N - Número de espiras

NC - contacto não utilizado

PWM - *pulse with modulation* (modulação por largura de impulso)

R_B - resistência da base do transistor TJB (Ω)

R_C - resistência para limitar a corrente do condensador (Ω)

R_{carga} - resistência de carga (Ω)

R_e - resistência igualizadora de corrente (Ω)

R_{fb} - resistência ligada ao ânodo do diodo zener (Ω)

R_G - resistência ligada à porta do IGBT (Ω)

R_{GE} - resistência entre a porta e o emissor do IGBT (Ω)

S - secção do núcleo (m^2)

t_{CCGf} - tempo de descarga de capacidade C_{GC} (s)

t_{CCGf} - tempo de descarga de capacidade parasita C_{CG} do IGBT (s)

t_{CCGr} - tempo de carga de capacidade parasita C_{CG} do IGBT (s)

- t_{CGEf} - tempo de descarga de capacidade parasita C_{GE} do IGBT (s)
- t_{CGEr} - tempo de carga de capacidade parasita C_{GE} do IGBT (s)
- t_{if} - tempo de decrescimento da corrente I_C (s)
- t_{ir} - tempo de crescimento da corrente I_C (s)
- TJB - transistor de junção bipolar
- T_L - indutores acoplados
- T_L - par de indutores acoplados
- t_{ON} - duração de impulso (s)
- T_r - transistor TJB
- t_{tali} - tempo da corrente de cauda (s)
- t_{vf} - tempo de decrescimento da tensão V_{CE} (s)
- t_{vr} - tempo de crescimento da tensão V_{CE} (s)
- TVS - *Transient Voltage Suppressor* (transorb)
- V_C - tensão aplicada aos primários de transformadores de impulsos (V)
- V_{Ca} - tensão no condensador C_a , medida pelo comparador (V)
- V_{carga} - tensão na carga (V)
- V_{CC} - fonte de alimentação ou a tensão de fonte de alimentação (V)
- V_{CE} - tensão entre o coletor e emissor do IGBT (V)
- V_{CEsat} - tensão de saturação entre o coletor e emissor do IGBT (V)
- V_{CEtjb} - tensão entre o coletor e emissor do TJB (V)
- V_{Cif} - tensão no condensador, C_{ii} , que é aplicada à carga no fim de impulso (V)
- V_{Cii} - tensão no condensador, C_{ii} , no início do impulso (V)
- $V_{comando}$ - Sinal de comando do microcontrolador (V)
- V_D - queda de tensão no diodo (V)
- V_d - tensão diferencial do comparador (V)
- V_{GE} - tensão aplicada à porta do IGBT (V)
- V_{Geth} - tensão limiar da porta do IGBT (V)

- V_i - tensão de entrada do comparador (V)
- V_O - tensão de saída do comparador (V)
- V_{OUT} - tensão de saída do circuito de disparo (V)
- V_P - tensão de alimentação dos primários (V)
- V_P - tensão no primário do transformador de impulsos (V)
- $V_{potência}$ - fonte de potência (V)
- V_{Re} - queda de tensão na resistência igualizadora (V)
- V_{ref} - tensão de referência (V)
- V_{ref} - tensão de referência do comparador (V)
- V_S - tensão no secundário do transformador de impulsos (V)
- V_{Se} - queda de tensão no semicondutor S_e à condução (V)
- V_T - tensão total (V)
- V_{TH} - limite superior da histerese do comparador (V)
- V_{TL} - limite inferior da histerese do comparador (V)
- V_Z - tensão do diodo de zener (V)
- Φ - fluxo magnético (Wb)

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

Os conversores electrónicos de potência são usados na comutação de potências cada vez mais elevadas, onde são chamados a conduzir correntes na ordem das centenas e milhares de amperes, muitas vezes superiores às correntes máximas suportadas pelos semicondutores. Quando os semicondutores de potência disponíveis não possuem as características necessárias em termos de corrente, ou a utilização de dispositivos com corrente de condução mais reduzida são uma opção menos dispendiosa, recorre-se à associação em paralelo de vários semicondutores, comandados por sinais de disparo síncronos. É assim necessário garantir, nestas montagens, além da distribuição uniforme da corrente pelos dispositivos, as proteções habituais.

Com este intuito será realizado um estudo sobre a utilização de IGBTs em paralelo e técnicas utilizadas para o seu disparo. Será também efetuado um estudo de equalização das correntes entre os dispositivos em paralelo, bem como os circuitos de proteção contra as sobrecorrentes. Serão dimensionados circuitos com dois e três IGBTs, e o seu funcionamento experimental será comparado com o comportamento em simulação no PSpice.

1.1 Motivação

Esta dissertação inscreve-se na área de investigação e desenvolvimento no seio da secção de Automação e Eletrónica, com particular ênfase no âmbito de electrónica de regulação e comando.

A possibilidade de perceber melhor o funcionamento do tipo de tecnologia em estudo e a grande variedade de aplicações é um fator motivador predominante para desenvolvimento deste trabalho.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem os seguintes objetivos:

- 1) Dimensionar transformadores de impulsos, para disparo dos IGBTs com isolamento galvânico, utilizando núcleos toroidais;
- 2) Disparo de IGBT recorrendo ao transformador de impulsos dimensionado;
- 3) Projetar uma montagem com dois e três IGBTs em paralelo;
- 4) Projetar um circuito de proteção contra sobrecorrentes;
- 5) Utilizar técnicas para equalizar as correntes nos IGBTs em paralelo.

1.3 Estrutura da Dissertação

A estrutura desta dissertação é dividida em seis capítulos.

No capítulo 1, denominado por introdução, apresenta-se o enquadramento, os objetivos do trabalho e a estrutura adotada para a dissertação.

No capítulo 2 apresenta-se a descrição e o funcionamento do IGBT, as soluções mais comuns de proteção contra sobrecorrentes, sobretensões e as técnicas de equilíbrio de correntes.

No capítulo 3 apresenta-se o diagrama geral do circuito com três IGBTs em paralelo, utilizando uma das técnicas de disparo dos IGBTs, de proteção contra sobrecorrentes e de equilíbrio de correntes, bem como o seu dimensionamento, que estão descritas no capítulo 2.

No capítulo 4 mostram-se os cálculos numéricos dos circuitos descritos no capítulo 3, bem como os resultados de simulação em PSpice e os resultados experimentais do circuito com dois IGBTs em paralelo.

No capítulo 5 apresentam-se os cálculos numéricos do circuito com três IGBTs em paralelo, os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos.

No capítulo 6 apresentam-se as conclusões gerais e algumas perspetivas futuras do trabalho.

CAPÍTULO 2 - UTILIZAÇÃO DE IGBTs EM PARALELO

2.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se de uma forma simplificada a descrição e o funcionamento do IGBT, as soluções mais comuns para o disparo do mesmo, os métodos de equalização da corrente nos semicondutores em paralelo e os métodos de proteção contra sobrecorrentes e sobretensões.

Hoje em dia os IGBTs são cada vez mais utilizados como os dispositivos semicondutores de potência de excelência num conjunto vasto de aplicações, que vão da tração, à geração de energias alternativas e à Potência Pulsada, onde as correntes podem atingir milhares de amperes. Devido às suas limitações, principalmente no que respeita à corrente máxima admissível, estes dispositivos devem ser ligados em paralelo. Tendo em conta que os IGBTs da mesma marca e com as mesmas características possuem algumas tolerâncias, deve-se prestar especial atenção aos tempos de passagem à condução e ao corte, à equalização de corrente que passa através dos dispositivos em paralelo e às tensões entre o coletor e o emissor. Adicionalmente, por norma os dispositivos de condução bipolar têm o coeficiente de temperatura negativo, pelo que a sua ligação em paralelo acarreta problemas adicionais.

2.2 Transístor bipolar de porta isolada (IGBT)

O transístor bipolar de porta isolada (IGBT) é um dispositivo semicondutor que reúne as características de tecnologia unipolar (MOSFET), no comando, e de tecnologia dos transístores bipolares (TJB), na condução. Estas duas tecnologias apresentam características que se complementam.

Os transístores bipolares, especialmente os de potência, comparativamente aos MOSFETS equivalentes têm baixas quedas de tensão de condução, suportam maiores tensões e correntes, mas como inconveniente apresentam os tempos de comutação mais elevados do que os MOSFETs, principalmente na passagem ao corte.

Os MOSFETs apresentam os tempos de comutação bastante menores do que os TJBs e maior facilidade de comando da porta, visto que são comandados por tensão. Isto implica um consumo reduzido da corrente durante a comutação e ausência do consumo durante a condução, enquanto TJBs são comandados por corrente, que se deve manter durante todo o tempo de condução do mesmo. Por outro lado, comparativamente com os TJBs, as tensões e as correntes máximas de funcionamento dos MOSFETs são mais baixas e as quedas de tensão de condução são mais altas.

Na Figura 2.1 b) apresenta-se a estrutura vertical de um IGBT. Verifica-se que é muito semelhante à do MOSFET, Figura 2.1 a), onde foi substituída a camada N+ por uma camada P+.

Esta alteração introduz uma nova junção PN, cuja camada P+ quando em condução, injeta os portadores minoritários (lacunas) na região deriva (fracamente dopada) N-. Com a injeção dos portadores minoritários na região N-, aumenta a condutividade do canal dreno-fonte no MOSFET, reduzindo a resistência de condução deste, Figura 2.2 a), o que implica a passagem do transistor TJB à condução. Portanto, o IGBT é um dispositivo misto uma vez que a condução é feita por portadores majoritários (eletrões do canal) e minoritários (os injetados pela junção PN). Devido à nova junção PN do IGBT, o novo diodo vai poder bloquear o diodo parasita já existente, Figura 2.1 b), permitindo bloquear as tensões inversas com o mesmo valor da tensão direta. Este tipo do IGBT designa-se por simétrico ou não atravessado, NPT-IGBT (*“non punch through”*), [1]. A estrutura da porta e do emissor praticamente não sofreram alterações.

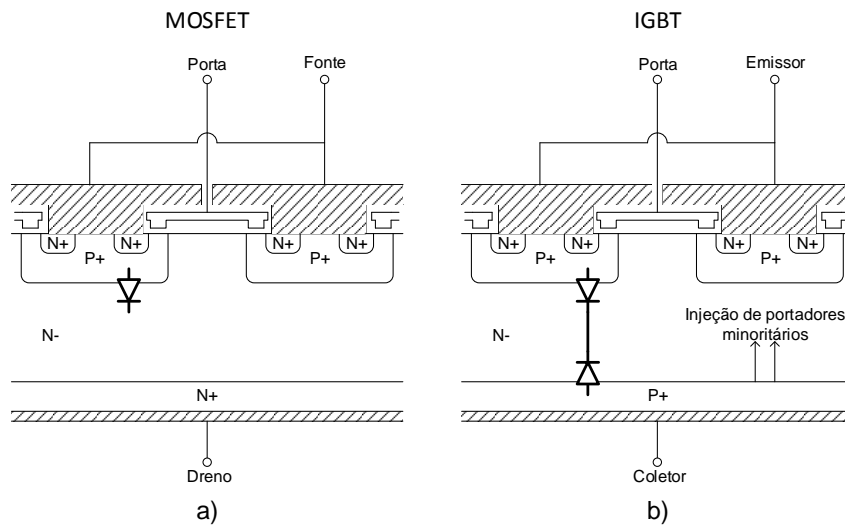


Figura 2.1 - a) Estrutura física de um MOSFET [1]. b) Estrutura física de um IGBT.

Na Figura 2.2 apresentam-se o circuito equivalente e o símbolo do IGBT.

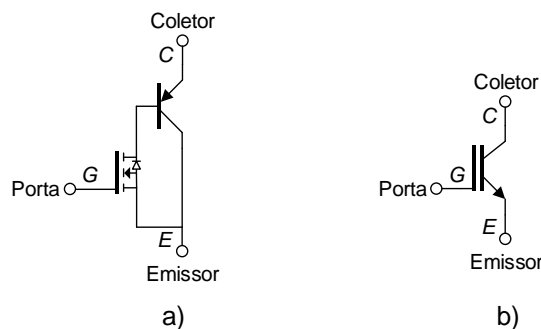


Figura 2.2 - a) Circuito equivalente do IGBT [1]. b) Símbolo do IGBT.

Para obter um IGBT assimétrico basta adicionar uma camada P+ ao MOSFET, mantendo a camada N+, Figura 2.3.

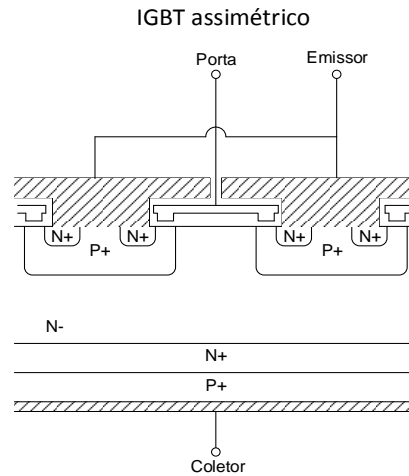


Figura 2.3 - Estrutura física de um IGBT assimétrico [1].

O IGBT assimétrico não pode suportar tensões inversas maiores que cerca de 20 V, devido à alta concentração de impurezas em ambos os lados da junção acrescentada. No entanto, como a camada N+ pode bloquear a progressão da camada de carga espacial, a espessura da zona N- pode ser reduzida. Diminuindo a zona N-, diminui a resistência de condução e reduz-se o tempo de passagem ao corte do IGBT assimétrico relativamente ao IGBT simétrico [1].

O IGBT reúne as melhores características do MOSFET e do TJB, sendo um compromisso entre as tecnologias unipolar e bipolar, dispositivo híbrido. Os tempos de comutação dos IGBTs são mais baixos do que dos TJBs de potência e funcionam com as tensões e correntes mais altas do que dos MOSFETs, tendo a mesma facilidade de comando da porta.

2.2.1 Funcionamento do IGBT

A passagem do IGBT à condução é efetuada aplicando uma tensão positiva, V_{GE} , à porta. Esta tensão deve ser superior ao valor da tensão limiar V_{GEth} , ($V_{GE} > V_{GEth}$), a partir do qual se começa a formar o canal de condução do IGBT. Se a tensão aplicada à porta, V_{GE} , for inferior à tensão limiar V_{GEth} , o IGBT estará ao corte, Figura 2.4.

Na Figura 2.4 apresentam-se as curvas características $i_C(V_{CE})$ e $i_C(V_{GE})$.

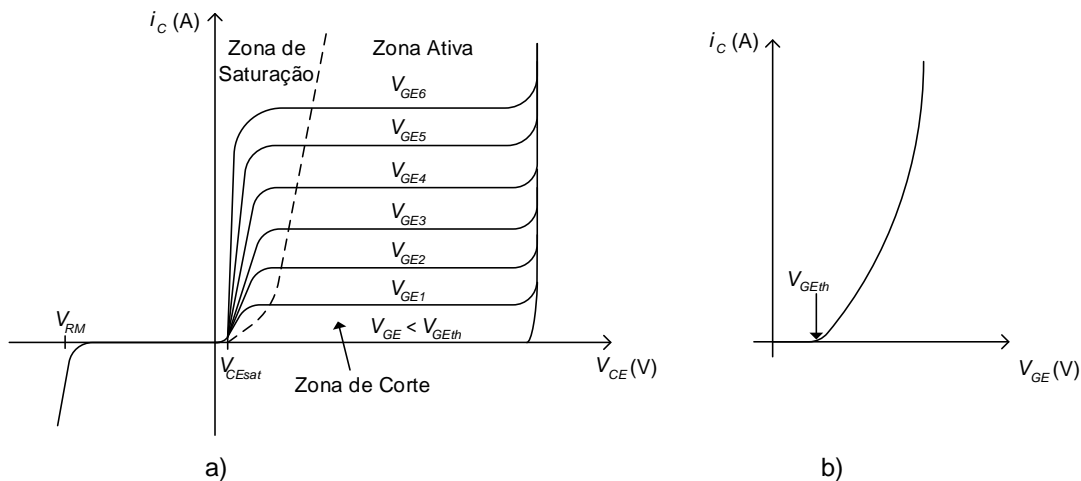


Figura 2.4 - a) Característica $i_C(V_{CE})$ de um IGBT simétrico. b) Característica de transferência $i_C(V_{GE})$ de um transistor IGBT.

Nas características $i_C(V_{CE})$ e $i_C(V_{GE})$ da Figura 2.4 apresentam-se três regiões distintas de funcionamento do IGBT, Zona de Corte, Zona Ativa e Zona de Saturação.

O IGBT encontra-se na Zona de Corte quando $V_{GE} < V_{GEth}$, sendo a corrente de coletor i_C praticamente nula. Nesta zona, a tensão V_{CE} imposta por um circuito exterior pode ser negativa ou positiva. A amplitude da tensão inversa aplicável depende do tipo de IGBT.

O IGBT encontra-se na Zona Ativa quando $V_{GE} > V_{GEth}$ e $V_{CE} \gg V_{CEsat}$. A potência dissipada nesta zona é muito elevada, devendo-se evitar a utilização desta zona no funcionamento como interruptor devido às perdas elevadas.

O IGBT encontra-se na Zona de Saturação quando $V_{GE} > V_{GEth}$ e $V_{CE} \approx V_{CEsat}$. Esta zona conjuntamente com a zona de corte, são usadas em aplicações de potência onde o dispositivo funciona como interruptor.

Alem das três regiões mencionadas, existe ainda uma outra, designada por Zona de Avalanche. O IGBT encontra-se nesta zona quando $V_{GE} > V_{GEth}$, a tensão V_{CE} e a corrente i_C são muito elevados. Esta zona deve ser evitada, pois pode conduzir à destruição do IGBT.

2.2.2 Características dinâmicas do IGBT

As características dinâmicas do IGBT são afetadas por injeção dos portadores minoritários pela camada P+, Figura 2.1 b) e pelas capacidades parasitas. A injeção dos portadores minoritários implica o tempo de recombinação destes, aumentando os tempos de comutação do IGBT. Os tempos de comutação são também aumentados pelas capacidades parasitas, Figura 2.5, devido ao tempo de carga e de descarga das mesmas.

Na Figura 2.5 apresentam-se as capacidades parasitas equivalentes do IGBT.

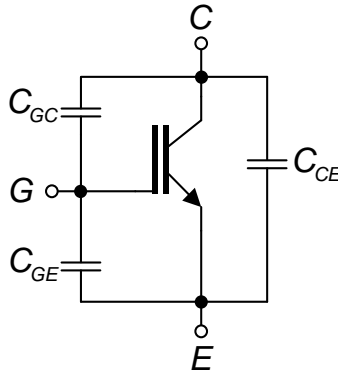


Figura 2.5 - Representação das capacidades parasitas equivalentes do IGBT.

A capacidade C_{GE} é a capacidade medida entre a porta e o emissor do IGBT com $V_{GE} = 0$ V, denominada pela capacidade de entrada. Para os IGBTs de 100 A e 1200 V, esta capacidade vale cerca de uma dezena de nF. O valor da capacidade C_{GE} depende da tensão V_{CE} aplicada.

A capacidade C_{CG} é a capacidade medida entre o coletor e a porta do IGBT, denominada pela capacidade de transferência inversa. O valor desta capacidade também depende da tensão V_{CE} e é relativamente mais baixa do que o valor da capacidade C_{GE} para as mesmas condições.

A capacidade C_{CE} é a capacidade medida entre o coletor e emissor do IGBT, denominada pela capacidade de saída. O valor desta capacidade depende do tempo médio de vida dos portadores minoritários.

Estas capacidades resultam da proximidade física dos elétrodos e das zonas de depleção, contribuindo para que a passagem do IGBT à condução/corte não seja instantânea.

Na Figura 2.6 apresenta-se o diagrama temporal que representa a passagem à condução e a passagem ao corte do IGBT.

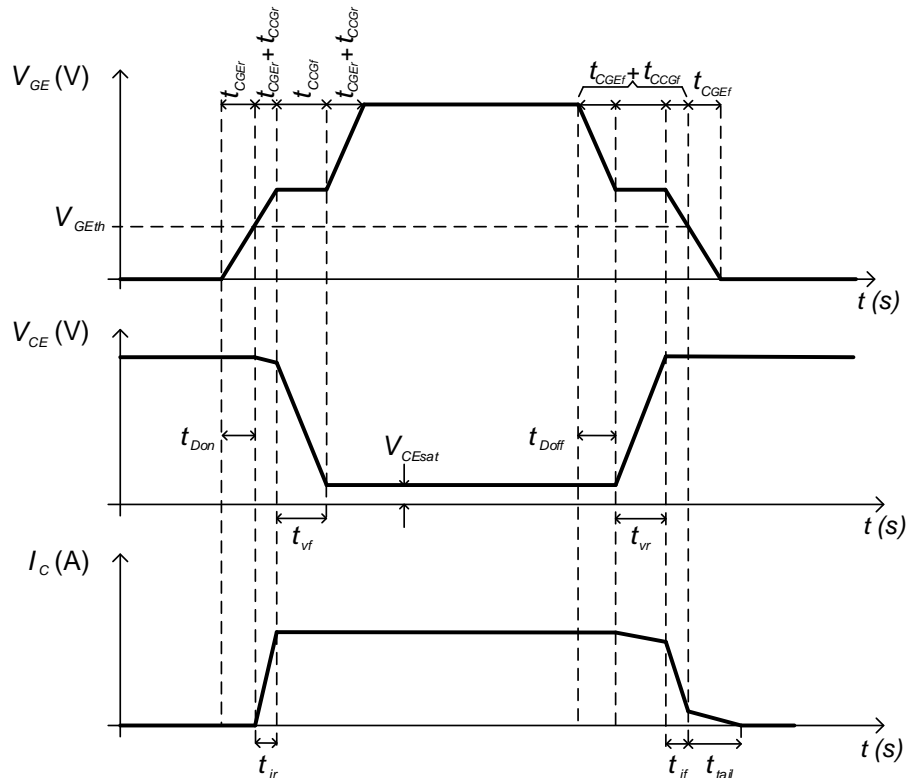


Figura 2.6 - Representação qualitativa das características dinâmicas do IGBT.

Como se pode verificar pela figura anterior, as capacidades parasitas C_{GC} e C_{GE} possuem os tempos de carga (t_{CGE} e t_{CCG}) e os respetivos tempos de descarga (t_{CGE} e t_{CCG}), o que impõe um atraso de crescimento e decrescimento da tensão V_{GE} , contribuindo para a existência dos tempos de crescimento (t_{vr}) e dos tempos de decrescimento (t_{vf}) da tensão V_{CE} .

Na passagem do estado de corte para a condução, antes de entrar na saturação, o transístor bipolar PNP (Figura 2.2 a)) deve atravessar a zona ativa, o que acontece algum tempo depois de passagem completa à condução do MOSFET. Depois do MOSFET estar completamente à condução, a tensão V_{CE} passa para o valor da tensão V_{CEsat} .

Na passagem ao corte, as capacidades parasitas C_{GE} e C_{GC} provocam o tempo de atraso t_{Doff} , descarregando até um valor de tensão a partir do qual a tensão V_{CE} aumenta. Depois de aumento da tensão V_{CE} , verifica-se uma pequena diminuição inicial da corrente I_C , que se deve ao facto de passagem do MOSFET ao corte. A diminuição da corrente I_C durante os tempos t_{if} e t_{tai} deve-se à recombinação dos portadores minoritários (lacunas) presentes na junção Emissor - Base do transístor PNP. A existência de corrente de cauda, que corresponde ao tempo t_{tai} deve-se ao facto de a recombinação se processar com a base em aberto (quando o MOSFET está ao corte, Figura 2.2).

2.3 Métodos de disparo do IGBT

Habitualmente, os circuitos de disparo dos semicondutores colocados em conversores de potência são operados com baixas tensões (não ultrapassando os 24 V) e baixas correntes (na ordem das dezenas de mA). Estes circuitos são designados por *drivers*.

Hoje em dia existem vários métodos de disparo dos IGBTs, sendo os mais utilizados: o disparo recorrendo ao sinal de comando não isolado, sinal de comando isolado opticamente e sinal de comando isolado magneticamente, que serão descritos nos pontos seguintes.

2.3.1 Sinal de comando não isolado

A utilização do sinal de comando não isolado consiste na utilização dos circuitos de disparo dos semicondutores que não possuem o isolamento galvânico. Para ser possível a utilização deste tipo de circuitos, o circuito de comando e o circuito de potência devem ter o mesmo referencial. Para realização do comando dos IGBTs normalmente são utilizados os circuitos de disparo que possuem internamente a configuração dos transístores em “Totem-Pole” como se ilustra na Figura 2.7. A escolha deste tipo de circuitos de disparo deve-se ao facto de serem bastante rápidos, podendo comutar a frequências que atingem centenas de kHz, permitindo também manter o sinal de comando na sua saída durante o tempo próximo do tempo do período.

Os transístores em “Totem-Pole” são normalmente colocados à condução alternadamente devido às portas lógicas internas do *driver*. Quando aparece um sinal positivo à entrada, este é processado de maneira a colocar o transístor T_{r1} , à condução o que implica a passagem à condução do IGBT e o transístor T_{r2} passa ao corte. O transístor T_{r1} passa ao corte quando desaparece o sinal de comando, neste instante o transístor T_{r2} entra em condução, ligando assim a porta do IGBT à massa o que implica a passagem do IGBT ao corte.

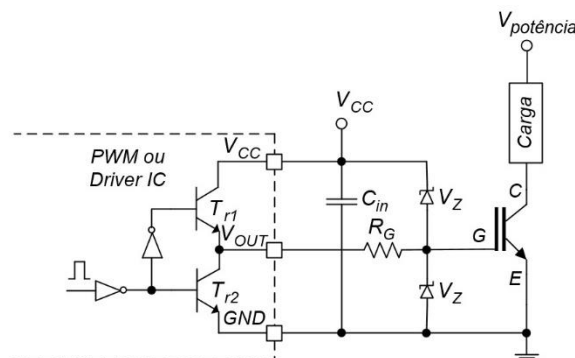


Figura 2.7 - Exemplo de ligação do IGBT ao *driver* [2]

Tal como mencionado anteriormente, a velocidade de comutação e a possibilidade de manter o sinal de disparo na saída durante o intervalo de tempo próximo do tempo do período são duas grandes vantagens deste tipo de circuitos de disparo.

2.3.2 Sinal de comando isolado opticamente

Os circuitos de comando que operam com os sinais de comando isolados opticamente, podem transmitir os sinais isolados por optoacopladores ou fibras-ópticas, onde o isolamento elétrico é realizado por meio ótico. Os optoacopladores convencionais não possuem a blindagem de Faraday e não são adequados para aplicações de comando de transistores MOSFETs e IGBTs devido à sua construção. Por esta razão existe outro tipo de optoacopladores que se apresenta na Figura 2.8.

O optoacoplador pode ter uma configuração interna de transístores em “Totem-Pole”, Figura 2.8. O isolamento galvânico deste tipo de dispositivos é realizado recorrendo a um emissor de sinal luminoso (como um led por exemplo) e um foto-díodo, que ao receber o sinal luminoso o transístor T_{r1} passa à condução ficando o transístor T_{r2} ao corte. Do mesmo modo, quando se extingue o sinal de comando, o transístor T_{r1} passa ao corte e o transístor T_{r2} passa à condução. Estas situações devem-se ao processamento do sinal no optoacoplador. A blindagem de Faraday impede o aparecimento do ruído entre o emissor luminoso e o foto-díodo que poderá surgir devido à capacidade parasita entre estes. O condensador C_{in} serve para absorver os picos de tensão que podem surgir da fonte de alimentação V_{CC} , que alimenta a saída do optoacoplador, que por sua vez alimenta a porta do IGBT quando o transístor T_{r1} se encontra à condução.

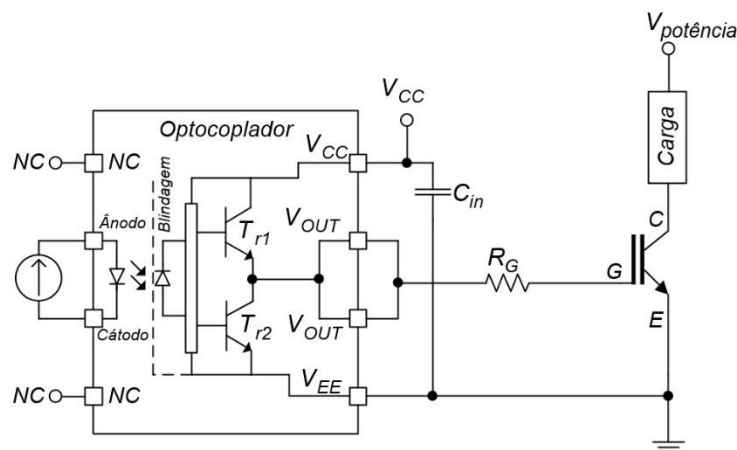


Figura 2.8 - Exemplo de ligação do IGBT ao optoacoplador [3].

A utilização dos optoacopladores para o comando dos IGBTs apresenta várias vantagens, nomeadamente, a presença do isolamento galvânico, a possibilidade de manter o sinal de comando na saída durante o intervalo de tempo próximo do tempo do período, facilidade de interligação com os microcontroladores e circuitos geradores de PWM, o que

torna este tipo de comando largamente utilizado no nosso cotidiano. Porém a utilização dos optoacopladores implica a utilização de uma fonte de alimentação isolada, V_{CC} , para amplificação do sinal. Outra desvantagem existente na utilização deste tipo de dispositivo é a existência do tempo de propagação finito do sinal.

2.3.3 Sinal de comando isolado magneticamente

Outra solução para comando do IGBT com o isolamento galvânico é a utilização do transformador de impulsos, Figura 2.9. Os transformadores de impulsos designados para o comando dos semicondutores de potência conseguem fornecer picos de correntes suficientes de modo a que a comutação dos IGBTs seja rápida, bem como os níveis de tensão apropriados.

Quando se aplica um sinal na base do transístor T_r (Figura 2.9), o transístor passa à condução. Neste instante a tensão do primário V_P do transformador é igual ao valor da tensão da fonte V_{CC} , o que implica que a tensão do secundário $V_S \approx nV_P$, onde o valor de n é o valor de relação de transformação.

O díodo D e o díodo zener V_Z garantem a desmagnetização do núcleo do transformador quando o transístor T_r passa ao corte. A resistência R_G serve para limitar a corrente de carga e de descarga de capacidades parasitas da porta do IGBT e amortecer possíveis oscilações que poderão surgir devido às capacidades parasitas da porta do IGBT e à indutância do circuito à entrada. A resistência R_{GE} serve para descarregar as capacidades parasitas da porta quando o IGBT se encontra ao corte e não permitir que o ruído induzido coloque o IGBT à condução.

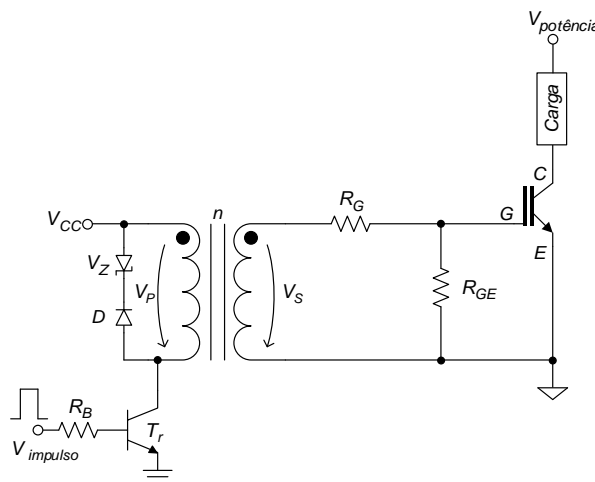


Figura 2.9 - Exemplo de ligação do IGBT ao transformador de impulsos.

A utilização dos transformadores de impulsos nos circuitos de disparo traz várias vantagens, nomeadamente a existência do isolamento galvânico, fornecimento não só do sinal de disparo mas também da potência necessária ao ataque da porta, o que implica a

não necessitam de utilização da fonte de alimentação adicional, reduzido atraso na propagação do sinal de comando do primário para o secundário.

A utilização dos transformadores de impulsos tem como inconveniente o fluxo máximo permitido pelo transformador usado, ou seja, os impulsos com uma certa amplitude não podem exceder um determinado intervalo de tempo devido ao fluxo de saturação do núcleo, $\Phi=Vt$, não havendo a possibilidade de manter o sinal de disparo, com uma determinada amplitude, durante o tempo para qual não se dimensionou o transformador de impulsos.

2.3.4 Bootstrap

A técnica de *bootstrap* utiliza-se para o comando dos IGBTs que possuem os referenciais diferentes, por exemplo na topologia meia ponte, Figura 2.10.

Esta técnica permite simular uma fonte de alimentação flutuante recorrendo a um diodo D_{boot} , e um condensador C_{boot} auxiliares. Quando o IGBT₁ se encontra ao corte e o IGBT₂ à condução, o condensador C_{boot} é carregado pela fonte V_{CC} através do diodo rápido D_{boot} . Quando o IGBT₁ passa à condução e o IGBT₂ ao corte, o diodo D_{boot} encontra-se inversamente polarizado, deste modo, o circuito de disparo superior encontra-se alimentado pelo condensador C_{boot} .

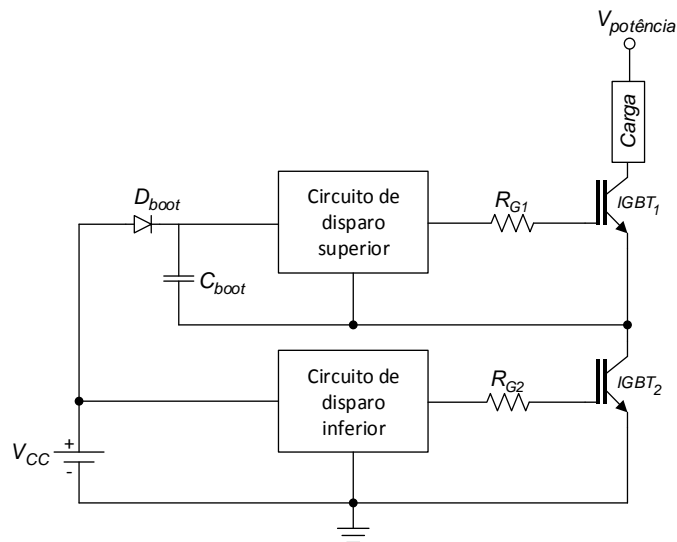


Figura 2.10 - Exemplo da técnica *bootstrap*.

A vantagem de utilização desta técnica é a não necessidade de utilização das fontes de alimentação isoladas para o disparo dos IGBTs do nível superior e do nível inferior.

A desvantagem desta técnica é que devido à descarga do condensador, C_{boot} , existe uma limitação em relação ao tempo de condução e corte do IGBT₁ e IGBT₂ respetivamente, bem com à frequência de operação do circuito, de forma a manter o condensador auxiliar sempre carregado.

2.4 Técnicas de equilíbrio de correntes nos semicondutores de potência ligados em paralelo

Nos próximos pontos, são descritas as técnicas mais comuns para equilíbrio de correntes nos semicondutores de potência ligados em paralelo.

Mesmo considerando semicondutores de potência da mesma marca e modelo, existem algumas tolerâncias, principalmente no que respeita à curva característica de tensão-corrente e ao tempo de passagem à condução e ao corte.

Outra característica importante que se deve tomar especial atenção é o coeficiente de temperatura da resistência de condução dos semicondutores. Existem os semicondutores com o coeficiente de temperatura negativo, por exemplo os transistores TJB, os IGBTs do tipo PT (*"Punch Through"*) e os díodos de potência, e com coeficiente de temperatura positivo, por exemplo os MOSFETs e IGBTs do tipo NPT (*"Non Punch Through"*).

Os semicondutores de potência, que possuem o coeficiente de temperatura positivo, tem a ligação em paralelo simplificada. Quanto maior a corrente de um elemento em paralelo, maior é a potência dissipada, logo, maior se torna a resistência de condução deste, o que implica maior queda de tensão, limitando assim o crescimento da corrente, nesse ramo. Deste modo, para o regime permanente deste tipo de dispositivos, não existe necessidade de utilização de resistências ou indutâncias em série para equilibrar as correntes. Porém, para as condições dinâmicas, diferenças no tempo de comutação e diferenças nas indutâncias parasitas e externas, determina-se o desequilíbrio em transitórios de tensão e corrente, o que pode afetar a operação do dispositivo, neste caso é necessário forçar o equilíbrio de correntes.

Nos semicondutores em paralelo, com o coeficiente de temperatura negativo, o semicondutor no qual passa mais corrente, dissipa maior potência. Isto implica a diminuição de resistência de condução deste, reduzindo assim a queda de tensão, provocando maior passagem de corrente e maior temperatura no mesmo (embalamento térmico). Desta forma, estes componentes contribuem automaticamente para o desequilíbrio das correntes, quando conectados em paralelo, atingindo a sua temperatura máxima o que provoca a sua destruição. Por esta razão deve aplicar-se uma técnica para equilibrar as correntes para este tipo de dispositivos em paralelo.

2.4.1 Utilização de resistências para equalização da corrente

O método mais simples e óbvio de equilíbrio de correntes consiste em inserir resistências, R_e , em série com os semicondutores S_e , Figura 2.11.

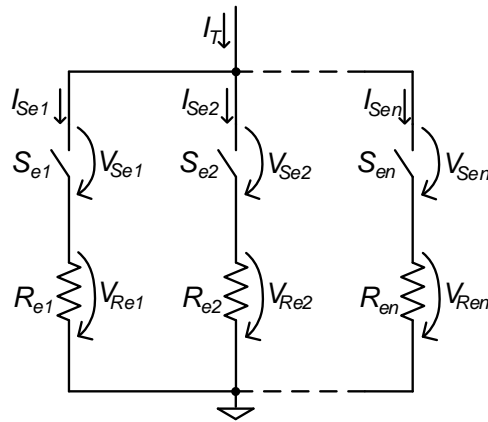


Figura 2.11 - Exemplo de utilização de resistências para equalização da corrente da corrente.

Este método deve ser utilizado principalmente para os semicondutores com o coeficiente de temperatura negativo, de modo prevenir o embalamento térmico.

Num semicondutor S_e , com o coeficiente de temperatura negativo, o aumento de temperatura provoca a diminuição da queda de tensão V_{Se} , aumentando a corrente I_{Se} . Por outro lado, na resistência R_e , que se encontra em série com o semicondutor, a queda de tensão V_{Re} aumenta, compensando assim a diminuição da queda de tensão V_{Se} . Deste modo, utilizando as resistências para equalização da corrente, força-se o equilíbrio de correntes nos dispositivos em paralelo.

A utilização das resistências para equalização da corrente implica uma certa potência dissipada, diminuindo o rendimento do circuito, o que torna este método pouco utilizado nas aplicações de potência elevada.

2.4.2 Utilização de indutâncias acopladas magneticamente

Um dos métodos mais eficientes para forçar o equilíbrio das correntes é a utilização de indutâncias acopladas magneticamente como se apresenta na Figura 2.12. Este método pode ser utilizado para associação de vários tipos de semicondutores em paralelo, tais como, os díodos de potência, os tiristores, os IGBTs, etc.

Na Figura 2.12 apresenta-se uma associação em paralelo de dois semicondutores com as indutâncias acopladas ligadas em série com estes. Como se pode verificar, as bobinas são enroladas em sentidos opostos, modo subtrativo. No caso em que as correntes, I_{L1} e I_{L2} , que passam em ambos os ramos são iguais, a força magnetomotriz induzida será nula. Neste caso as indutâncias acopladas não afetam funcionamento do circuito.

No caso em que as correntes I_{L1} e I_{L2} que passam nos semicondutores S_{e1} e S_{e2} , respetivamente, não são iguais, a força magnetomotriz induzida não será nula, sendo assim nas indutâncias L_1 e L_2 aparecem as forças eletromotrizes induzidas e_1 e e_2 respetivamente com sinais opostos.

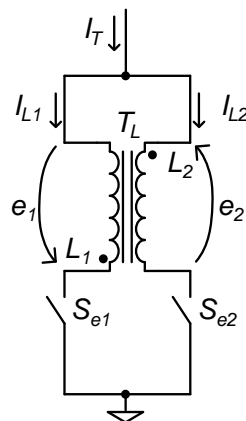


Figura 2.12 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos dois semicondutores em paralelo.

No semicondutor, por onde flui a menor corrente, a força eletromotriz induzida possui o sentido desta. Quanto ao semicondutor, onde a corrente é superior relativamente ao outro, a força eletromotriz opõe-se ao sentido da corrente, equilibrando assim as correntes nos semicondutores. O funcionamento de indutâncias acopladas, Figura 2.12, pode ser descrito pelas seguintes equações:

$$V_{L1} = L_1 \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (2.1)$$

$$V_{L2} = L_2 \frac{di_2}{dt} - L_{12} \frac{di_1}{dt} \quad (2.2)$$

Onde, $e_1 = V_{L1}$ e $e_2 = V_{L2}$.

Na Figura 2.13 apresenta-se um exemplo de utilização de indutâncias acopladas para três semicondutores em paralelo.

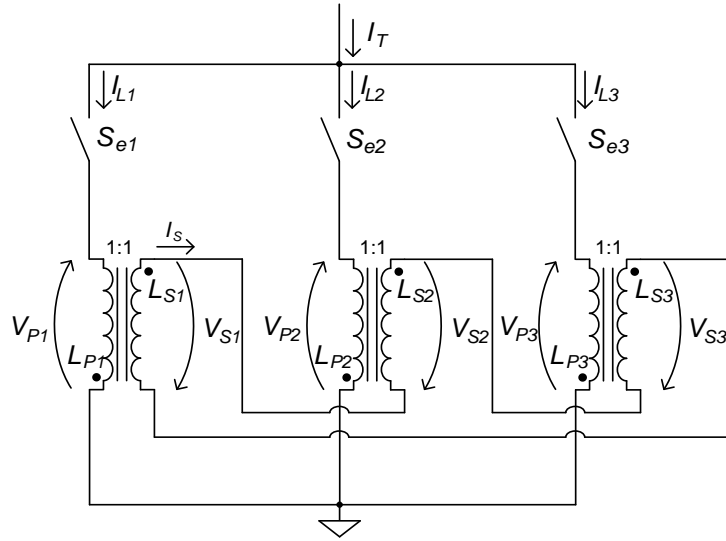


Figura 2.13 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos três semicondutores em paralelo.

O princípio de funcionamento do circuito da Figura 2.15 é semelhante ao circuito da Figura 2.12 e descreve-se pelas seguintes equações:

$$V_{P1} = L_{P1} \frac{di_{L1}}{dt} - L_{S1} \frac{di_S}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_{P2} = L_{P2} \frac{di_{L2}}{dt} - L_{S2} \frac{di_S}{dt} \quad (2.4)$$

$$V_{P3} = L_{P3} \frac{di_{L3}}{dt} - L_{S3} \frac{di_S}{dt} \quad (2.5)$$

Sabe-se que a soma das tensões, V_{P1} , V_{P2} e V_{P3} , é zero, equação (2.6).

$$V_{P1} + V_{P2} + V_{P3} = 0 \quad (2.6)$$

Se a corrente num dos ramos é maior do que nos outros, a indutância L_P desse ramo induz uma tensão, V_S , na indutância L_S acoplada magneticamente a esse ramo. Esta tensão é dividida pelas indutâncias L_S acopladas magneticamente aos ramos onde as correntes são menores, impondo as tensões, V_P , no sentido da passagem de corrente.

Por exemplo, se a corrente I_{L1} no ramo do semiconductor S_{e1} é maior do que nos outros ramos, na indutância L_{P1} aparece uma tensão V_{P1} , que se opõe ao sentido de corrente desse ramo, induzindo uma tensão, V_{S1} , na indutância L_{S1} , acoplada magneticamente.

A tensão V_{S1} é aplicada às indutâncias L_{S2} e L_{S3} em série, Figura 2.14, dividindo-se entre as mesmas e originando as tensões V_{S2} e V_{S3} , equação (2.7).

$$V_{S1} = -V_{S2} - V_{S3} \quad (2.7)$$

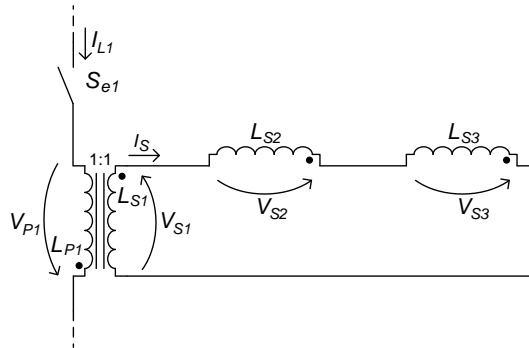


Figura 2.14 - Distribuição das tensões nos enrolamentos secundários.

As indutâncias L_{S2} e L_{S3} induzem as tensões V_{P2} e V_{P3} , Figura 2.13. Sabendo que, $V_{P1} = V_{S1}$, $V_{P2} = V_{S2}$ e que $V_{P3} = V_{S3}$, a partir da equação (2.7) obtém-se:

$$V_{P1} = -V_{P2} - V_{P3} \quad (2.8)$$

O mesmo se verifica a partir da equação (2.6).

Deste modo, a tensão V_P opõe-se ao sentido da corrente no ramo onde a corrente é superior relativamente aos outros ramos, e nos ramos onde as correntes são inferiores as tensões V_P tomam os sentidos das mesmas, equilibrando assim as correntes.

Em situações em que seja necessário conectar mais do que três semicondutores em paralelo, pode se recorrer ao esquema da Figura 2.15.

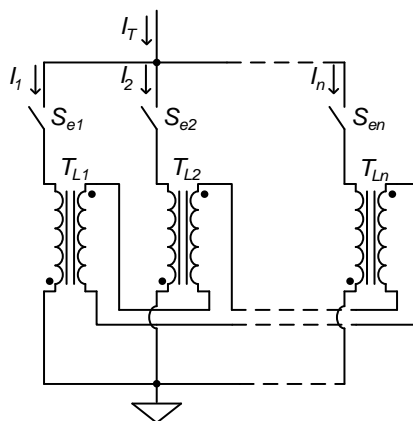


Figura 2.15 - Exemplo de utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de corrente nos vários semicondutores em paralelo.

Deste modo, como mostra a Figura 2.15, é possível conectar vários semicondutores em paralelo utilizando para o equilíbrio da corrente a técnica das indutâncias acopladas.

2.4.3 Seleção de semicondutores de potência com as características semelhantes

Para garantir o melhor balanceamento de correntes nos semicondutores de potência, principalmente com o coeficiente de temperatura negativo, ligados em paralelo, estes são individualmente selecionados de modo computacional, utilizando os sistemas de medida computadorizados, ou manualmente em laboratório. Esta seleção efetua-se de modo a escolherem-se os semicondutores com as características de tensão-corrente, passagem à condução/corte mais próximas possíveis, mesmo fazendo os ensaios para as temperaturas diferentes, de modo a evitar o embalamento térmico.

Este método torna-se bastante dispendioso devido à complexidade de processo de seleção e rejeição de muitos componentes. A vantagem deste método deve-se ao facto de não ser necessário a utilização dos elementos/circuitos adicionais que contribuem para o equilíbrio da corrente nos dispositivos em paralelo.

2.4.4 Utilização da técnica de controlo ativo da porta

Um dos métodos de equilíbrio da corrente utilizado para os IGBTs ligados em paralelo é o controlo ativo da porta [4]. Devido às tolerâncias entre os parâmetros dos IGBTs, ao coeficiente de temperatura negativo e aos possíveis atrasos com electrónica nos circuitos de disparo não se garante a divisão simétrica da corrente entre os dispositivos em paralelo.

Na Figura 2.16 apresenta-se um exemplo do desequilíbrio de correntes em três IGBTs em paralelo, disparados ao mesmo tempo, onde V_{GE} é a tensão aplicada à porta do IGBT e I_C é a corrente do coletor.

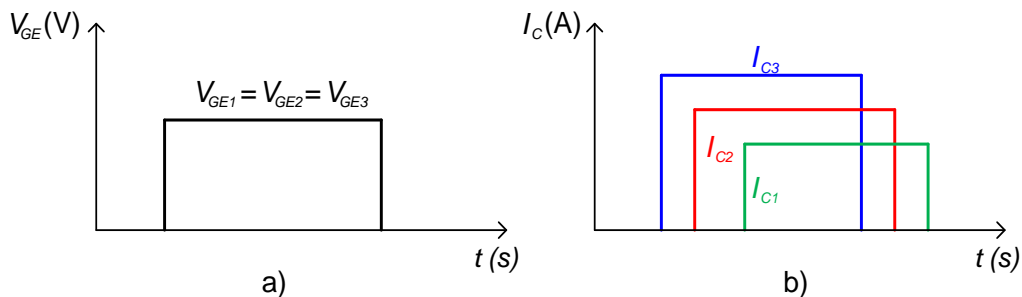


Figura 2.16 - a) Sinais de disparo dos IGBTs (completamente sincronizados). b) As correntes que passam nos IGBTs.(formas de ondas das correntes nos IGBTs)

A utilização da técnica de controlo ativo da porta consiste na variação da amplitude do sinal de disparo, V_{GE} , e no instante do tempo em que este sinal é aplicado à porta do IGBT, de modo a equilibrar as correntes, I_C [4].

Na Figura 2.17 apresenta-se para o exemplo anterior de forma qualitativa a influência da variação dos sinais de disparo (V_{GE}) no tempo, sobre as correntes I_C , escolhendo determinados instantes de tempo de disparo/corte dos IGBTs, de modo obter o sincronismo dos impulsos de correntes que são gerados pelos IGBTs em paralelo [4].

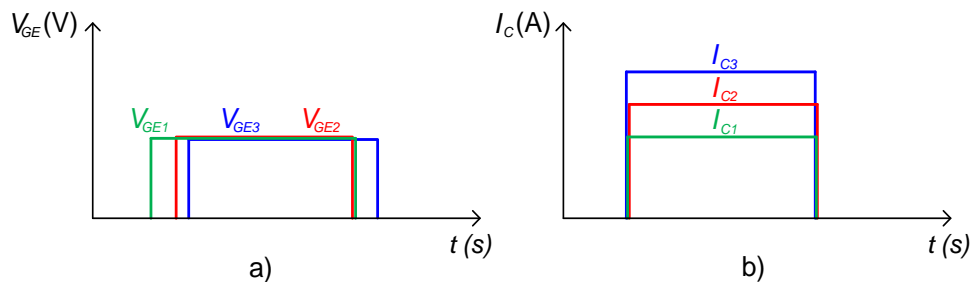


Figura 2.17 - a) Sinais de disparo dos IGBTs (desfasados no tempo). b) As correntes que passam nos IGBTs.

Na Figura 2.18 apresenta-se um exemplo da influência da variação de amplitudes dos sinais de disparo, de modo a equilibrar as amplitudes dos impulsos das correntes I_c , que são gerados pelos IGBTs em paralelo.

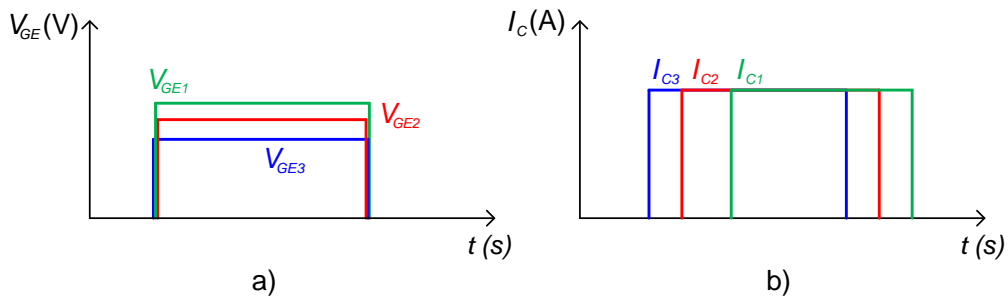


Figura 2.18 - Sinais de disparo dos IGBTs (com as amplitudes diferentes). b) As correntes que passam nos IGBTs.(formas de ondas das correntes nos IGBTs)

Portanto, para o exemplo anterior, variando os sinais de disparo das portas, V_{GE} , em amplitude e no tempo, torna-se possível obter um bom equilíbrio das correntes, I_c , nos ramos (IGBTs) em paralelo, Figura 2.19 [4].

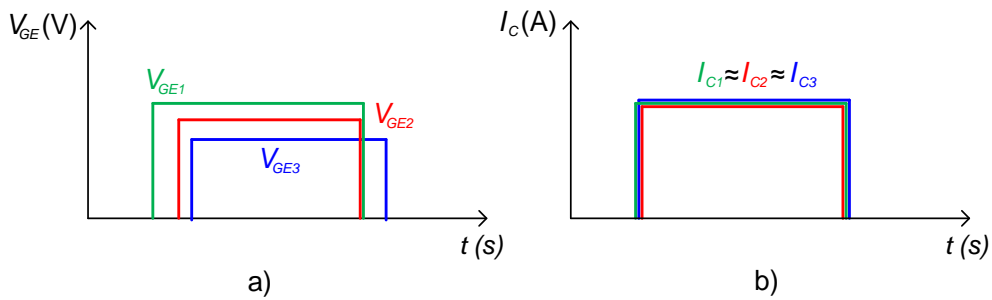


Figura 2.19 - a) Sinais de disparo dos IGBTs. b) As correntes que passam nos IGBTs.

Na Figura 2.20 apresenta-se o exemplo de um esquema de um circuito para utilização do método de controlo ativo das portas dos IGBTs.

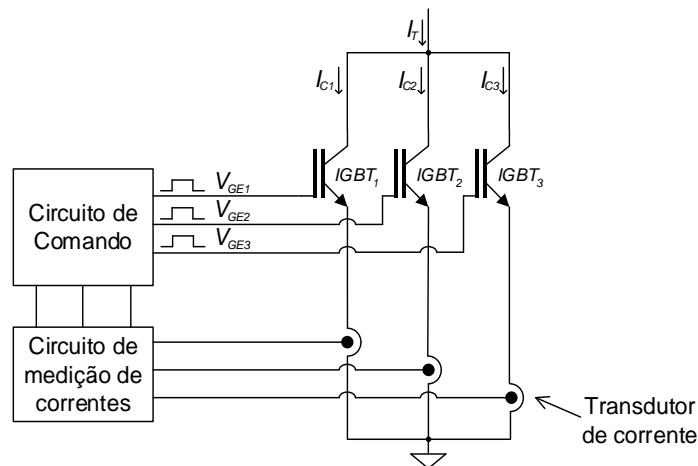


Figura 2.20 - Utilização do método de controlo ativo das portas dos IGBTs.

Para ser possível a utilização do método de controlo ativo das portas deve existir uma malha de controlo, incluindo um circuito de comando programável na cadeia de ação e um circuito de medição de correntes na retroação.

O circuito de medição de correntes avalia as correntes que passam nos IGBTs, bem como os tempos de crescimento e de decrescimento destas. O circuito de comando compara esta informação com a informação obtida no período anterior, para calcular os novos parâmetros dos sinais de disparo, que serão aplicados às portas dos IGBTs no próximo período.

A vantagem da utilização desta técnica é serem desnecessários os elementos adicionais em série com os IGBTs, tais como as bobinas e as resistências. As desvantagens da utilização desta técnica são, a necessidade de um circuito para medir a corrente e de um circuito de comando das portas dos IGBTs programável, sendo este bastante complexo.

2.5 Proteção dos IGBTs contra sobrecorrentes e sobretensões

Neste ponto explicam-se algumas das técnicas existentes de proteção dos IGBTs contra sobretensões e sobrecorrentes.

2.5.1 Proteção contra sobrecorrentes

No caso dos IGBTs, para a proteção contra sobrecorrentes é preferível a utilização dos circuitos ativos devido à sua rapidez de funcionamento.

Na Figura 2.21 apresenta-se um circuito ativo de proteção contra curto-circuitos de um IGBT. Tendo em conta que a queda de tensão, V_{CE} , do IGBT é proporcional à corrente do coletor, torna-se possível detetar uma sobrecorrente medindo esta queda de tensão.

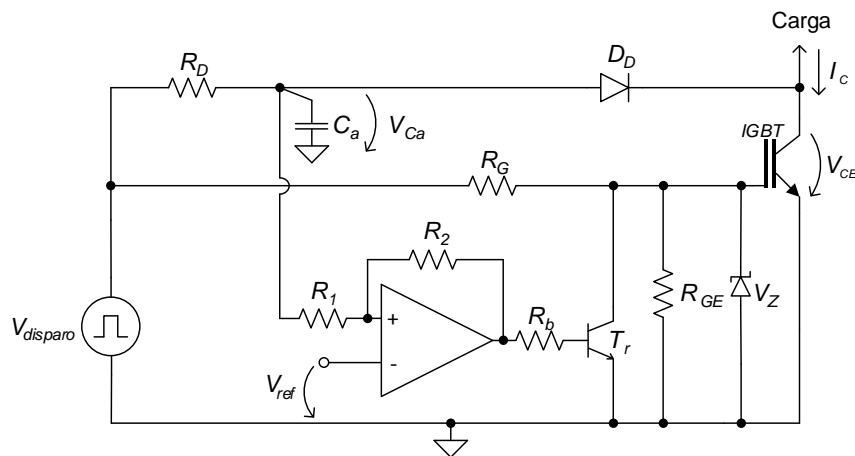


Figura 2.21 - Circuito de proteção do IGBT contra sobrecorrentes.

O circuito de proteção da Figura 2.21 mede a queda de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT através de um diodo rápido D_D que é comparada com a tensão de referência V_{ref} . Quando V_{CE} for superior a um certo limite (definido pela histerese do comparador, Figura 2.21), o comparador comuta passando o transistor T_r à condução, o que implica o desvio da corrente fornecida da porta do IGBT para a massa. O desvio da corrente da porta do IGBT obriga a passagem deste ao corte até a situação permanecer.

O circuito de proteção encontra-se inativo quando a fonte do sinal $V_{disparo}$ contém a informação do corte do IGBT, ou seja, apresenta na saída a tensão que é inferior à tensão limiar da porta do IGBT.

Para prevenir os disparos indevidos do circuito de proteção, na altura de passagem do IGBT à condução, quando a queda de tensão V_{CE} , é elevada deve-se introduzir um atraso ao processamento de sinal de inibição. Para isso, coloca-se o condensador C_a , Figura 2.21, que ao carregar impõe um atraso ao processamento do sinal de inibição, resolvendo assim o problema de disparos indevidos do circuito de proteção.

Na Figura 2.22 apresenta-se outro circuito ativo de proteção do IGBT contra sobrecorrentes.

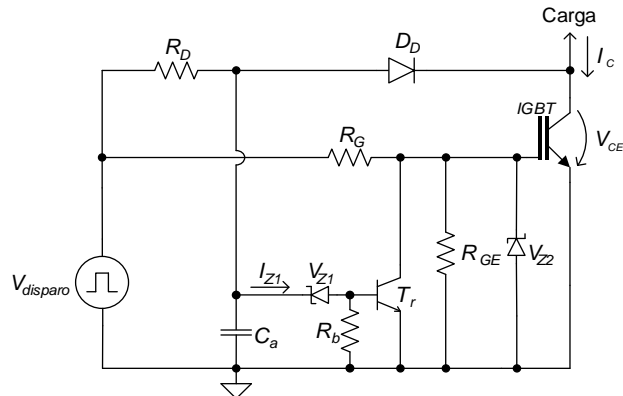


Figura 2.22 - Circuito de proteção do IGBT contra sobrecorrentes.

O princípio de funcionamento deste circuito é semelhante ao circuito da Figura 2.21. A tensão V_{CE} neste caso é comparada com a tensão do diodo zener V_{Z1} e quando for superior, o transistor T_r passa à condução devido à corrente I_{Z1} . A passagem do transistor T_r à condução provoca o desvio da corrente da porta do IGBT para a massa, obrigando o IGBT passar ao corte (como no caso da Figura 2.22).

Outro método de proteção contra sobrecorrentes baseia-se na utilização do circuito da Figura 2.20, onde o circuito de comando das portas dos IGBTs obtém a informação sobre o estado das correntes recorrendo ao circuito de medição de correntes. Neste caso, o circuito de comando deve ser programado para detetar as sobrecorrentes e reagir de uma forma adequada na ocorrência das mesmas.

Tendo a possibilidade de definir o comportamento do circuito de comando, recorrendo à programação do mesmo, é possível desenvolver um algoritmo que permite comandar os IGBTs de melhor forma possível na ocorrência de sobrecorrente. Como exemplo, este algoritmo poderá ter em conta os tempos de passagem ao corte e a dependência da corrente do coletor da queda de tensão à condução de cada um dos IGBTs.

2.5.2 Proteção Contra Sobretensões

Um dos métodos de proteção contra sobretensões mais utilizado, consiste na utilização do diodo zener que influencia diretamente a tensão da porta do IGBT. Normalmente utiliza-se um diodo zener com tensão V_z elevada como se mostra na Figura 2.23 a), ou vários diodos zener ligados em série com a tensão V_z mais baixa.

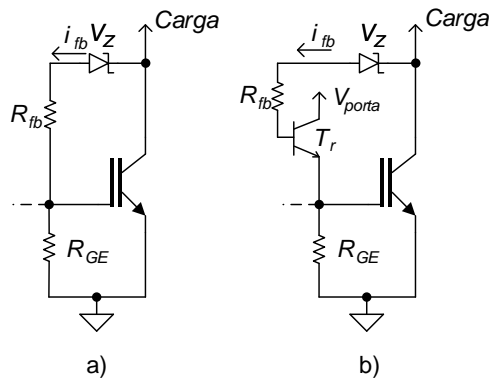


Figura 2.23 - a) Circuito de proteção contra sobretensões convencional; b) Circuito de proteção contra sobretensões melhorado.

Quando a tensão V_{CE} ultrapassa a tensão do diodo zener V_z , aparece uma corrente i_{fb} que recarrega a capacidade da porta do IGBT, ou reduz a sua taxa de descarga que depende do valor de resistência R_{GE} . Na maioria das situações, a resistência R_{fb} é colocada em série com diodo zener, de modo a ser possível ter um maior controlo sobre a corrente i_{fb} . Utilizando o transistor bipolar no circuito de proteção, como se mostra na Figura 2.23 b), as perdas no diodo zener podem ser significativamente reduzidas, até se tornarem desprezáveis.

Outra técnica de proteção dos IGBTs contra sobretensões baseia-se na utilização dos diodos TVS (*Transient Voltage Suppressor*), Figura 2.24. Os diodos TVS foram desenvolvidos especialmente para proteger os semicondutores contra sobretensões em regime transitório. O funcionamento destes diodos é semelhante ao funcionamento dos diodos zener.

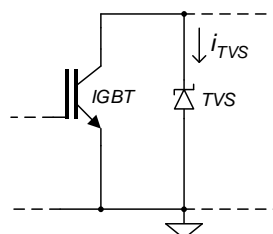


Figura 2.24 - Exemplo de utilização do diodo TVS para proteção do IGBT contra sobretensões.

Estes dispositivos devem ser ligados em paralelo com o circuito/componente que se pretende proteger, como representado na Figura 2.24. A tensão de ruptura destes díodos é normalmente 10 % superior à tensão inversa.

No regime de funcionamento normal, quando estão inversamente polarizados, os díodos TVS apresentam uma grande impedância à passagem de corrente, i_{TVS} . No regime transitório, na ocorrência de uma sobretensão, quando a tensão ultrapassa a tensão de ruptura do TVS, começa a fluir a corrente i_{TVS} através do díodo. Deste modo a sobretensão será limitada mantendo o nível da tensão imposto pelo TVS.

O atributo primário dos díodos TVS é o tempo de reação para as sobretensões, que é da ordem de alguns pico segundos, por esta razão estes dispositivos devem ser utilizados em paralelo com os IGBTs e MOSFETs.

No próximo capítulo são descritas as técnicas para, disparo dos IGBTs em paralelo, proteção contra sobrecorrentes e equalização de correntes nos IGBTs em paralelo.

CAPÍTULO 3- IGBTs EM PARALELO

3.1 Introdução

Neste capítulo apresenta-se a descrição, o funcionamento e as equações para dimensionamento de circuitos com IGBTs em paralelo. São apresentados os circuitos de disparo dos IGBTs, o circuito de proteção contra sobrecorrentes e a solução utilizada para o equilíbrio das correntes nos IGBTs em paralelo.

3.2 Descrição do circuito

O circuito estudado é um circuito constituído por três IGBTs em paralelo, que geram os impulsos positivos na carga, Figura 3.1.

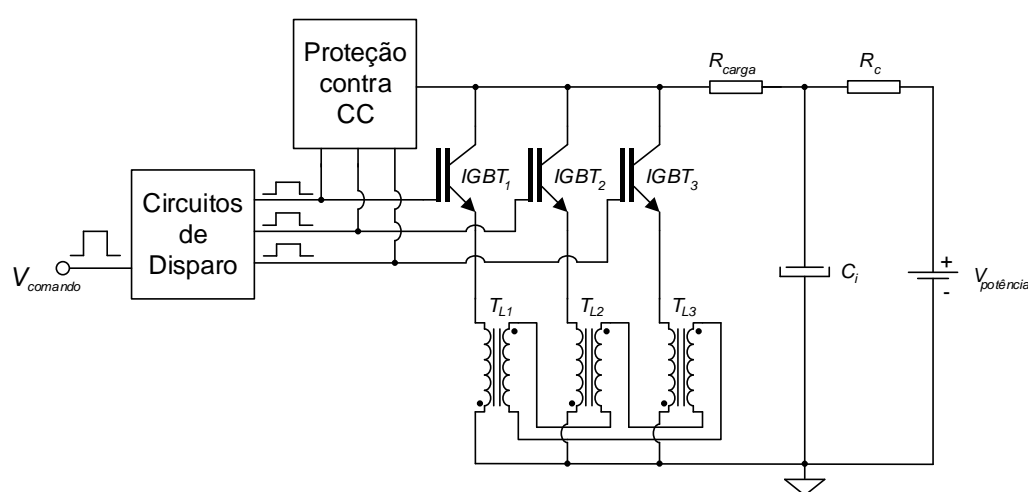


Figura 3.1 - Diagrama principal do circuito construído.

O princípio de funcionamento deste circuito baseia-se na carga de um condensador/bateria de condensadores C_i a partir de uma fonte $V_{potência}$, e a posterior descarga do mesmo na carga, R_{carga} , quando os circuitos de disparo aplicam os sinais de disparo nas portas dos IGBTs, colocando-os à condução, gerando assim os impulsos positivos de corrente na carga. A resistência R_c serve para limitar a corrente de carga do condensador C_i .

Os circuitos de disparo dos IGBTs utilizados nesta dissertação possuem isolamento galvânico por meio de transformador de impulsos, e geram sinais com forma retangular, que são posteriormente aplicados nas portas dos IGBTs, utilizando para o comando um único sinal $V_{comando}$, gerado pelo microcontrolador.

No caso de uma anomalia causar uma sobrecorrente na carga, as correntes que atravessam os IGBTs em paralelo aumentam, o circuito de proteção detecta esta anomalia e limita as tensões das portas dos IGBTs antes da passagem ao corte, estrangulando os canais de condução e limitando as correntes que atravessam os mesmos. Nesta situação,

ao limitar as correntes dos IGBTs antes da passagem ao corte, reduz-se a sobretensão causada entre os coletores e os emissores dos mesmos, provocada, esta sobretensão, pelas indutâncias parasitas equivalentes dos coletores dos IGBTs.

As indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs, enrolados nos sentidos opostos, Figura 3.1, garantem a simetria da corrente nos IGBTs/ramos em paralelo, devido à força eletromotriz induzida. Esta força eletromotriz possui o sentido da corrente no IGBT/ramo em qual a corrente é inferior relativamente aos outros IGBTs/ramos e opõe-se ao sentido da corrente onde esta é superior relativamente aos outros IGBTs, como explicado no capítulo 2.

3.3 A técnica utilizada para o disparo dos IGBTs

Nesta dissertação foram utilizados os transformadores de impulsos para o disparo dos IGBTs.

Para construção de núcleos para transformadores de impulsos utilizam-se materiais que podem ser facilmente magnetizados ou desmagnetizados, visto que se utilizam em aplicações de alta frequência. Um dos tipos materiais que possui as características pretendidas são as ferrites macias, que apresentam o ciclo da histerese bastante estreito e alta permeabilidade magnética. As ferrites são uma classe de materiais cerâmicos magnéticos que se obtêm misturando o óxido de ferro com outros óxidos e carbonetos na forma de pó. Outra característica importante deste material, do ponto de vista de construção de transformadores, é a alta resistividade do mesmo. É importante notar que nem todas as ferrites são facilmente magnetizadas, dividindo-se assim em dois tipos, ferrites macias e ferrites duras.

Existem várias geometrias de núcleos para os transformadores de impulsos. Neste trabalho é utilizado o transformador de impulsos de núcleo toroidal que para além de comandar o IGBT isola galvanicamente o circuito de comando do circuito de potência. A vantagem significativa dos transformadores toroidais é o facto de praticamente não existir interação com os componentes adjacentes do circuito, ou seja, o fluxo de fugas é minimizado.

3.3.1 Dimensionamento do transformador de impulsos

No dimensionamento de um transformador que possui um núcleo admite-se que a distribuição do campo magnético é praticamente definida pela geometria do núcleo.

Considerando a variação do fluxo com a sua secção:

$$\Phi = \int B \, dS \quad (3.1)$$

Para o dimensionamento supõe-se que a secção S e a intensidade do fluxo magnético dentro do núcleo são constantes. Deste modo, o fluxo magnético em qualquer secção será igual ao produto da secção S e da densidade de fluxo magnético B :

$$\Phi = SB \quad (3.2)$$

O campo magnético criado pelas N espiras enroladas sobre o núcleo produz o fluxo total descrito pela equação (3.3), onde Ψ é o fluxo total, Φ_i é o fluxo produzido por cada espira.

$$\Psi = \sum \Phi_i = NBS \quad (3.3)$$

Segundo a Lei de Faraday tem-se:

$$V = N \frac{d\Phi}{dt} = NS \frac{dB}{dt} \Leftrightarrow \quad (3.4)$$

Logo,

$$\Leftrightarrow \int V \, dt = NSB \quad (3.5)$$

onde, V é a tensão de entrada da fonte de alimentação.

Ao dimensionar o transformador de impulsos deve-se ter em conta a curva característica do núcleo deste, Figura 3.2.

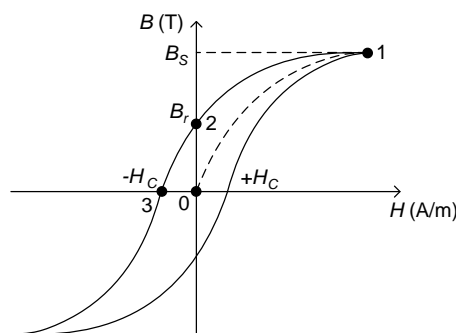


Figura 3.2 - Ciclo histerético do núcleo do transformador.

Nos materiais ferromagnéticos a curva de desmagnetização não é igual à curva de magnetização, sendo este fenómeno denominado por histerese. No gráfico da Figura 3.2 o eixo das abcissas indica a intensidade do campo magnético H no núcleo do material ferromagnético, e o eixo das ordenadas indica a densidade de fluxo B do núcleo.

Supondo que o material se encontra desmagnetizado, a primeira magnetização do núcleo é representada pela curva 0 - 1, cuja origem é no início do referencial, quando $H = 0$ A/m, e fim no valor de saturação B_s .

O ponto 2 representa o magnetismo remanescente do núcleo, que aparece após a primeira magnetização deste. Para anular o magnetismo remanescente é necessário aplicar um valor negativo da corrente (ponto 3), campo coercivo.

Como nesta dissertação o transformador de impulsos será utilizado para gerar os impulsos positivos, a corrente aplicada ao primário terá sempre o mesmo sentido. Por esse motivo, apenas será utilizada a parte positiva do ciclo de histerese, Figura 3.3.

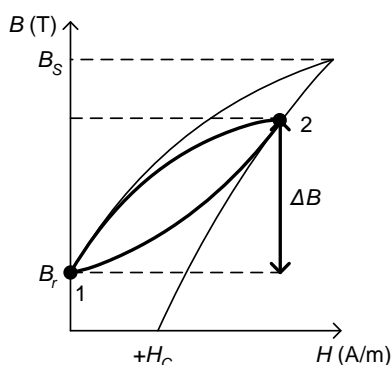


Figura 3.3 - Parte da histerese utilizada.

Para garantir a não saturação do núcleo, a densidade do fluxo magnético deve variar entre os pontos 1 e 2, Figura 3.2.

Sendo assim, a equação (3.5) representa-se da seguinte forma:

$$\int_0^{t_{ON}} V_p dt = N_p S \Delta B \quad (3.6)$$

onde, V_p é a tensão aplicada ao primário do transformador, N_p é número de espiras do primário do transformador e t_{ON} é a duração do impulso.

A partir da equação (3.6) calcula-se o número de espiras do primário:

$$N_p = \frac{V_p t_{ON}}{S \Delta B} \quad (3.7)$$

3.3.2 Circuito de disparo

Na Figura 3.4 apresenta-se o circuito de disparo de um IGBT com a parte da potência.

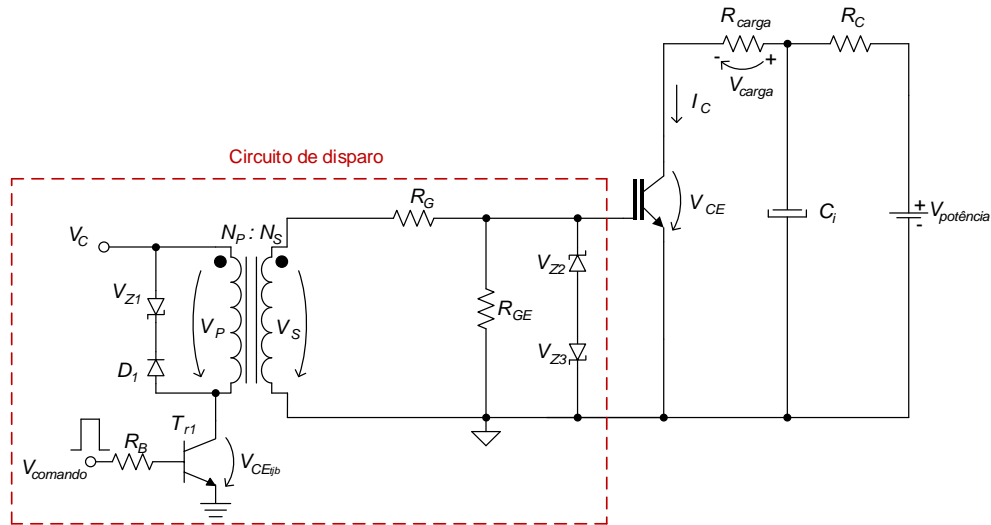


Figura 3.4 - Circuito de disparo para um IGBT.

No primário do transformador, o diodo zener V_{Z1} , e o diodo D_1 , encontram-se ligados em anti-série constituindo a malha de desmagnetização do núcleo. O diodo D_1 serve para inibir a passagem de corrente através do diodo zener, quando o transistor, T_{r1} , se encontra à condução. O diodo zener V_{Z1} aplica uma tensão negativa ao primário, para desmagnetizar o núcleo quando o transistor, T_{r1} , está ao corte.

Tendo em conta que na porta do IGBT podem existir sobretensões que danificam o óxido isolante, é necessário colocar um diodo zener, V_{Z2} , para a sua proteção. A tensão do diodo zener, V_{Z2} , deve ser igual ou inferior à tensão máxima da porta do IGBT e possuir um valor que permite manter o canal de condução completamente aberto.

Para além destas proteções é colocada uma resistência R_G em série com a porta, cuja função é limitar a corrente de carga e descarga da capacidade de entrada da porta, bem como o amortecimento do sinal de disparo que é normalmente um escalão de tensão, que, em virtude do circuito de entrada apresentar indutâncias, L_p , e capacidades, C_p , parasitas, pode oscilar com uma frequência perto da frequência de ressonância $\frac{1}{\sqrt{L_p \times C_p}}$. Para o cálculo desta resistência é necessário saber os valores dos parâmetros parasitas da entrada considerando um fator de qualidade ótimo de 0,707, onde,

$$R_G = \frac{1,41}{2} \sqrt{\frac{L_p}{C_p}} \quad (3.8)$$

A resistência R_G normalmente apresenta os valores entre 10 Ω a 20 Ω .

A resistência R_{GE} , ligada entre a porta e o emissor, serve para descarregar as capacidades parasitas da porta do IGBT e não permitir que ruído induzido coloque o IGBT à condução quando este estiver ao corte.

Na Figura 3.5 apresenta-se o diagrama temporal do circuito de disparo da Figura 3.4.

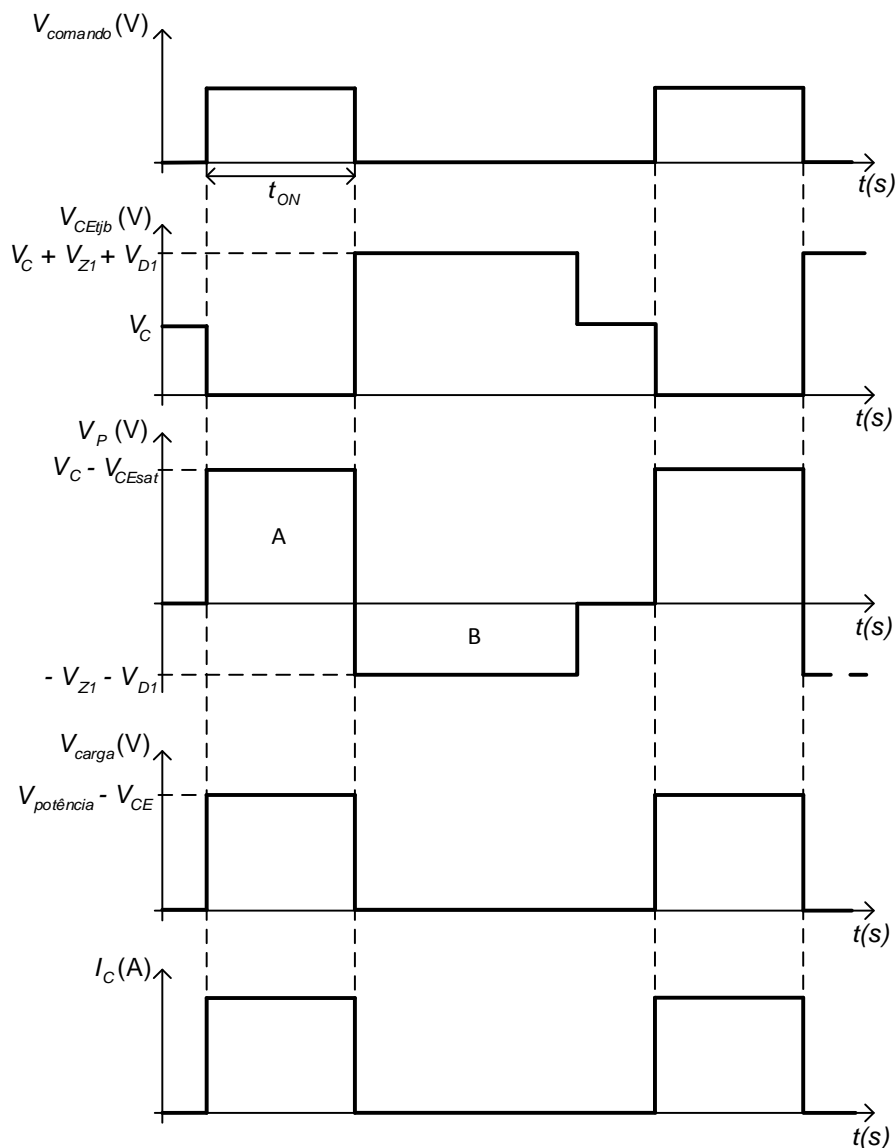


Figura 3.5 - Diagrama temporal do circuito de disparo.

Para comandar o circuito aplica-se uma tensão à base do transístor T_{r1} , $V_{comando}$, cuja forma de onda é um impulso com duração t_{ON} , o transístor T_{r1} passa à condução, a tensão V_P aplicada aos terminais do primário de transformador de impulsos, Figura 3.5, vale $V_P = V_C - V_{CEsat}$, onde a V_{CEsat} é a tensão de saturação entre o coletor e o emissor do transístor T_{r1} .

A tensão V_P induz uma tensão V_S aos terminais do secundário, que depende da relação de transformação do transformador de impulsos, N_P/N_S , e deve ter uma amplitude suficiente para colocar o IGBT à condução, o que vai impor uma tensão na carga V_{carga} e uma corrente I_C , Figura 3.4. Quando a tensão $V_{comando}$ se anula o transistor T_{r1} passa ao corte, passando a tensão aos seus terminais para $V_{CEtjb} = V_C + V_{Z1} + V_{D1}$, Figura 3.4. A tensão aplicada ao primário vale $V_P = -V_{Z1} - V_{D1}$, que provoca a desmagnetização do núcleo do transformador, ficando neste valor até a área B ser igual à área A, Figura 3.4.

Na Figura 3.6 apresenta-se qualitativamente a curva ideal da tensão do primário, o tempo de magnetização do núcleo (t_{MAG}), o tempo de desmagnetização (t_{DESM}), o tempo de condução do transistor T_{r1} (t_{ON}) e o tempo quando o transistor T_{r1} está ao corte (t_{OFF}).

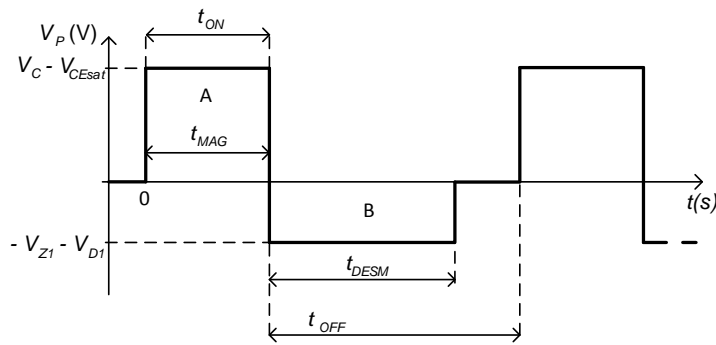


Figura 3.6 - Forma de onda da tensão V_P (V) e t (seg).

Sabendo que para desmagnetizar o núcleo a área B deve ser igual à área A, Figura 3.6, a soma das mesmas representa-se pela equação:

$$A + B = 0 \quad (3.9)$$

Portanto,

$$\int_0^{t_{MAG}} V_P dt + \int_{t_{MAG}}^{t_{MAG}+t_{DESM}} (-V_{Z1} - V_{D1}) dt = 0 \Leftrightarrow \quad (3.10)$$

$$\Leftrightarrow \int_0^{t_{MAG}} V_P dt = \int_{t_{MAG}}^{t_{MAG}+t_{DESM}} (V_{Z1} + V_{D1}) dt \Leftrightarrow \quad (3.11)$$

$$\Leftrightarrow V_P t_{MAG} = t_{DESM} (V_{D1} + V_{Z1}) \quad (3.12)$$

Através da equação (3.12) pode-se calcular o tempo de desmagnetização, de modo a verificar se o núcleo desmagnetiza quando o transistor T_{r1} se encontra ao corte, atribuindo um valor do diodo zener, V_{Z1} , ou atribuindo um tempo de desmagnetização escolhe-se um valor do diodo zener V_{Z1} mais apropriado. É importante salientar que o tempo de desmagnetização não pode ser superior ao t_{OFF} , Figura 3.6, caso contrário o núcleo não desmagnetiza completamente.

Na Figura 3.7 apresentam-se três circuitos de disparo dos IGBTs, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo. Cada um dos secundários fornece um sinal de disparo para cada um dos IGBTs, Figura 3.7.

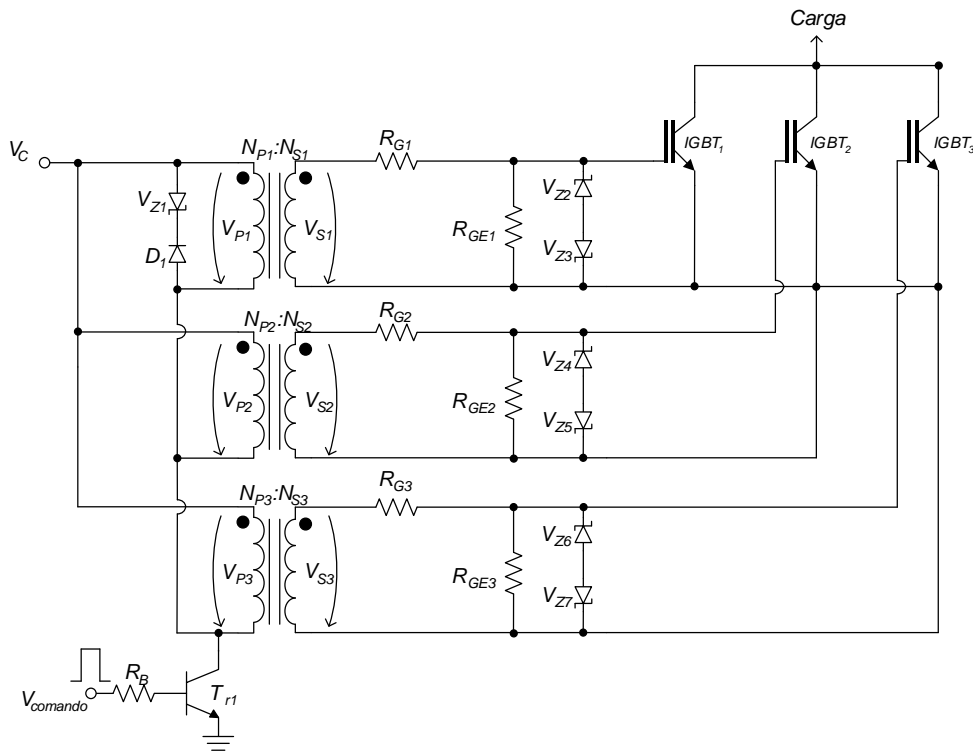


Figura 3.7 - Circuitos de disparo com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo.

Neste caso, os transformadores de impulsos estão ligados em paralelo, onde as tensões dos primários, V_{P1} , V_{P2} e V_{P3} , valem V_C , Figura 3.7. Tendo em conta que todos os primários são comandados através de um transistor T_{r1} , os sinais de disparo aplicados às portas dos IGBTs em paralelo são sincronizados.

Na Figura 3.8 apresentam-se três circuitos de disparo dos IGBTs, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em série.

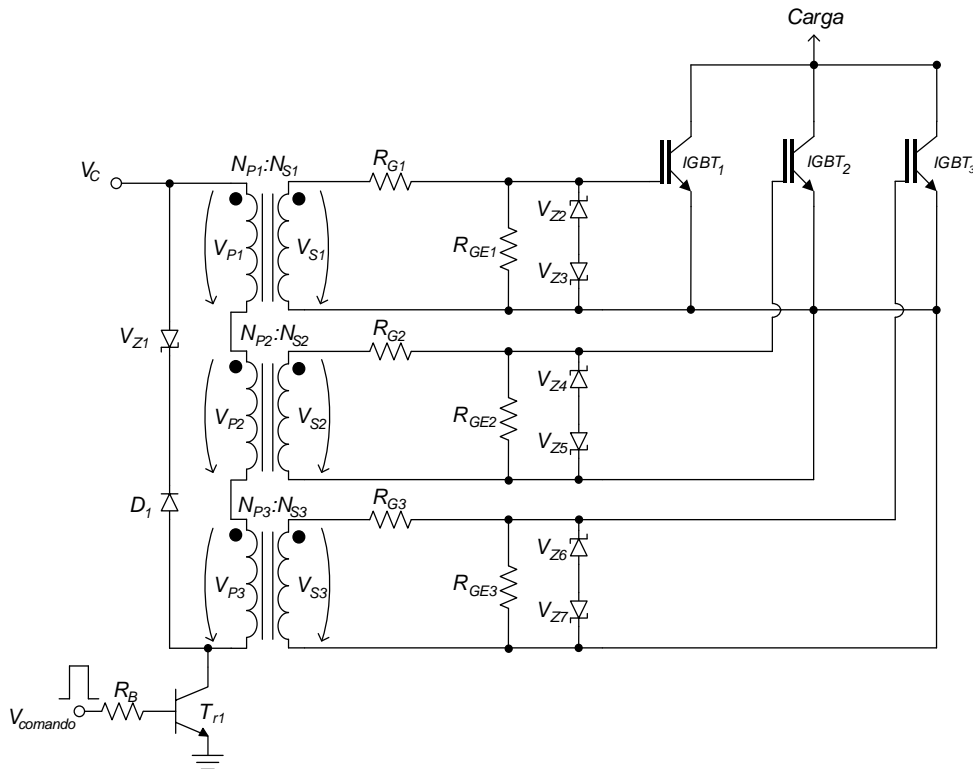


Figura 3.8 - Circuitos de disparo com os primários os transformadores de impulsos ligados em série.

A ligação dos primários dos transformadores de impulsos em série, implica o valor da tensão de cada enrolamento do primário, V_{P1} , V_{P2} e V_{P3} , valer $V_C/3$. Nesta configuração dos circuitos de disparo, como na configuração do circuito da Figura 3.7, não existe assincronismo entre os sinais de disparo aplicados às portas dos IGBTs.

3.4 A técnica utilizada para proteção dos IGBTs contra sobrecorrentes

Nos próximos pontos, serão descritos o funcionamento e o dimensionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes.

3.4.1 Princípio de funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes

Para a proteção dos IGBTs contra sobrecorrentes é preferível a utilização de circuitos ativos analógicos, devido à sua rapidez de funcionamento. Como objetivo definiu-se a construção de um circuito de proteção simples, robusto e rápido.

Nos transistores IGBT, quanto maior for a corrente I_C , maior será a queda de tensão V_{CE} . Na Figura 3.9 apresentam-se as curvas características para as temperaturas de junção de 25 °C e 150 °C do IGBT (do tipo NPT) utilizado neste trabalho.

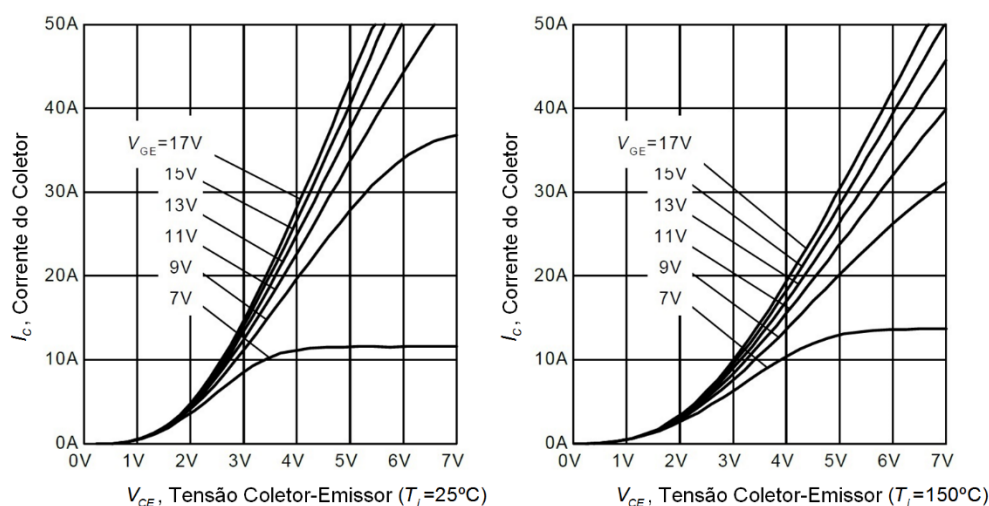


Figura 3.9 - As curvas características do IGBT SKW15N120 para as temperaturas de 25°C e de 150°C [5].

A partir da Figura 3.9 verifica-se que o valor da queda de tensão entre o coletor e o emissor V_{CE} depende da corrente I_C , que passa no IGBT, e que o valor da corrente I_C depende da tensão aplicada à porta. Tendo em conta esta dependência conclui-se que, medindo a queda de tensão V_{CE} é possível detetar as sobrecorrentes e limitá-las através da tensão aplicada à porta. Sendo assim, definiu-se que o circuito de proteção deve detetar as sobrecorrentes e atuar de maneira a limitar a tensão aplicada à porta do IGBT, estrangulando assim o canal de condução durante toda a largura do impulso, o que por sua vez limitará a sobrecorrente detetada.

O circuito escolhido, que obedece às características descritas no parágrafo anterior, é um circuito comparador com histerese não inversor, Figura 3.10 a).

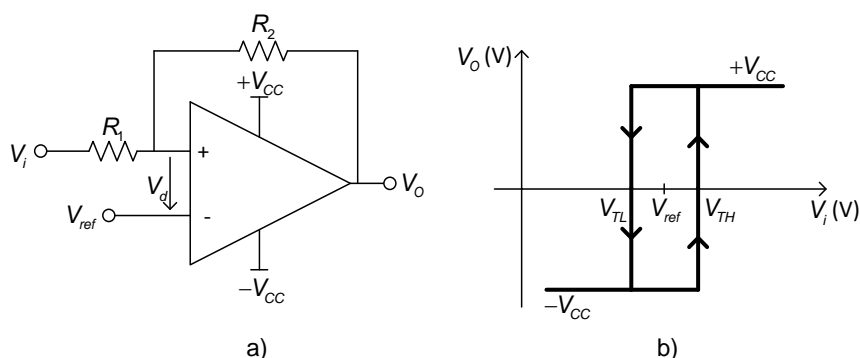


Figura 3.10 - a) Comparador com histerese não inversor; b) Característica do comparador com histerese não inversor.

Na característica do comparador, Figura 3.10 b), apresentam-se duas tensões de limiar, V_{TL} e V_{TH} , e uma tensão de referência V_{ref} . A tensão de referência V_{ref} define a posição do centro da histerese, as tensões V_{TH} e V_{TL} definem os valores das tensões da entrada V_i , a partir das quais a tensão de saída V_o transita para um dos valores da tensão de saturação, nomeadamente $+V_{CC}$ ou $-V_{CC}$.

Caso o valor da tensão de entrada V_i for superior ao valor da tensão de limiar V_{TH} , a tensão diferencial V_d será maior que zero ($V_d > 0$), obtendo-se na saída do comparador, a tensão de saturação $+V_{CC}$.

Caso contrário, quando o valor da tensão de entrada V_i for inferior ao valor da tensão de limiar V_{TL} , a tensão diferencial V_d será menor que zero ($V_d < 0$), obtendo-se, na saída do comparador a tensão de saturação $-V_{CC}$.

Estas condições podem ser representadas pelas equações matemáticas (3.13) e (3.14). Admitindo que a tensão $V_o = +V_{CC}$, a condição de transição para a tensão $V_o = -V_{CC}$ é a tensão diferencial V_d ser inferior a 0 ($V_d < 0$),

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{CC} + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i - V_{ref} < 0 \quad (3.13)$$

Admitindo que a tensão $V_o = -V_{CC}$, a condição de transição para a tensão $V_o = +V_{CC}$ é a tensão diferencial V_d ser superior a 0 ($V_d > 0$),

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} (-V_{CC}) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_i - V_{ref} > 0 \quad (3.14)$$

É importante notar que os valores das tensões de saturação positiva ou negativa, $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$ respetivamente, dependem das tensões de alimentação do amplificador operacional.

Na Figura 3.13 apresenta-se o diagrama temporal de funcionamento do circuito da Figura 3.11, em que no primeiro período apresenta o funcionamento normal do circuito e no segundo a ocorrência de um defeito na carga que provoca uma sobrecorrente.

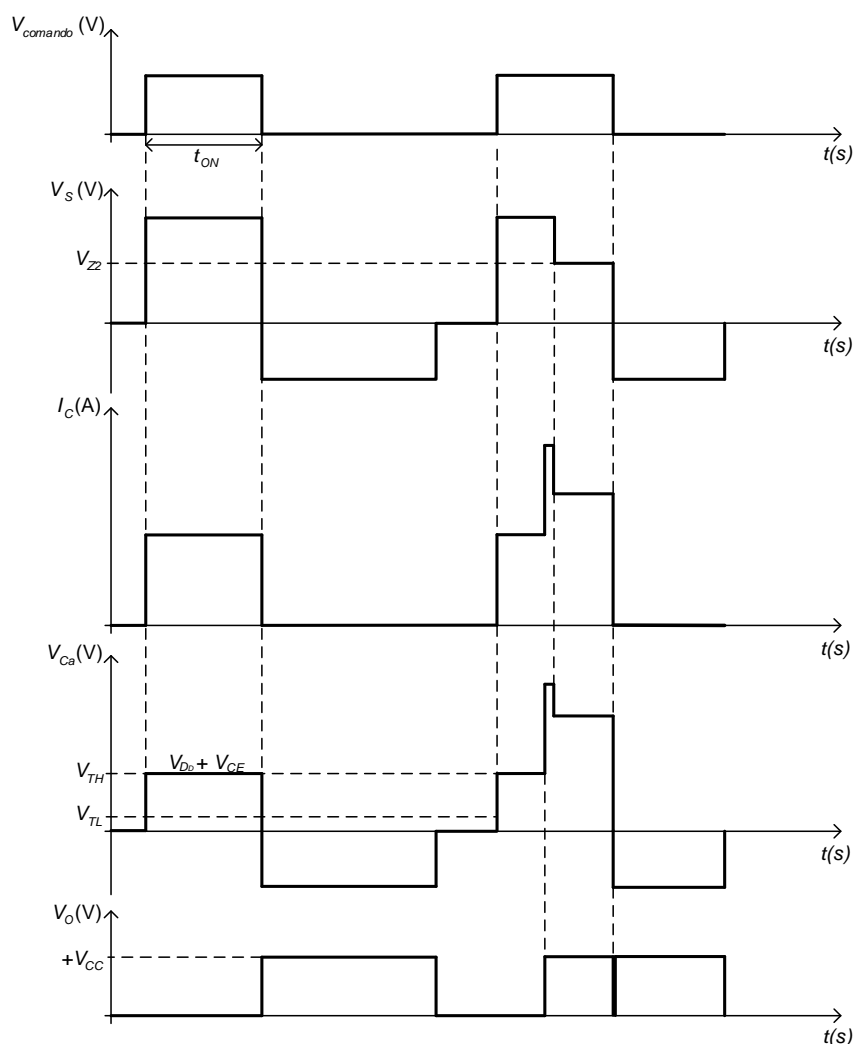


Figura 3.13 - Diagrama temporal do funcionamento da Figura 3.11.

No circuito da Figura 3.11, a tensão V_{CE} é medida através de um diodo rápido D_D , que possui uma queda de tensão V_{D_D} . Sendo assim, a tensão medida pelo comparador V_{Ca} é a soma da queda de tensão do diodo V_{D_D} com queda da tensão entre o coletor e o emissor do IGBT (V_{CE}), como se mostra pela equação (3.15).

$$V_{Ca} = V_{CE} + V_{D_D} \quad (3.15)$$

Logo, perante uma sobrecorrente ou um curto-circuito, a tensão V_{Ca} torna-se superior ao valor da tensão V_{TH} , Figura 3.13. Neste caso, o comparador com histerese apresenta na saída a tensão $+V_{CC}$ passando o transistor T_{r2} à condução, o que liga o ânodo do diodo zener (V_{Z2}) à massa, limitando assim a tensão da porta do IGBT. Deste modo, a tensão aplicada à porta corresponde à soma da tensão do diodo zener (V_{Z2}) com queda de

tensão do diodo D_2 (V_{D2}) e a queda de tensão entre coletor e emissor ($V_{CE(t)}$) do transístor T_{r2} , o que por sua vez estrangula o canal de condução do IGBT, limitando assim a sobrecorrente, Figura 3.13, o que por sua vez limita a sobretensão causada pela indutância parasita equivalente na passagem ao corte do IGBT. Quando a tensão V_{Ca} for inferior à tensão V_{TL} , a tensão à saída do comparador é zero, ficando o transístor T_{r2} ao corte.

No início de cada impulso na carga, de modo a impedir os disparos indevidos do circuito de proteção, que surgem devido ao IGBT neste instante apresentar uma queda de tensão V_{CE} elevada, por não estar na zona de saturação, é necessário colocar um circuito de atraso do sinal visto pelo comparador. O circuito de atraso é constituído pela resistência R_D e o condensador C_a , Figura 3.15.

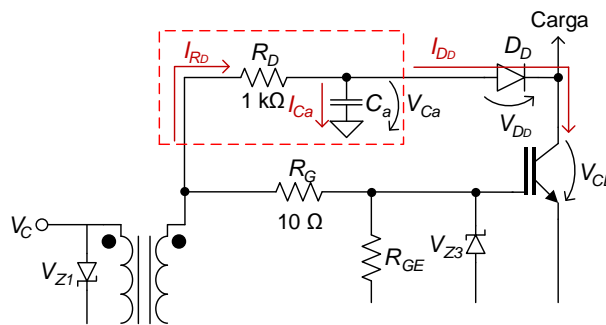


Figura 3.14 - O circuito de atraso $R_D C_a$.

No início de cada impulso na porta do IGBT, o condensador C_a demora algum tempo ao carregar devido à resistência R_D . O tempo que o condensador C_a demora para carregar completamente deve ser suficiente para o IGBT passar do estado de corte para o estado de condução. Ao fim deste tempo, a tensão V_{Ca} resulta na soma da queda de tensão V_{CE} com a queda de tensão V_{DD} (equação (3.15)), que estará dentro dos limites da histerese do comparador. Sendo assim, garante-se a ausência dos disparos indevidos do circuito de proteção.

Supondo que as características dinâmicas do IGBT são ideais (o IGBT passa do estado de condução para o corte e vice-versa instantaneamente) e o modo de funcionamento do circuito é normal (sem sobrecorrentes), a tensão medida no condensador C_a apresentará uma forma de onda semelhante à Figura 3.15.

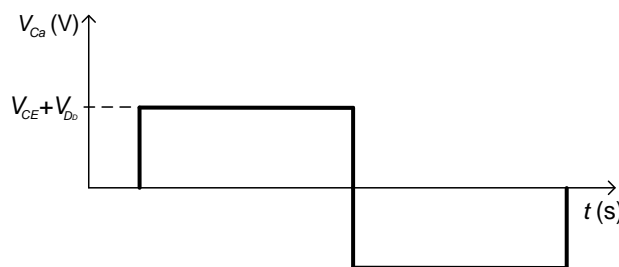


Figura 3.15 - Representação qualitativa da curva da tensão V_{Ca} ideal.

A existência da parte negativa da curva da tensão V_{Ca} deve-se à existência da malha de desmagnetização, que por sua vez impõe uma tensão negativa ao primário do transformador, para desmagnetizar o núcleo.

Tendo em conta os tempos de crescimento e de decrescimento da tensão V_{CE} descritos no ponto 2.2.2, a curva de tensão V_{Ca} medida pelo comparador terá um aspeto semelhante à Figura 3.16. Esta tensão é vista pelo comparador quando flui uma corrente através da resistência R_D , diodo D_D e o IGBT, como se mostra na Figura 3.14.

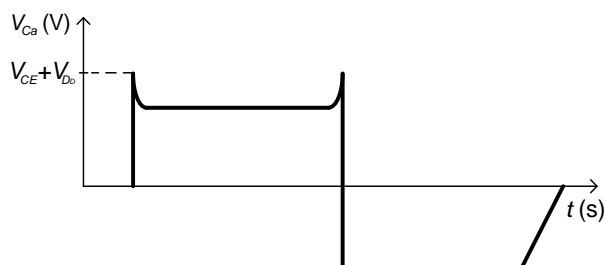


Figura 3.16 - Representação qualitativa da tensão V_{Ca} .

Para o correto funcionamento do circuito de proteção, o valor da tensão limiar da histerese V_{TH} , deve ser igual ou superior ao valor do primeiro pico da tensão V_{CE} , e o valor V_{TL} deve ser inferior ao valor da tensão V_{CE} durante a condução, como se representa pela Figura 3.17.

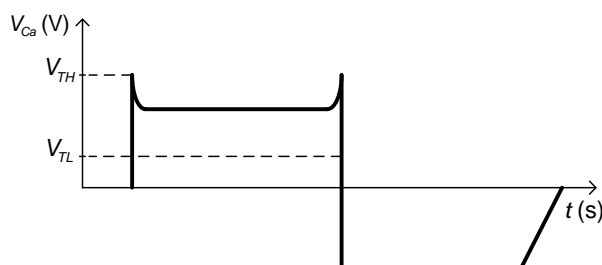


Figura 3.17 - Representação qualitativa da tensão V_C real.

Tendo definido os limites da histerese, V_{TL} e V_{TH} , do comparador (Figura 3.17), garante-se que o circuito de proteção deteta uma sobrecorrente. O desarme é garantido quando a tensão V_{Ca} for inferior ao valor do limite inferior da histerese V_{TL} , garantindo a limitação da sobrecorrente durante toda a largura de impulso.

Uma vantagem considerável deste circuito é a possibilidade de expansão para que seja possível atuar nos vários IGBTs em paralelo, emissores dos quais encontram-se ligados à mesma massa.

Uma possível expansão do circuito utilizado encontra-se representada na Figura 3.18.

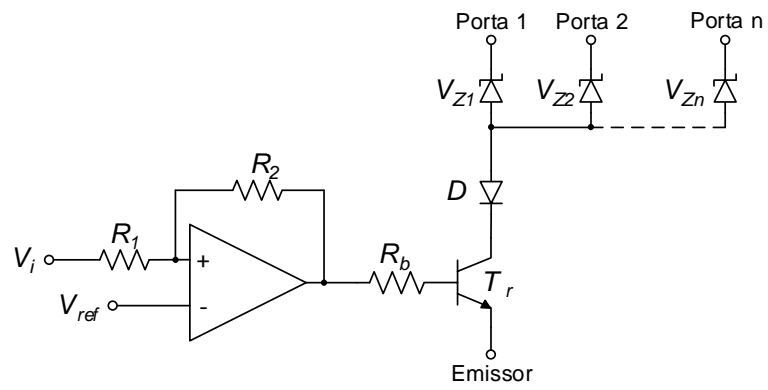


Figura 3.18 - Circuito de proteção com expansão.

3.5 Equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo

Neste trabalho, para o equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo, estudou-se a utilização das indutâncias acopladas magneticamente, ligadas em série com os IGBTs.

As indutâncias acopladas podem ser ligadas aos coletores ou aos emissores dos IGBTs, Figura 3.19.

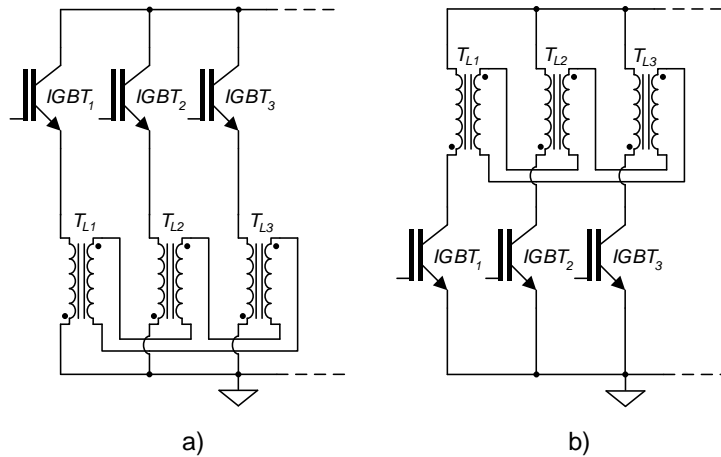


Figura 3.19 - a) Indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs. b) Indutâncias acopladas ligadas aos coletores dos IGBTs.

Deste modo será obtida a simetria de correntes nos IGBTs em paralelo, como foi descrito no ponto 2.4.2.

3.5.1 Dimensionamento de indutâncias acopladas

Na Figura 3.20 apresentam-se qualitativamente duas curvas de tensão-corrente de dois IGBTs iguais à condução.

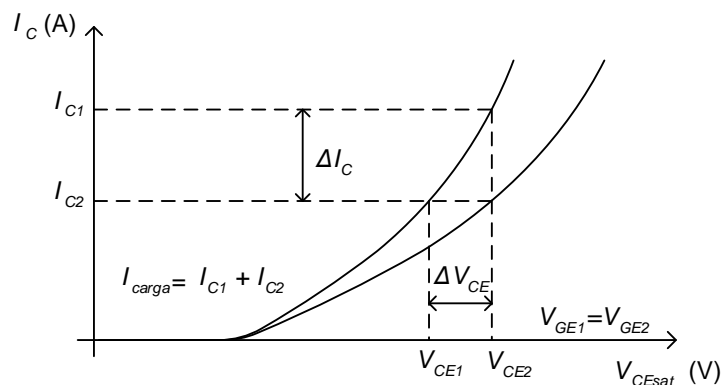


Figura 3.20 - Diferença nas características de tensão e corrente de dois IGBTs.

Como se verifica a partir da Figura 3.20, existe um erro associado às características de tensão-corrente dos IGBTs à condução, visto que para a mesma tensão aplicada às portas as quedas de tensão à condução, V_{CEsat} , são diferentes, provocando um desequilíbrio de

correntes. O que origina, quando os dispositivos estão em paralelo que para a mesma tensão emissor-coletor resultam correntes diferentes nos IGBTs.

Para mitigar o problema de desequilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo utilizaram-se as indutâncias acopladas magneticamente, ponto 2.4.2.

Na Figura 3.21 apresenta-se o circuito com as indutâncias acopladas, ligadas aos emissores de dois IGBTs em paralelo, incluindo a indutância de magnetização das mesmas [6]. Este circuito utiliza-se para dimensionamento de indutâncias acopladas, cujas ligações aos coletores ou emissores não introduzem alterações aos cálculos.

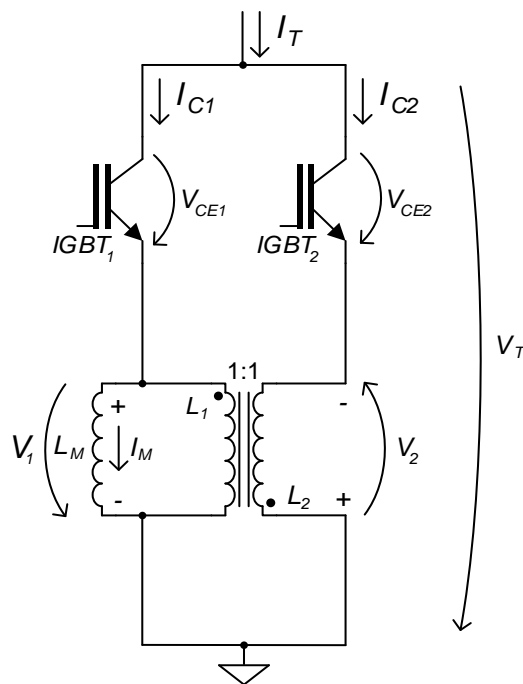


Figura 3.21 - Utilização das indutâncias acopladas para o equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo [6].

Considerando os IGBTs da Figura 3.21 à condução e as quedas de tensão entre os coletores e os emissores $V_{CE1} \neq V_{CE2}$, retiram-se as equações (3.16), (3.17) e (3.18).

$$V_T = V_{CE1} + V_1 \quad (3.16)$$

$$V_T = V_{CE2} - V_2 \quad (3.17)$$

$$I_{C1} = I_{C2} + I_M \quad (3.18)$$

logo,

$$V_T = V_T \Rightarrow V_1 + V_{CE1} = -V_2 + V_{CE2} \Leftrightarrow V_1 + V_2 = V_{CE2} - V_{CE1} \quad (3.19)$$

Portanto, como a relação de transformação das indutâncias acopladas é 1:1, as tensões V_1 e V_2 são iguais, $V_1 = V_2$.

Sabendo que $V_1 + V_2 = V_{CE2} - V_{CE1}$, o valor das tensões nas indutâncias, L_1 e L_2 , é calculado a partir da equação (3.20) [6].

$$V_1 = V_2 = \frac{V_{CE2} - V_{CE1}}{2} \quad (3.20)$$

O valor de desequilíbrio de correntes calcula-se a partir da equação (3.18). Este valor é igual à corrente de magnetização, I_M , equação (3.21).

$$I_M = I_{C1} - I_{C2} \quad (3.21)$$

Para o cálculo do valor de indutância de magnetização, Figura 3.21, sabe-se:

$$V_1 = L_M \frac{dI_M}{dt} \Rightarrow V_1 = L_M \frac{\Delta I_M}{\Delta t} \quad (3.22)$$

portanto,

$$\Delta I_M = \frac{V_1 \Delta t}{L_M} \quad (3.23)$$

seguidamente,

$$I_M = \frac{V_1 t_{ON}}{L_M} \quad (3.24)$$

Substituindo o valor da tensão V_1 , equação (3.20), na equação (3.24) obtém-se a equação (3.25).

$$I_M = \frac{(V_{CE2} - V_{CE1}) t_{ON}}{2L_M} \quad (3.25)$$

Portanto, substituindo os valores das quedas de tensão, V_{CE1} e V_{CE2} , nos semicondutores para uma determinada corrente e admitindo um desequilíbrio de correntes I_{CE1} e I_{CE2} (corrente I_M), obtém-se o valor necessário da indutância de magnetização.

A equação (3.25) pode ser escrita em função da diferença entre a maior e menor quedas de tensão dos IGBTs.

$$I_M = \frac{(V_{CEmax} - V_{CEmin}) t_{ON}}{2L_M} \quad (3.26)$$

onde, V_{CEmax} é a queda de tensão maior, de um IGBT à condução, V_{CEmin} é a queda de tensão menor, de um outro IGBT à condução, e t_{ON} é a duração de impulso.

Para o cálculo do número de espiras sobre um núcleo podem-se utilizar as equações (3.27) e (3.28).

$$L_M = \frac{\mu \mu_0 N^2 S}{l_e} \quad (3.27)$$

$$L_M = A_L N^2 \quad (3.28)$$

Na Figura 3.22 apresenta-se um exemplo de ligação de indutâncias acopladas aos três IGBTs em paralelo.

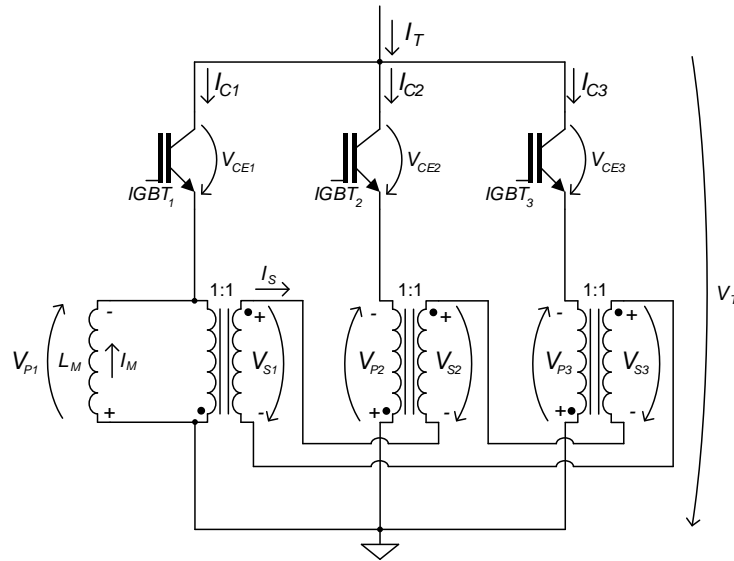


Figura 3.22 – Exemplo de ligação de indutâncias acopladas aos três IGBTs em paralelo.

Para dimensionamento do valor de indutâncias retirou-se o sistema de equações (3.29).

$$\begin{cases} V_T = V_{CE1} - V_{P1} \\ V_T = V_{CE2} - V_{P2} \\ V_T = V_{CE3} - V_{P3} \end{cases} \quad (3.29)$$

Sabe-se que,

$$V_{P1} + V_{P2} + V_{P3} = \frac{N_S}{N_P} (V_{S1} + V_{S2} + V_{S3}) = 0 \quad (3.30)$$

onde, N_P é o número de espiras do primário e N_S é o número de espiras do secundário. Visto que a relação de transformação é 1:1, tem-se:

$$V_{P1} + V_{P2} + V_{P3} = V_{S1} + V_{S2} + V_{S3} = 0 \quad (3.31)$$

Portanto,

$$V_{P1} + V_{P2} + V_{P3} = 0 \wedge V_{S1} + V_{S2} + V_{S3} = 0 \quad (3.32)$$

onde,

$$\begin{cases} V_{P1} = V_{S1} \\ V_{P2} = V_{S2} \\ V_{P3} = V_{S3} \end{cases} \quad (3.33)$$

Para pior caso do dimensionamento de indutâncias acopladas, considera-se que o IGBT₁ (por exemplo) possui a queda de tensão à condução maior que o IGBT₂ e IGBT₃ e que as quedas de tensão dos IGBT₂ e IGBT₃ são iguais ($V_{CE2} = V_{CE3}$).

Neste caso, a partir das equações (3.32) e (3.33), a tensão V_{P1} será, $V_{P1} = V_{S1} = -V_{S2} - V_{S3}$, Figura 3.23.

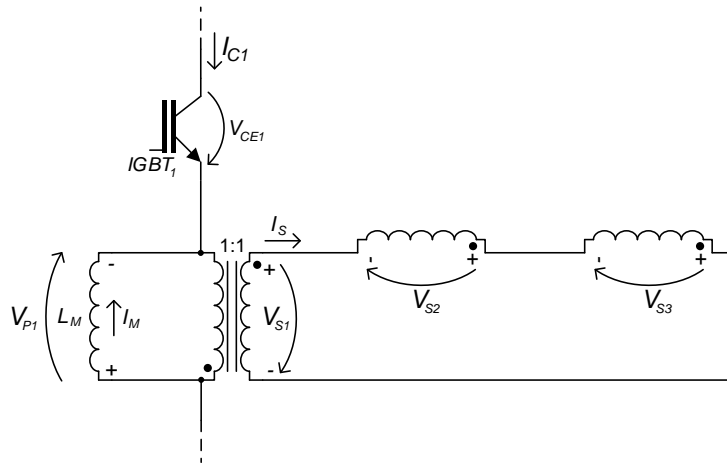


Figura 3.23 - Distribuição das tensões nos enrolamentos secundários.

Portanto, neste caso (quando $V_{CE1} > V_{CE2}$, $V_{CE1} > V_{CE3}$ e $V_{CE2} = V_{CE3}$), $V_{S2} = V_{S3} = -\frac{1}{2}V_{S1}$, sabendo que $V_{P1} = V_{S1}$, segue, $V_{S2} = V_{S3} = -\frac{1}{2}V_{P1}$. Devido à relação de transformação ser 1:1, sabe-se que $V_{S2} = V_{S3} = V_{P2} = V_{P3} = -\frac{1}{2}V_{P1}$.

Substituindo os valores V_{P2} e V_{P3} no sistema de equações (3.29), obtém-se:

$$\begin{cases} V_T = V_{CE1} - V_{P1} \\ V_T = V_{CE2} + \frac{1}{2}V_{P1} \\ V_T = V_{CE3} + \frac{1}{2}V_{P1} \end{cases} \quad (3.34)$$

Resolvendo o sistema de equações (3.34) em ordem a V_{P1} , obtém-se:

$$\begin{cases} V_{P1} = \frac{2}{3}(V_{CE1} - V_{CE3}) \\ V_T = \frac{V_{CE1} + 2V_{CE3}}{3} \\ V_{CE2} = V_{CE3} \end{cases} \quad (3.35)$$

A partir da Figura 3.23 sabe-se que:

$$V_{P1} = L_M \frac{di_M}{dt} \Rightarrow V_{P1} = L_M \frac{\Delta i_M}{\Delta t} \quad (3.36)$$

portanto,

$$V_{P1max} = L_M \frac{I_{Mmax}}{t_{ON}} \quad (3.37)$$

A partir da equação (3.37) segue:

$$I_{Mmax} = \frac{V_{P1max} t_{ON}}{L_M} \quad (3.38)$$

A partir da Figura 3.22 sabe-se que, $I_{CE1} = I_{S1} + I_M$ e $I_S = I_T/3$, logo, $I_M = I_{CE1} - I_T/3$. Deste modo, demonstra-se que, neste caso o valor da corrente I_M representa o valor do desvio da corrente I_C do valor da corrente que deveria passar nos IGBTs, no caso da diferença de quedas de tensão à condução, V_{CE1} , V_{CE2} e V_{CE3} , ser nula ($V_{CE1} = V_{CE2} = V_{CE3}$).

Substituindo na equação (3.38) o valor de V_{P1} obtido no sistema de equações (3.35), obtém-se:

$$I_{Mmax} = \frac{2(V_{CE1} - V_{CE3})t_{ON}}{3L_M} \quad (3.39)$$

onde, $V_{CE3} = V_{CE2}$. Portanto, a equação (3.39) pode ser escrita de outra forma:

$$I_{Mmax} = \frac{2(V_{CEmax} - V_{CEmin})t_{ON}}{3L_M} \quad (3.40)$$

onde, V_{CEmax} é a queda de tensão maior, de um IGBT à condução, e V_{CEmin} é a queda de tensão menor, de um outro IGBT à condução, e t_{ON} é a duração de impulso.

Para o cálculo do valor das indutâncias necessário para equilíbrio de correntes, nos IGBTs em paralelo, deve-se medir as quedas de tensão de condução dos mesmos, selecionando dois valores com maior discrepância (pior caso) e atribuir o valor de desvio máximo admissível de corrente I_M .

Para o cálculo de número de espiras para as indutâncias, utiliza-se uma das equações, (3.27) ou (3.28). Do mesmo modo, é possível calcular o valor das indutâncias para n IGBTs em paralelo:

$$I_{Mmax} = \frac{(n - 1)(V_{CEmax} - V_{CEmin})t_{ON}}{nL_M} \quad (3.41)$$

onde, o valor n é o numero de IGBTs em paralelo.

No Capítulo 4 mostram-se os dimensionamentos, os resultados de simulação e resultados experimentais das técnicas descritas neste capítulo.

CAPÍTULO 4 - CIRCUITO COM DOIS IGBTs EM PARALELO

4.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os cálculos para os circuitos utilizados nesta dissertação bem como os resultados de simulação em PSpice e os resultados experimentais dos mesmos.

4.2 Dimensionamento de transformador de impulsos

Para comandar o IGBT é necessário um impulso com amplitude próxima dos 15 V. Considerando uma duração de impulso de 10 μ s escolheu-se um núcleo toroidal TN/26/15/10 com a secção 55,9 mm², cujo material ferromagnético é 3E25. Este material ferromagnético possui as seguintes características: $A_L = 6420 \pm 25\%$ [nH] e $\mu_i = 5500$. Onde, A_L é fator de indutância, ou por outras palavras, o valor da indutância dividido pelo quadrado do número de espiras, $A_L = L/N^2$ e μ_i é a permeabilidade magnética inicial.

Segundo o ciclo histerético, Figura 4.1, do núcleo utilizado, para evitar a saturação deste, utilizou-se o valor de variação da densidade de fluxo magnético de 150 mT. Depois de ser efetuada a primeira magnetização, o núcleo ficará com o magnetismo remanescente de 100 mT, sendo assim a densidade do fluxo varia entre 100 mT e 250 mT garantindo a não saturação do mesmo.

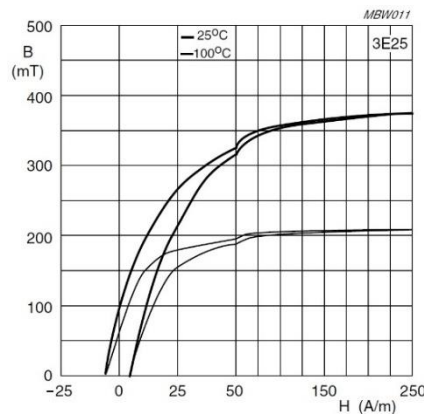


Figura 4.1 - Ciclo histerético do material ferromagnético 3E25 [7].

Substituindo os valores na equação (3.7) obtém-se o número mínimo das espiras do primário do transformador de impulsos:

$$N_p = \frac{V_p \times t_{ON}}{S \times B} = \frac{15 \times 10 \times 10^{-6}}{55,9 \times 10^{-6} \times 0,15} \approx 18 \text{ espiras}$$

Para disparo de um IGBT utilizou-se um transformador de impulsos com a relação de transformação de 1:1, o número de espiras do primário é igual ao número de espiras no secundário.

Para validar o funcionamento do transformador dimensionado simulou-se o circuito da Figura 4.2, onde para o efeito de carga se colocou uma resistência de 1 kΩ.

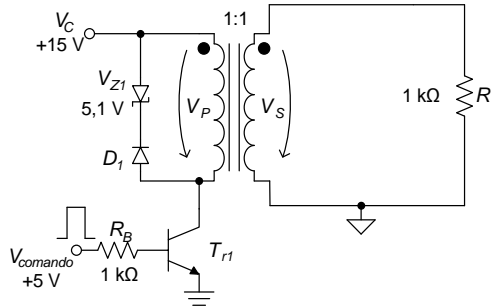


Figura 4.2 - Circuito de teste do transformador de impulsos.

Para geração do sinal de comando utilizou-se o microcontrolador PIC18f2331, que gera uma onda quadrada, $V_{comando}$, com amplitude de 5 V no pino RB0, cujo “duty cycle” é de 10 μs e a frequência é de 100 Hz. Quando o valor lógico do pino RB0 é 1 ($V_{comando} = 5$ V), o transistor T_{r1} (2n2219A) passa à condução, alimentando o primário do transformador, que por sua vez, induz a tensão no enrolamento do secundário. O diodo zener e o diodo que estão ligados em anti série do lado do primário constituem a malha de desmagnetização do núcleo.

Para a desmagnetização do núcleo escolheu-se o diodo zener com a tensão V_{Z1} igual a 5,1 V, portanto o tempo de desmagnetização do núcleo calcula-se através da equação (3.12), onde $V_P = 15$ V (desprezando a queda de tensão do transistor T_{r1} , V_{CEsat}), $t_{ON} = t_{MAG} = 10$ μs, $V_{D1} = 0,7$ V e $V_{Z1} = 5,1$ V. Substituindo os valores na equação (3.12) obtém-se o tempo de desmagnetização do núcleo:

$$15 \cdot 10 \cdot 10^{-6} = t_{DESM} \cdot (0,7 + 5,1) \Rightarrow t_{DESM} \approx 26 \mu s$$

Portanto, o tempo de desmagnetização do núcleo é de 26 μs. Sabe-se que a frequência dos impulsos é 100 Hz e a duração dos impulsos é de 10 μs, portanto o período vale $T = 1/f = 1/100 = 10$ ms, deste modo, o tempo de corte do T_{r1} , t_{OFF} representado pela Figura 3.6, vale $t_{OFF} = T - t_{ON} = 10 \cdot 10^{-3} - 0,01 \cdot 10^{-3} = 9,99$ ms. Portanto o tempo de desmagnetização não é superior ao tempo de corte do T_{r1} , $t_{OFF} > t_{DESM}$, deste modo o núcleo não satura.

Na Figura 4.3 apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 4.2. A curva do sinal de comando, gerado pelo microcontrolador, $V_{comando}$, corresponde à curva de cor amarela e a curva do impulso do secundário, V_s , corresponde à curva azul.

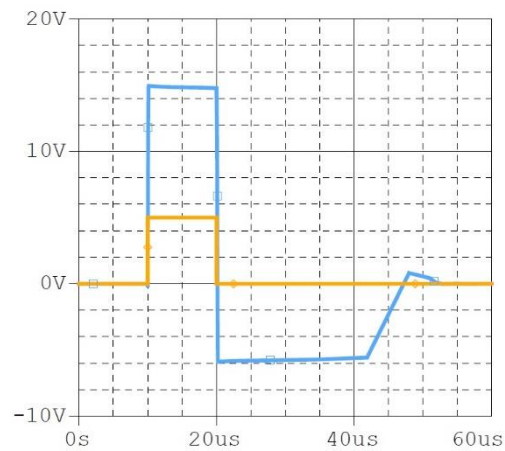


Figura 4.3 - A curva do sinal de comando, $V_{comando}$, e a curva do impulso no secundário do transformador de impulsos, V_s .

A partir da simulação verificou-se que a forma de onda de impulso no secundário do transformador apresenta a duração e a amplitude pretendida, bem como o tempo de desmagnetização do núcleo apresenta a duração aproximadamente de 26 us.

4.2.1 Circuito de disparo do IGBT

Utilizando o transformador de impulsos dimensionado no ponto 3.3.1, simulou-se o circuito de disparo do IGBT representado na Figura 4.4, com tensão de alimentação do lado da potência de 100 V em corrente contínua e a resistência de carga de 10 Ω .

O IGBT utilizado nesta dissertação é da marca “INFINEON” cujo modelo é SKW15N120.

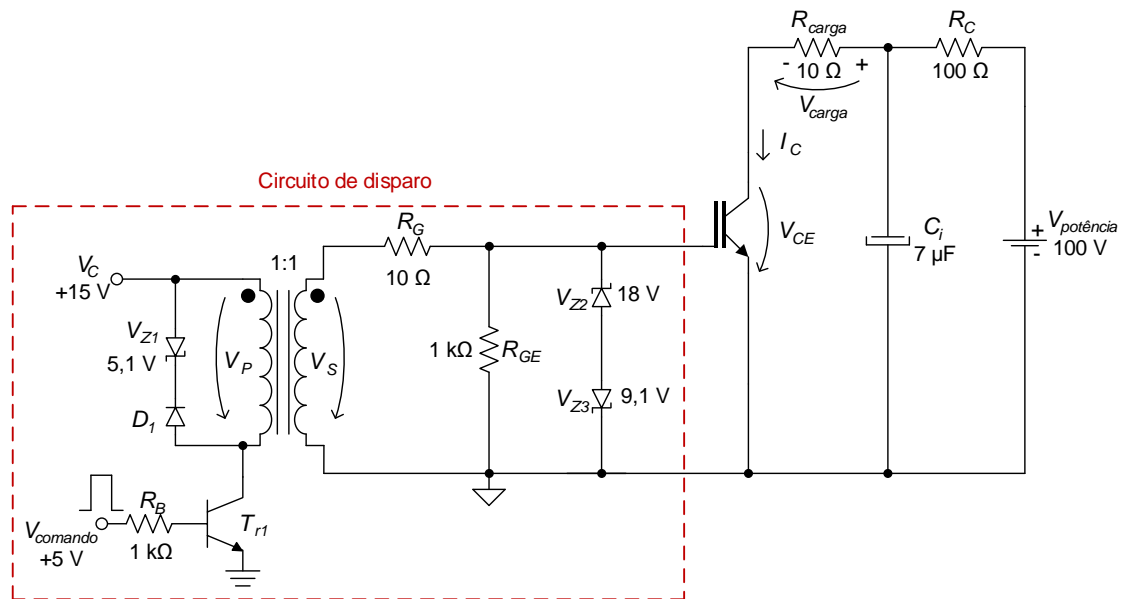


Figura 4.4 - Circuito de disparo do IGBT.

Tendo em conta que na porta do IGBT podem existir sobretensões que danificam o óxido isolante e que a tensão máxima de comando aplicada à porta do IGBT não pode ultrapassar 20 V, colocou-se um diodo zener com a tensão V_Z de 18 V à porta do IGBT.

Os valores das resistências R_G e R_{GE} utilizados são de 10 Ω e de 1 k Ω respetivamente.

Para efeitos de carga utilizou-se uma resistência, R_{carga} , de 10 Ω . A bateria de condensadores de 7 μF , C_i , serve para armazenar a energia, que é fornecida à carga quando o IGBT está à condução. Para limitar a corrente de carga da bateria de condensadores, C_i , colocou-se uma resistência R_C de 100 Ω .

Na Figura 4.5 e na Figura 4.6 apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 4.4.

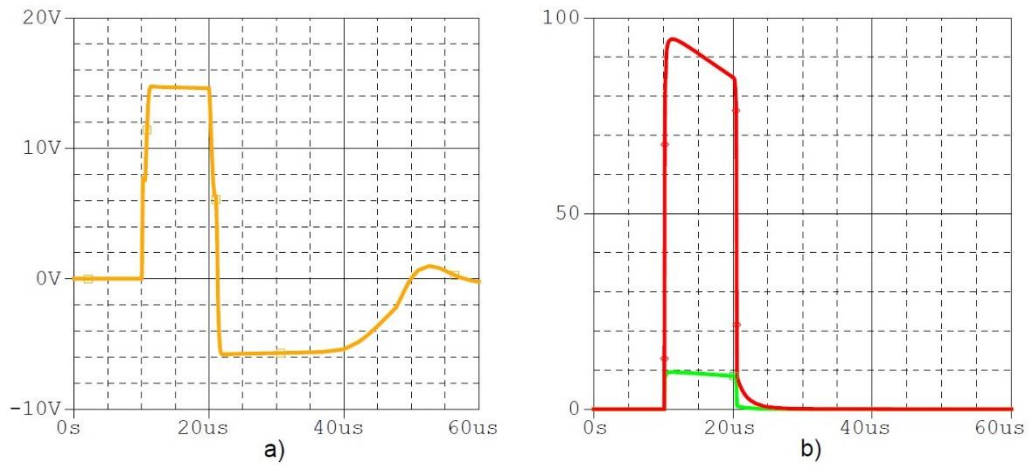


Figura 4.5 - a) Sinal na porta do IGBT. b) Tensão na carga (curva vermelha, 10 V/div.) e a corrente na carga (curva verde, 10 A/div.).

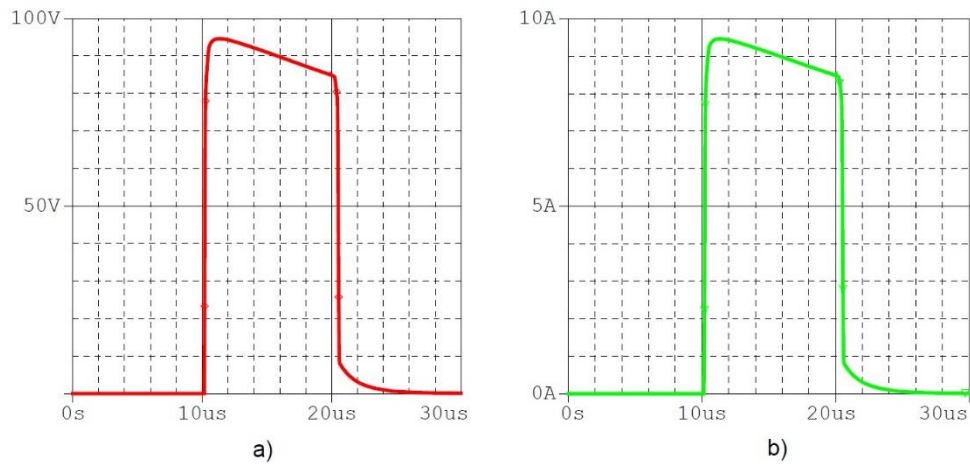


Figura 4.6 - a) Tensão na carga. b) Corrente na carga.

Na Figura 4.6 apresenta-se a tensão e a ampliação da corrente na carga. Tal como era de esperar, devido ao carácter resistivo da carga, a corrente é proporcional à tensão. Também se verificou a influência de capacidades parasitas do IGBT na duração de impulso quer da porta quer da corrente e da tensão na carga, visto que é aproximadamente 11 µs.

A influência das capacidades parasitas dos IGBTs sobre as características dinâmicas destes foi descrita no ponto 2.2.2.

4.2.2 Disparo de dois IGBTs em paralelo

O disparo de IGBTs em paralelo, recorrendo à utilização dos transformadores de impulsos, pode ser feito de duas maneiras, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo, Figura 3.7, ou em série, Figura 3.8.

Para o disparo de dois IGBTs em paralelo simularam-se dois circuitos, da Figura 4.7 e da Figura 4.9, onde os primários dos transformadores de impulso encontram-se ligados em paralelo e em série respetivamente.

Os transformadores de impulsos, dos circuitos de disparo dos IGBTs da Figura 4.7, são iguais ao transformador de impulsos dimensionado no ponto 4.2, com a relação de transformação de 1:1 e 18 espiras do lado do primário e do lado do secundário.

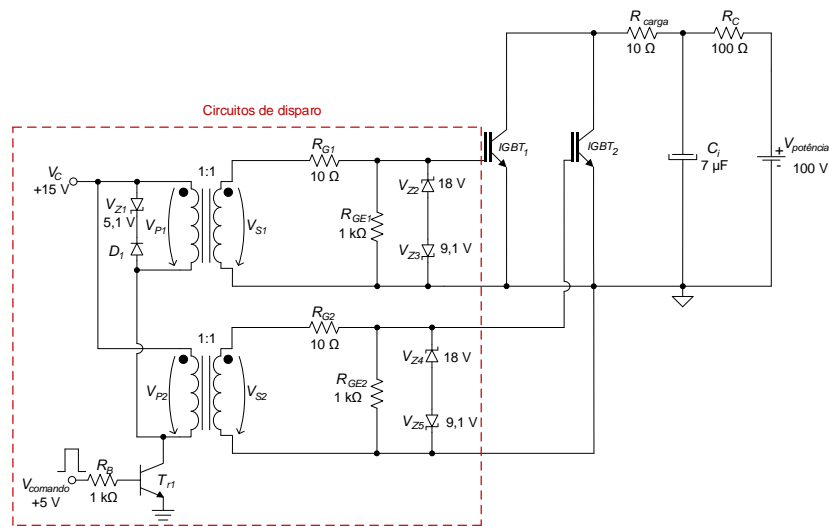


Figura 4.7 - Disparo de dois IGBTs em paralelo, utilizando os transformadores de impulsos com os primários ligados em paralelo.

Na Figura 4.8 apresentam-se as curvas das tensões aplicadas às portas dos IGBTs da Figura 4.7.

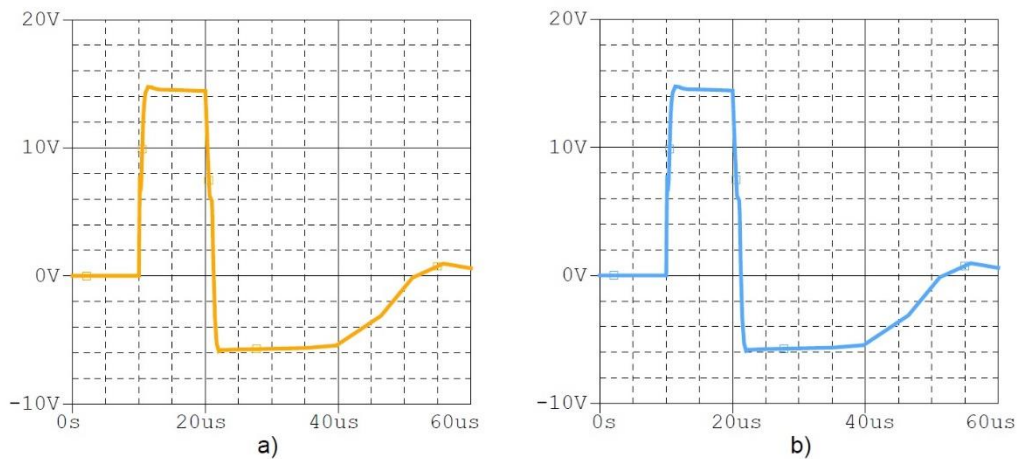


Figura 4.8 - Curva de tensão da porta do: a) IGBT₁; b) IGBT₂.

Como se pode verificar a partir da simulação, os impulsos aplicados às portas dos IGBTs possuem os parâmetros próximos daqueles que se pretendem (as amplitudes próximas dos 15 V e a duração de 10 μs).

Na Figura 4.9 apresentam-se os circuitos de disparo dos IGBTs, utilizando os transformadores de impulsos com os primários ligados em série.

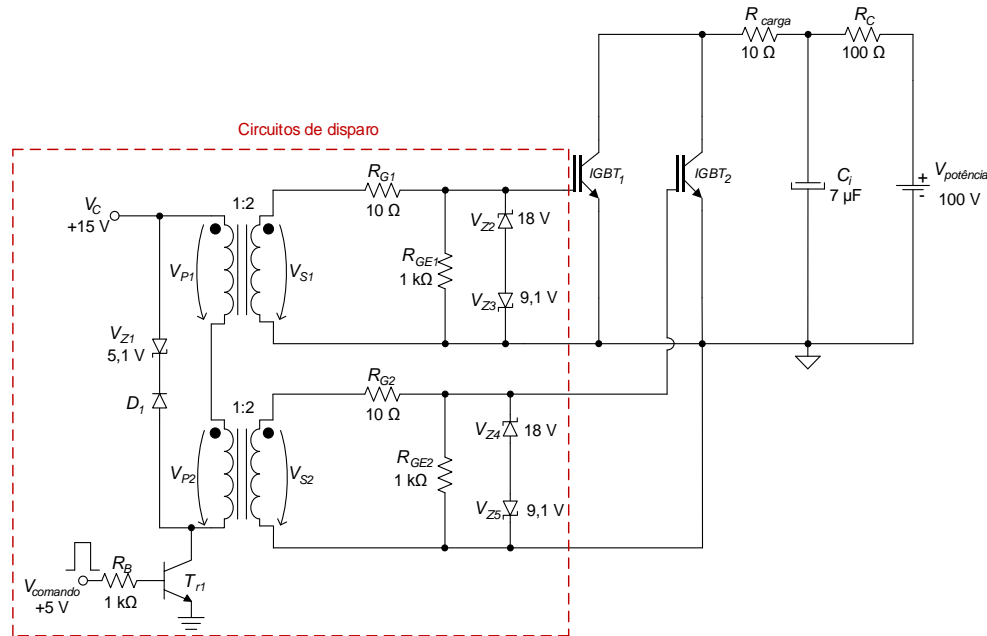


Figura 4.9 - Disparo de dois IGBTs em paralelo, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em série.

Neste circuito, como no circuito da Figura 4.7, a tensão de alimentação dos primários de transformadores de impulsos, V_C , é de 15 V. Como os primários estão ligados em série, as quedas de tensão, em cada dos primários, V_{P1} e V_{P2} , é de 7,5 V, por isso, o valor da tensão V_P utilizado na equação (3.7) é de 7,5V.

Para o dimensionamento de transformadores de impulsos com os primários em série utilizou-se a variação da densidade do fluxo, ΔB , 0,15 T, como no caso do circuito da Figura 4.7.

Substituindo os valores na equação (3.7), obtém-se o número de espiras do primário de cada transformador de impulsos:

$$N_p = \frac{V_P t_{on}}{S B} = \frac{7,5 \times 10 \times 10^{-6}}{0,15 \times 55,9 \times 10^{-6}} \approx 9 \text{ espiras.}$$

Logo, cada primário possui 9 espiras. Tendo em conta que a amplitude do impulso aplicado às portas dos IGBTs deve ser de próxima dos 15 V e a queda de tensão em cada um dos primários quando o transistor T_{r1} se encontra à condução é de 7,5 V, a relação de transformação do transformador de impulsos neste caso deve ser de 1:2. Tendo a relação

de transformação dos transformadores de impulsos de 1:2 e sabendo que cada primário possui 9 espiras conclui-se que cada secundário deve ter 18 espiras.

Na Figura 4.10 apresentam-se os resultados da simulação das tensões das portas dos IGBTs do circuito representado pela Figura 4.9.

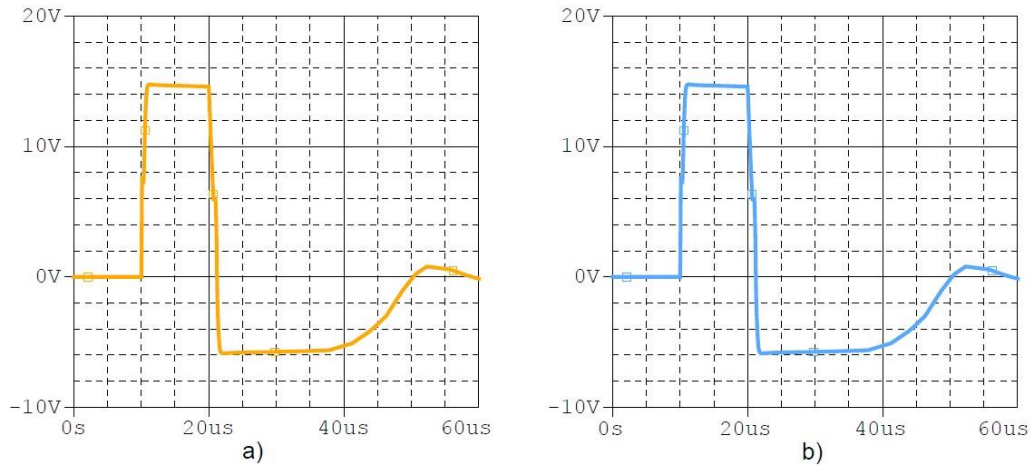


Figura 4.10 - a) Curva de tensão da porta do IGBT₁; b) Curva de tensão da porta do IGBT₂.

A partir dos resultados da simulação verifica-se que as curvas medidas nas portas dos IGBTs são completamente idênticas e as partes positivas das curvas possuem as amplitudes bastante próximas dos 15 V, que é necessário para colocar os IGBTs à condução.

4.3 Dimensionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes

Neste ponto apresentam-se o dimensionamento e os resultados de simulação para o circuito de proteção contra sobrecorrentes.

4.3.1 Dimensionamento do circuito de atraso RC

Sabe-se que o sinal de comando de porta do IGBT (sinal no secundário do transformador de impulsos) tem forma de um escalão. Para este tipo de sinal a resposta de um circuito RC típico possui o aspeto apresentado pela Figura 4.11.

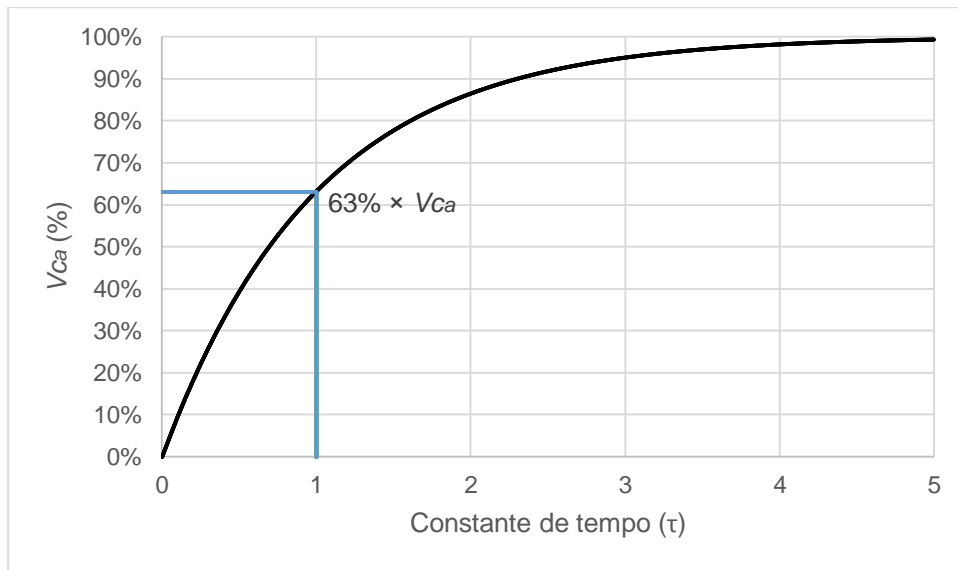


Figura 4.11 - Característica da tensão do circuito RC.

A constante de tempo (τ) é o tempo que a tensão do condensador (V_{Ca}) demora a atingir aproximadamente 63% da amplitude do escalão da tensão e calcula-se segundo a equação (4.1).

$$\tau = R_D C_a \tag{4.1}$$

Supondo a constante de tempo (τ) de 200 ns e a resistência R_D de 1 k Ω , o valor do condensador C_a segundo equação (4.1) é de 0,2 nF.

Tendo os valores da resistência R_D e do condensador C_a , simulou-se o circuito da Figura 4.12 e tirou-se a curva da tensão no condensador (V_{Ca}), Figura 4.13, para ser utilizada na definição dos limites da histerese do comparador.

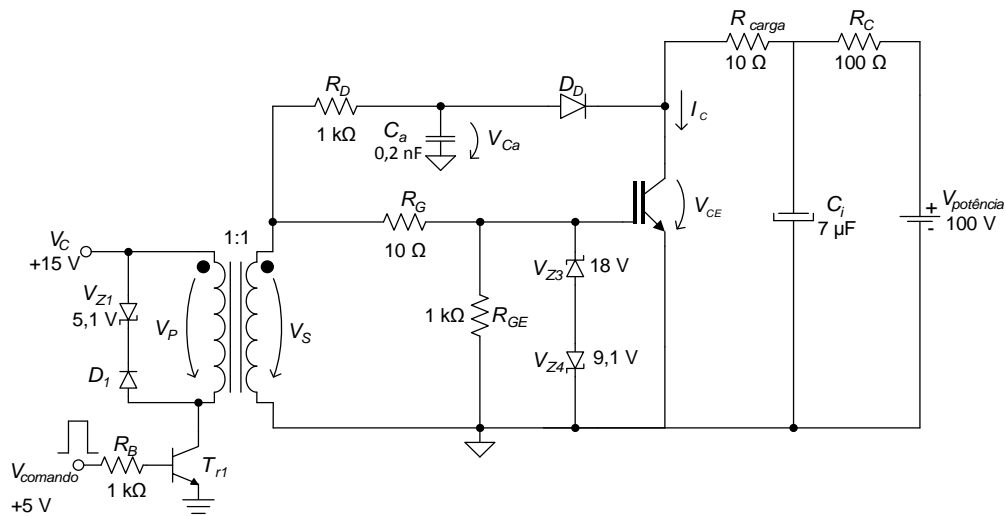


Figura 4.12 - Circuito de disparo do IGBT com a malha para medição da tensão V_{CE} .

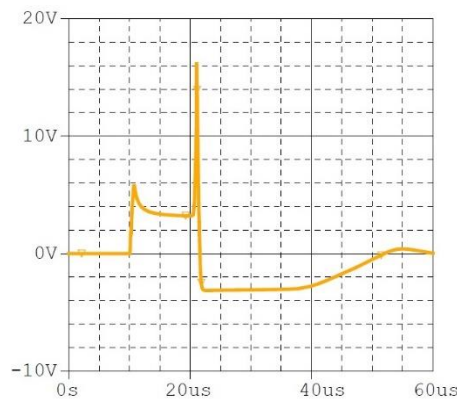


Figura 4.13 - Forma de onda da tensão V_{Ca} .

Segundo o resultado da Figura 4.13, nota-se que a amplitude do primeiro pico de tensão é de 6 V, o valor utilizado como o valor de limite superior da histerese do comparador será igual a 7 V, para ter uma margem de segurança de modo evitar os disparos indevidos. Deste modo torna-se possível calcular o tempo após o qual o circuito de proteção deteta uma sobrecorrente, este caso acontece só no início de impulso, quando a tensão V_{Ca} é de 0 V.

Sabe-se que a tensão no condensador (V_{Ca}) descreve-se pela equação (4.2), onde a constante de tempo τ é o resultado da equação (4.1).

$$V_{Ca} = V_S(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (4.2)$$

A amplitude do escalão de tensão no secundário, V_S é de 15 V, a constante de tempo utilizada é de 200 ns, também se sabe que o circuito de proteção atua quando a tensão V_{Ca} for superior a 7 V (limite superior da histerese do comparador).

Substituindo os valores na equação (4.2), obtém-se o tempo de atraso máximo, para o pior caso (ocorrência de curto-circuito no início do impulso), após o qual o circuito de proteção deteta a sobrecorrente.

$$V_C = V_S \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \Leftrightarrow 7 = 15 \times \left(1 - e^{-\frac{t}{200 \times 10^{-9}}}\right) \Rightarrow t \approx 126 \text{ ns}$$

Logo, o tempo de atraso máximo de deteção de curto-circuito é de 126 ns.

O amplificador operacional utilizado para construção do circuito de proteção contra sobrecorrentes é LM311. Este amplificador, após detetar uma sobrecorrente, atua na saída com o tempo de atraso mínimo de 200 ns.

4.3.2 Dimensionamento do comparador com histerese não inversor

Segundo o resultado da Figura 4.13 escolheu-se a histerese com a tensão de limite inferior de 1 V, a tensão de limite superior de 7 V e com a tensão de referência de 4 V, como se representa pela Figura 4.14.

O amplificador operacional utilizado, LM311, é alimentado com tensões de 0 V e +15 V, desta forma as tensões de saturação são $-V_{CC}$ e $+V_{CC}$ serão próximas de 0 V e de 15 V respetivamente.

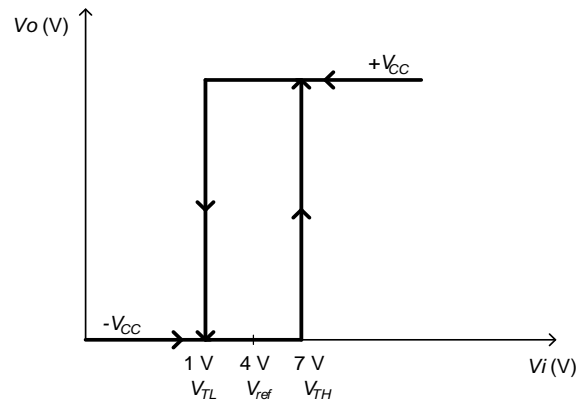


Figura 4.14 - Característica do comparador utilizado.

Devido à impossibilidade de dimensionamento do comparador com a largura da histerese de 6 V, utilizou-se a solução representada pela Figura 4.15.

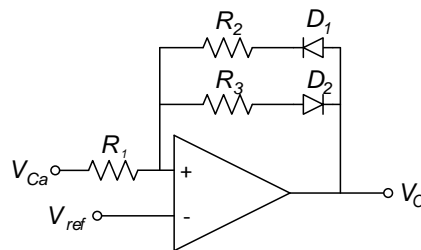


Figura 4.15 - Circuito do comparador com histerese utilizado.

Neste circuito existem duas retroações que definem as fronteiras da histerese. A passagem da tensão V_o de 0 V para +15 V, quando a tensão da entrada é superior à tensão 7 V, define-se pela retroação da resistência R_3 . A passagem da tensão V_o de +15 V para 0 V, quando a tensão da entrada é inferior a 1 V, define-se pela retroação da resistência R_2 .

Para dimensionamento do circuito da Figura 4.15, seguiu-se as condições de passagem de tensão V_o de +15 V para 0 V e de 0 V para +15 V, como foi descrito no ponto 3.4.1 pelas equações (3.13) e (3.14). Sabe-se que a queda de tensão V_D nos díodos D_1 e D_2 é de 0,7 V.

Logo:

Passagem da tensão V_0 de +15V para 0V:

$$\begin{aligned}
 V_d < 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} (V_0 - V_D) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{Ca} - V_{ref} < 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_2} \times (15 - 0,7) + \frac{R_2}{R_1 + R_2} \times 1 - 4 < 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow R_2 = 3,4 \times R_1
 \end{aligned}$$

Admitindo o valor da resistência R_1 de 1 k Ω , $R_2 = 3,4$ k Ω .

Passagem da tensão V_0 de 0V para +15V:

$$\begin{aligned}
 V_d > 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_3} (V_D) + \frac{R_3}{R_1 + R_3} V_{Ca} - V_{ref} > 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_1 + R_3} \times 0,7 + \frac{R_3}{R_1 + R_3} \times 7 - 4 > 0 &\Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow R_3 = 1,1 \times R_1
 \end{aligned}$$

Sabendo que o valor da resistência R_1 é de 1 k Ω , $R_3 = 3,1$ k Ω .

Durante o tempo de arranque do IGBT a tensão do condensador V_{Ca} , Figura 3.11, não pode ultrapassar tais 7 V do limite superior da histerese, caso contrário o transistor T_{r2} passará à condução no início de disparo do IGBT, o que limitará a tensão da porta durante toda a largura do impulso.

Simulação no modo de funcionamento normal

Na Figura 4.18 apresentam-se os resultados da simulação no modo de funcionamento normal. As curvas da Figura 4.18 a) apresentam a corrente, I_C , que passa no IGBT, curva azul, e a tensão na porta do IGBT, curva laranja. Na Figura 4.18 b) apresenta-se a forma de onda da tensão, V_{Ca} , medida pelo comparador com histerese.

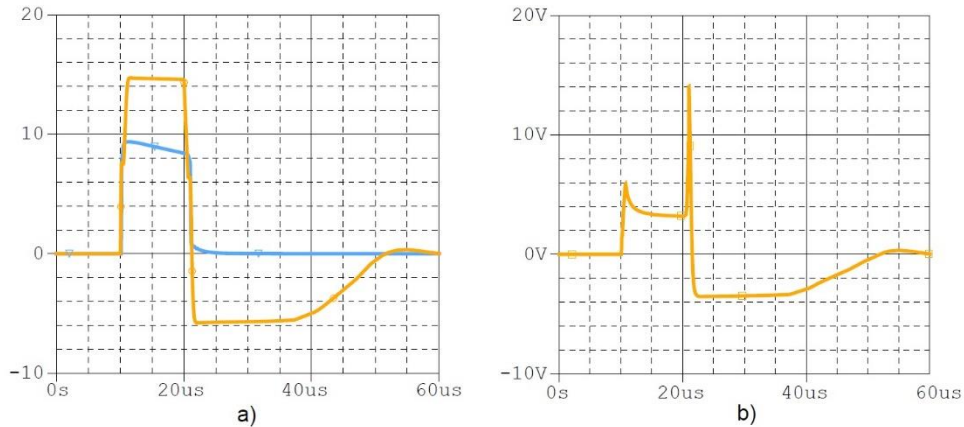


Figura 4.18 - a) Tensão V_{GE} e Corrente I_C . b) Tensão V_{Ca} .

Como a tensão V_{Ca} , da Figura 4.18 b), na passagem do IGBT à condução não ultrapassou o limite superior da histerese do comparador, 7 V, a tensão da saída do comparador é igual a 0 V, durante o tempo de condução do IGBT, de 10 µs a 20 µs, Figura 4.19. O pico positivo na saída do comparador aparece quando este deteta o segundo pico da tensão V_{Ca} , cujo valor é superior ao limite mais alto da histerese do comparador, Figura 4.19.

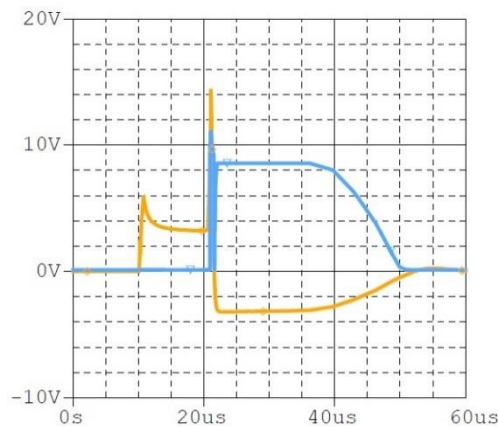


Figura 4.19 - Tensão na saída do comparador.

A seguir do pico da tensão na saída do comparador, Figura 4.19, observa-se a tensão cujo valor é aproximadamente 8,5 V, que existe devido à parte negativa da curva V_{GE} , Figura 4.18 a), que aparece devido à malha de desmagnetização do transformador de impulsos.

Simulação com ocorrência do curto-circuito

Nesta simulação provocou-se um curto-circuito na carga no instante de tempo de 12 μ s.

Na Figura 4.20 apresentam-se duas curvas, a curva laranja é a tensão entre a porta e o emissor do IGBT e a curva azul é a corrente que passa no IGBT. A representação da curva da corrente ao pormenor encontra-se na Figura 4.20 b).

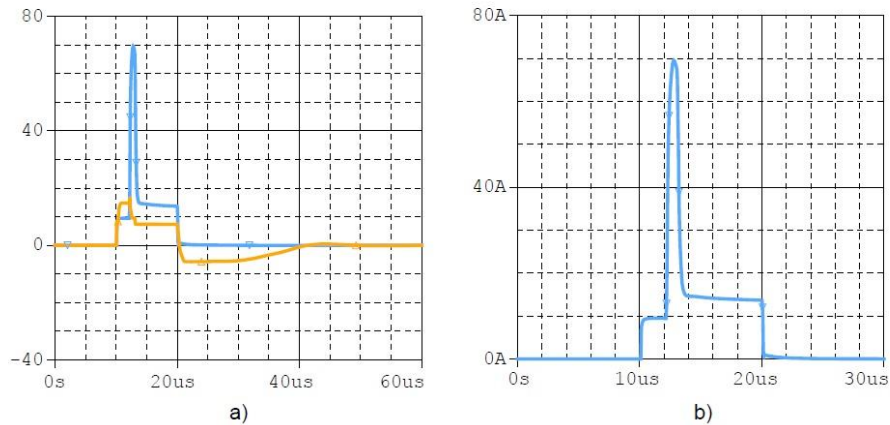


Figura 4.20 –a) Tensão V_{GE} e corrente I_c . b) Corrente I_c .

Como se pode verificar, quando ocorre um curto-circuito na carga, a corrente que passa no IGBT atinge um valor aproximadamente 70 A, Figura 4.20 b). Esta subida de corrente do IGBT provoca a subida de tensão V_{Ca} medida pelo comparador, que atinge e ultrapassa um valor superior à tensão V_{TH} (limite superior de histerese, 7 V), Figura 4.21.

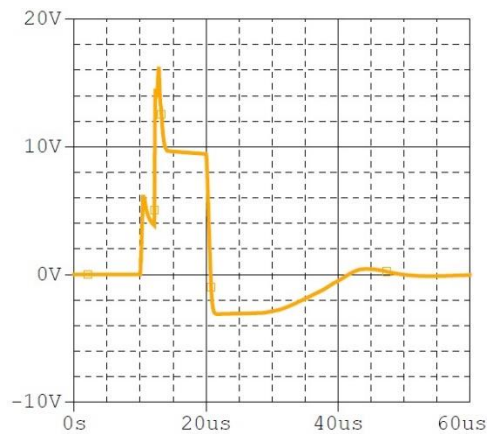


Figura 4.21 - Tensão V_{Ca} medida pelo comparador.

O comparador ao detetar a subida da tensão V_{Ca} para além do limite superior da histerese, 7 V, atua na saída impondo uma tensão V_O que é próxima da tensão de alimentação $+V_{CC}$, Figura 4.22.

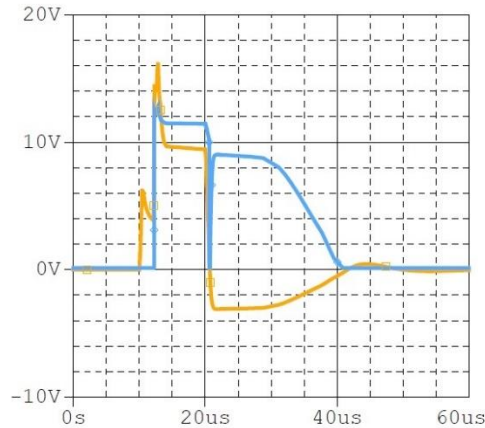


Figura 4.22 - Tensão V_{Ca} (curva laranja) e tensão V_O (curva azul).

A tensão à saída do comparador, V_O , coloca o transistor T_{r2} à condução. Estando o transistor T_{r2} à condução, o ânodo do diodo zener V_{Z2} fica ligado à massa. Deste modo, a tensão da porta do IGBT passa para um valor de aproximadamente de 7 V devido à soma da queda de tensão do diodo D_3 e do transistor T_{r2} com a tensão do diodo zener V_{Z2} , Figura 4.23.

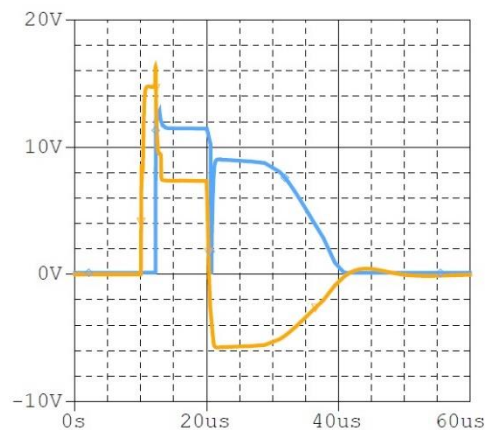


Figura 4.23 - Tensão V_{GE} (curva laranja) e tensão V_O (curva azul).

Tendo a tensão da porta limitada estrangula-se o canal de condução do IGBT, o que limita a corrente de curto-circuito, Figura 4.19, o que também provoca a diminuição da tensão V_{Ca} , Figura 4.22.

4.4 Utilização das indutâncias acopladas para equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo

Neste ponto apresentam-se os cálculos numéricos para dimensionamento de indutâncias acopladas e os resultados de simulação obtidos.

4.4.1 Dimensionamento das indutâncias acopladas para equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo

Para verificar o funcionamento da técnica de equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo simularam-se dois circuitos, sem e com os indutores acoplados, Figura 4.24 e Figura 4.26, onde se provocou um desequilíbrio de correntes num dos IGBTs com uma resistência R_d em série, a duração dos sinais de disparo, t_{ON} , é de $10 \mu s$.

O circuito da Figura 4.24 não possui as indutâncias acopladas ligadas em série com os IGBTs. Este circuito tem como objetivo apresentar um possível desequilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo.

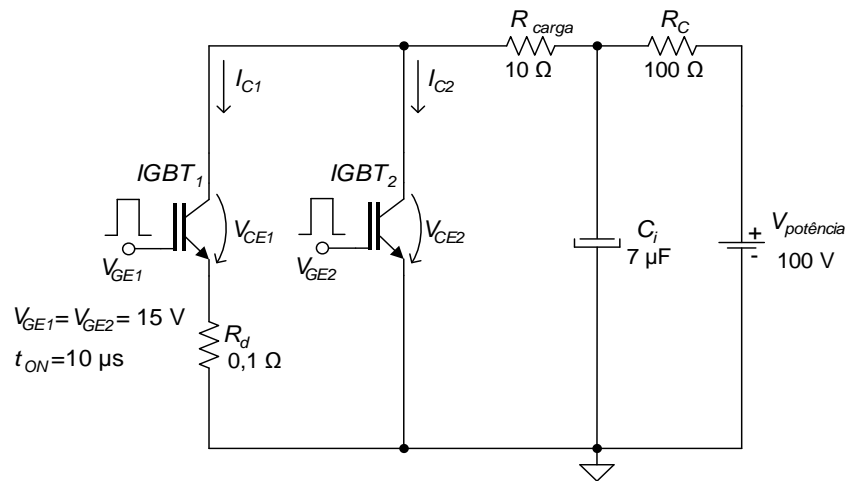


Figura 4.24 - Dois IGBTs em paralelo, desequilíbrio de correntes.

Na Figura 4.25 apresentam-se as formas de onda de correntes, I_{C1} e I_{C2} , obtidas a partir da simulação do circuito da Figura 4.24.

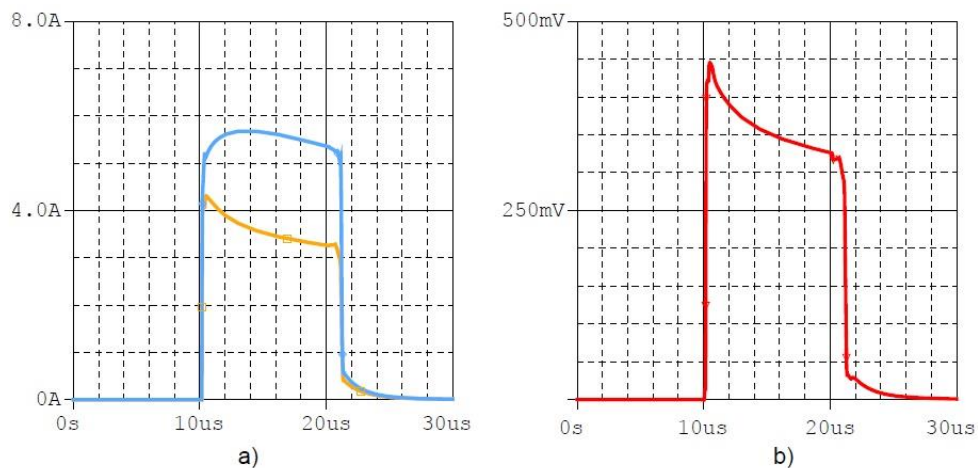


Figura 4.25 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (curva azul); b) Diferença de quedas de tensão, $V_{CE2} - V_{CE1}$.

Como se pode verificar a partir dos resultados obtidos, a curva da corrente que flui através do IGBT₁ possui amplitude mais baixa do que a curva da corrente do IGBT₂, o que era expectável neste caso.

Para calcular o valor das indutâncias utiliza-se a equação (3.26). Admitindo o valor de diferença de correntes (I_{CE1} e I_{CE2}) I_M , igual 0,1 A, e utilizando o valor de diferença de quedas de tensão (V_{CE1} e V_{CE2}) igual a 0,45 V, Figura 4.25 b), obtém-se:

$$I_M = \frac{(V_{CEmax} - V_{CEmin})t_{ON}}{2L_M} \Rightarrow 0,1 = \frac{0,45 \times 10 \times 10^{-6}}{2L_M} \Rightarrow L_M = 22,5 \mu H$$

Utilizando a equação (3.28) calcula-se o número de espiras dos enrolamentos das indutâncias acopladas. O núcleo utilizado para as indutâncias acopladas é o mesmo que se utilizou para os transformadores de impulsos, ponto 4.2, com $A_L = 6420$ nH.

$$L_M = A_L N^2 \Rightarrow N = \sqrt{\frac{L_M}{A_L}} = \sqrt{\frac{22,5 \times 10^{-6}}{6420 \times 10^{-9}}} \approx 2 \text{ espiras}$$

Na Figura 4.26 apresenta-se o circuito com as indutâncias acopladas, ligadas aos emissores dos IGBTs. Cada enrolamento possui duas espiras.

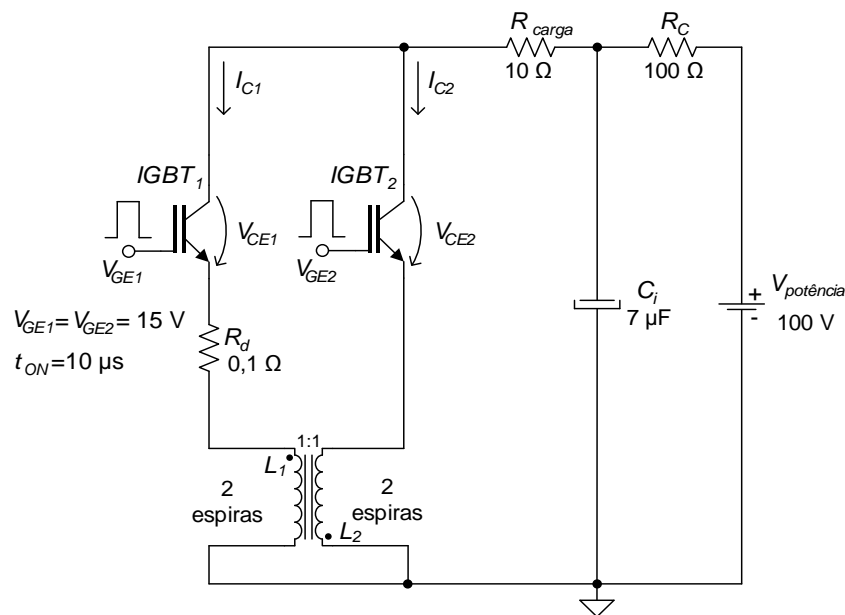


Figura 4.26 - Dois IGBTs em paralelo, indutâncias acopladas ligadas aos emissores.

Na Figura 4.27 apresentam-se os resultados obtidos da simulação do circuito da Figura 4.26.

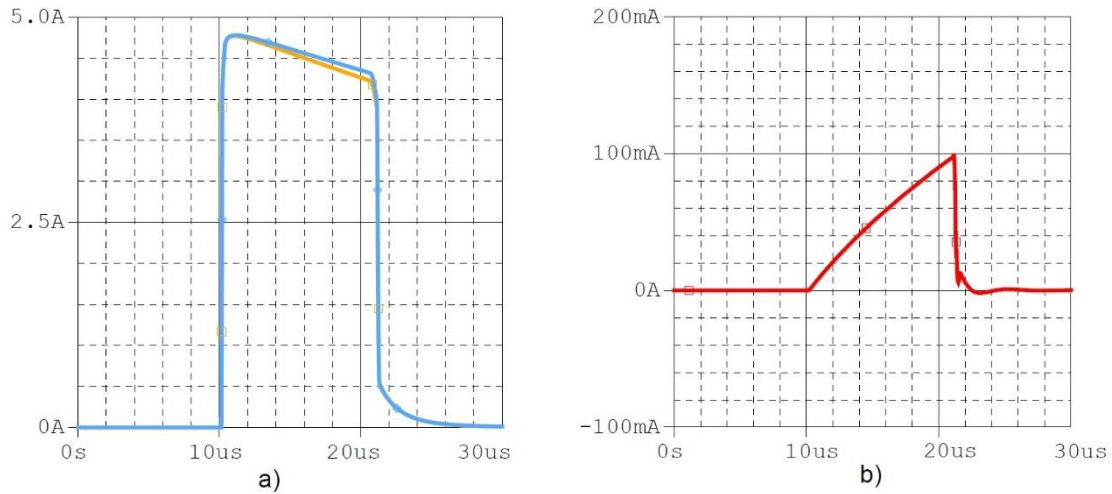


Figura 4.27 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (curva azul). b) Diferença de correntes I_{C2} e I_{C1} ($I_{C2}-I_{C1}$).

Como se verifica a partir da Figura 4.27 a), as correntes I_{C1} e I_{C2} apresentam as formas de onda bastante idênticas, cujas amplitudes são muito próximas. Também se verifica que a diferença entre as correntes, $I_{C2} - I_{C1}$, não é superior a 0,1 A, Figura 4.27 b).

4.5 Simulação do circuito completo com dois IGBTs em paralelo

Neste ponto apresentam-se os resultados de simulação, mais relevantes, do circuito com dois IGBTs em paralelo, utilizando o circuito de proteção contra sobrecorrentes e as indutâncias acopladas para o equilíbrio de correntes.

Visto que os sinais aplicados às portas dos IGBTs (tensões V_{GE}) obtidos nas simulações dos circuitos de disparo, com os primários dos transformadores de impulsos em paralelo e em série, ponto 4.2.2, apresentam resultados praticamente iguais, para as simulações neste ponto escolheu-se o circuito com os primários em paralelo. Utilizando os transformadores de impulsos com a relação de transformação de 1:1 também se reduz a influência das capacidades parasitas sobre o sinal de disparo dos IGBTs, ponto 4.6.3.

A técnica de proteção contra sobrecorrentes e a técnica de equilíbrio de correntes, utilizadas na simulação, foram dimensionadas nos pontos 4.3 e 4.4 respetivamente.

4.5.1 Simulação com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores

Na Figura 4.28 apresenta-se o circuito com dois IGBTs em paralelo, onde as indutâncias acopladas se encontram ligadas aos emissores.

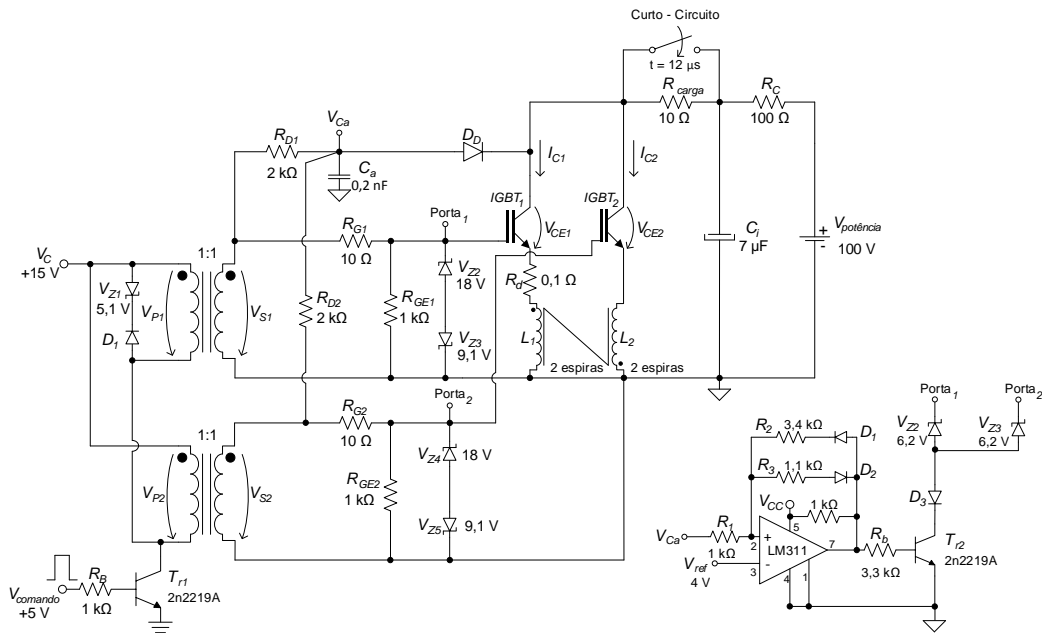


Figura 4.28 - Circuito completo com dois IGBTs em paralelo.

Para que cada secundário contribua para a carga do condensador C_a , utilizaram-se as resistências, R_D de 2 k Ω , para manter a constante de tempo, τ (ponto 4.3.1), igual a 200 ns.

Na Figura 4.29 apresentam-se as curvas dos sinais aplicados às portas dos IGBTs, V_{GE1} e V_{GE2} , e das correntes, I_{C1} e I_{C2} , obtidas na simulação do circuito da Figura 4.28 em regime de funcionamento normal.

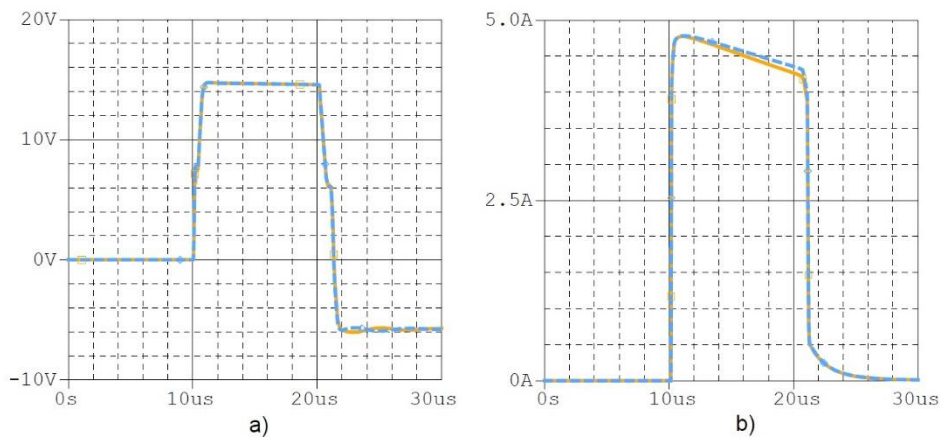


Figura 4.29 - a) Sinais de disparo do IGBT₁ (curva laranja) e do IGBT₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (curva azul).

Na Figura 4.30 apresentam-se as curvas dos sinais aplicados às portas dos IGBTs, V_{GE1} e V_{GE2} , e das correntes, I_{C1} e I_{C2} , obtidas na simulação, do circuito da Figura 4.28, com ocorrência de um curto-circuito na carga no instante $t = 12 \mu\text{s}$.

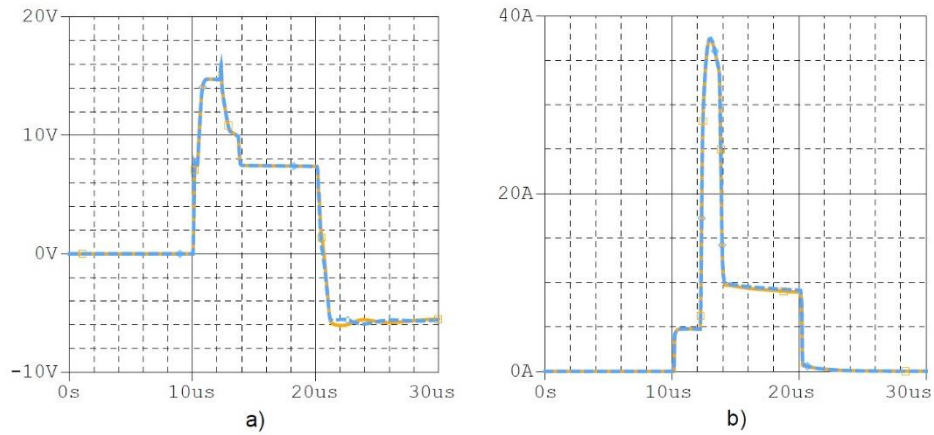


Figura 4.30 - a) Sinais de disparo do IGBT₁ (curva laranja) e do IGBT₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (curva azul).

A partir dos resultados obtidos, Figura 4.29 e Figura 4.30, verifica-se o funcionamento correto do circuito de proteção contra sobrecorrentes e das indutâncias acopladas, visto que as curvas I_{C1} e I_{C2} são praticamente iguais (curvas sobrepostas).

4.5.2 Simulação com as indutâncias acopladas ligadas aos coletores

Na Figura 4.31 apresenta-se o circuito com dois IGBTs em paralelo, onde as indutâncias acopladas se encontram ligadas aos coletores.

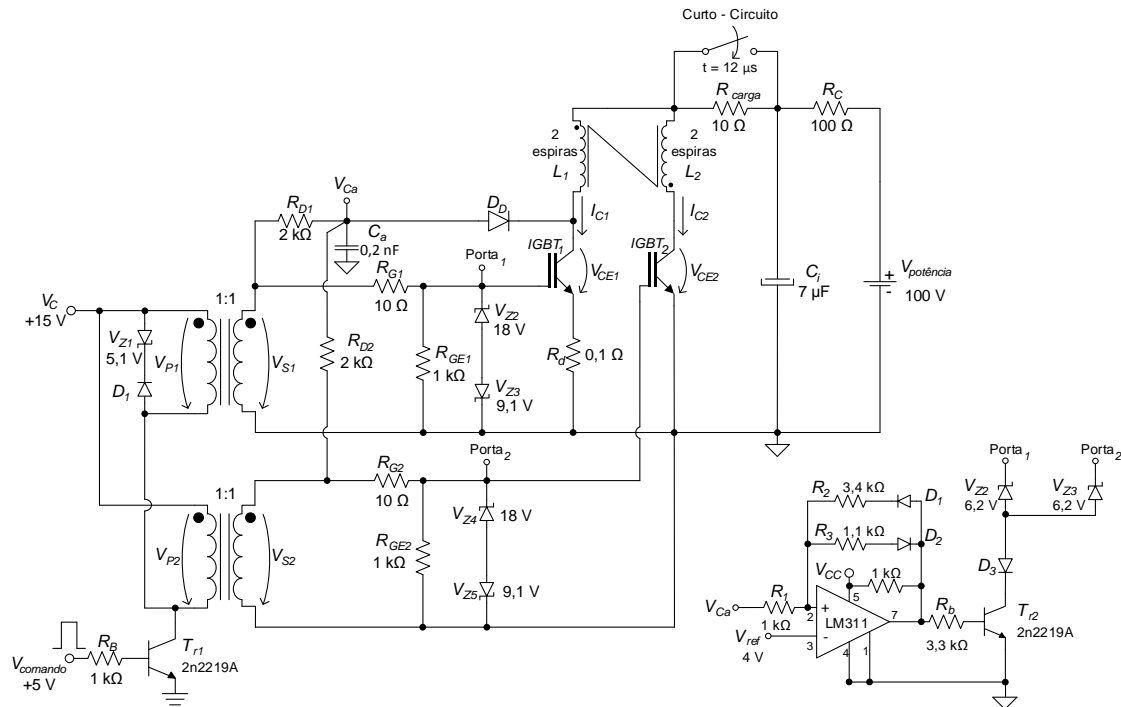


Figura 4.31 - Circuito completo com dois IGBTs em paralelo.

Neste ponto, do mesmo modo como no ponto 4.5.2, utilizaram-se as resistências, R_D de 2 k Ω , para manter a constante de tempo, τ (ponto 4.3.1), igual a 200 ns.

Na Figura 4.32 apresentam-se as curvas dos sinais aplicados às portas dos IGBTs, V_{GE1} e V_{GE2} , e das correntes, I_{C1} e I_{C2} , obtidas na simulação do circuito da Figura 4.28 em regime de funcionamento normal (sem curto-circuito na carga).

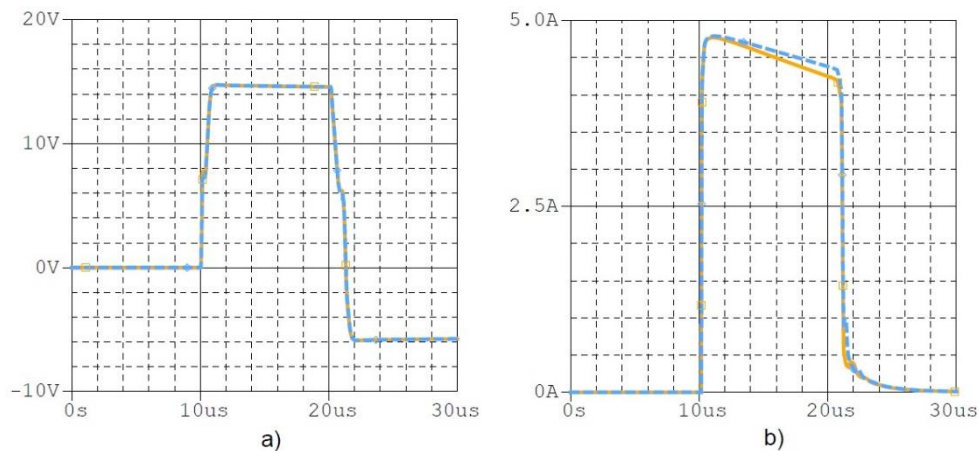


Figura 4.32 - a) Sinais de disparo do IGBT₁ (curva laranja) e do IGBT₂ (curva azul). b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (curva laranja) e curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (curva azul).

Na Figura 4.33 apresentam-se as curvas dos sinais aplicados às portas dos IGBTs, V_{GE1} e V_{GE2} e na Figura 4.34 apresentam-se as formas de onda das correntes I_{C1} e I_{C2} . Estes resultados obtiveram-se a partir da simulação, do circuito da Figura 4.31, com ocorrência de um curto-circuito na carga no instante $t = 12 \mu s$.

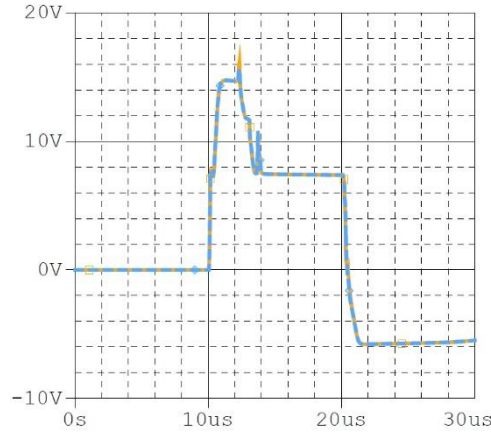


Figura 4.33 - Sinais de disparo do IGBT₁ (curva laranja) e do IGBT₂ (curva azul), sobrepostos.

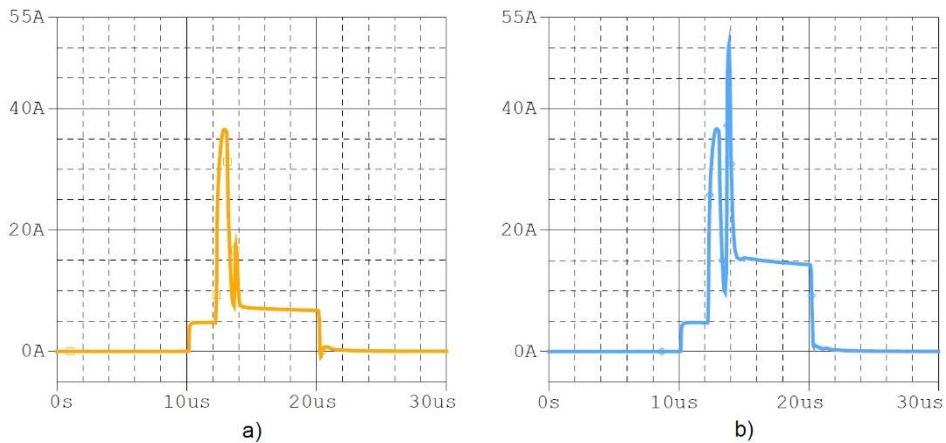


Figura 4.34 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁. b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT₂.

Como se representa pela Figura 4.34, existe um grande desequilíbrio de correntes, I_{C1} e I_{C2} , com as indutâncias acopladas ligadas aos coletores dos IGBTs.

No ponto 4.5.1 obtiveram-se melhores resultados de equilíbrio de correntes nos ramos em paralelo, com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs. No próximo ponto justifica-se a escolha de posição das indutâncias acopladas magneticamente.

4.5.3 Escolha da posição das indutâncias acopladas

Analisando os resultados obtidos nos pontos 4.5.1 e 4.5.2, verifica-se que, os melhores resultados para o funcionamento do circuito com dois IGBTs em paralelo foram obtidos com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos mesmos.

Na Figura 4.35 apresenta-se a influência nas tensões, V_L , das indutâncias ligadas aos emissores dos IGBTs sobre as tensões V_{GE} dos mesmos.

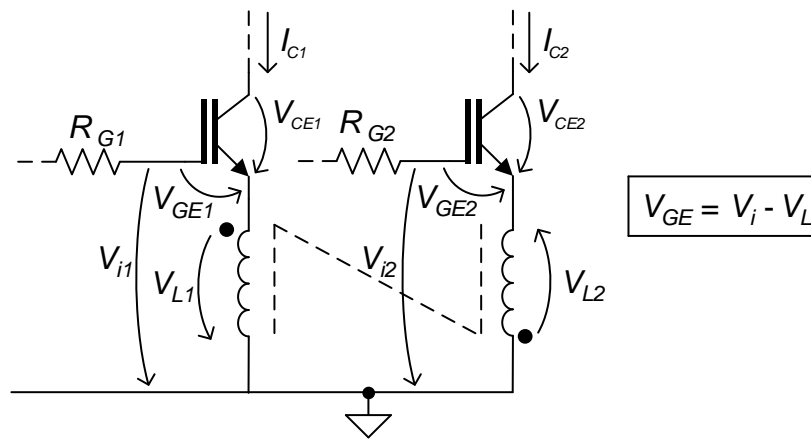


Figura 4.35 - Influência das indutâncias nas tensões V_{GE} dos IGBTs.

O aumento da corrente I_C num dos IGBTs provoca um aumento de tensão, V_L , da indutância em série com o IGBT, que se opõe ao sentido da mesma. Portanto, como as indutâncias são acopladas magneticamente e enroladas nos sentidos opostos, a tensão V_L induzida ao ramo da menor corrente toma o sentido da mesma. Sabendo que $V_i = V_{GE} + V_L$, Figura 4.35, a tensão $V_{GE} = V_i - V_L$. Logo, quando varia uma das correntes, I_{C1} ou I_{C2} , variam as tensões V_{L1} e V_{L2} , provocando as variações das tensões V_{GE1} e V_{GE2} . Sendo assim as indutâncias acopladas magneticamente contribuem para o equilíbrio de correntes, influenciando às tensões V_{GE1} e V_{GE2} dos IGBTs.

Quando as indutâncias acopladas encontram-se ligadas aos coletores dos IGBTs as tensões V_{L1} e V_{L2} provocadas pelo desequilíbrio de correntes não influenciam as tensões V_{GE1} e V_{GE2} . Como no caso das indutâncias acopladas ligadas aos emissores, no ramo de maior corrente a tensão V_L opõe-se ao sentido da mesma e no ramo de menor corrente toma o sentido da mesma, provocando o desequilíbrio de correntes, representado pela Figura 4.34. A colocação das indutâncias nos circuitos das *gates* tem como consequência a introdução da dinâmica da corrente principal no circuito de disparo, o que traz vantagens na equalização das correntes.

Portanto, escolhe-se a configuração do circuito com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs.

4.6 Resultados experimentais dos circuitos de disparo

Neste ponto apresentam-se os resultados experimentais mais relevantes dos circuitos de disparo dos IGBTs.

4.6.1 Teste do transformador de impulsos

Na Figura 4.36 a) apresenta-se o sinal de comando gerado pelo microcontrolador PIC18f2331 e a curva da tensão do secundário, Figura 4.36 b), do circuito da Figura 4.2, obtidas experimentalmente.

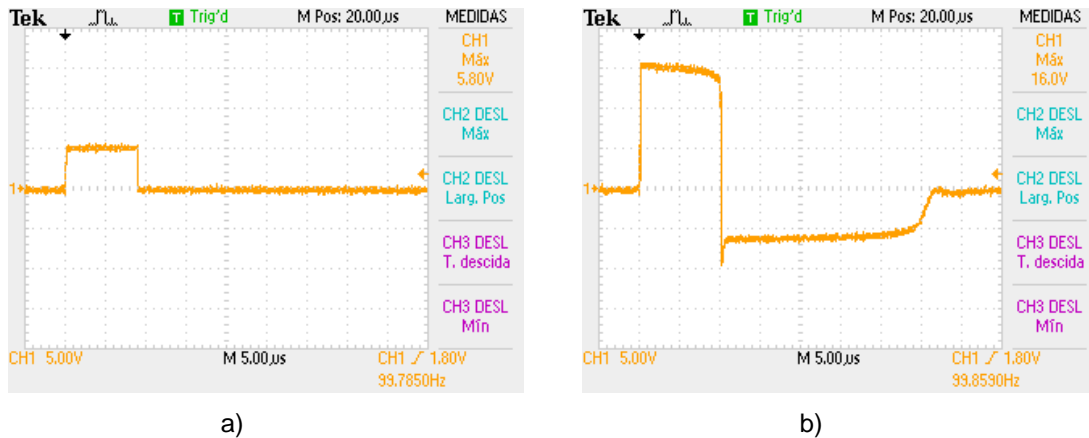


Figura 4.36 - a) Impulso gerado pelo microcontrolador PIC18f2331. b) Tensão no secundário do transformador de impulsos.

Devido ao atraso do transístor T_{r1} (2n2219A), de 1 µs, na passagem ao corte, reduziu-se para 9 µs o sinal gerado pelo microcontrolador, Figura 4.36 a), de forma a conseguir-se obter o impulso no secundário do transformador com duração de 10 µs, Figura 4.36 b), e amplitude próxima dos 15 V.

Na Figura 4.36 b), o tempo de desmagnetização do núcleo apresenta a duração aproximadamente de 26 µs, como se calculou no ponto 4.2. Também se verifica o resultado experimental, Figura 4.36 b), e o resultado obtido na simulação, Figura 4.3, são bastante próximos.

O sinal de comando do transístor T_{r1} , à saída do microcontrolador, utilizado neste trabalho nos próximos ensaios, é de 9 µs.

4.6.2 Resultados experimentais do disparo de um IGBT

Na Figura 4.37 apresenta-se a curva do sinal aplicado à porta do IGBT da Figura 4.4, obtida experimentalmente.

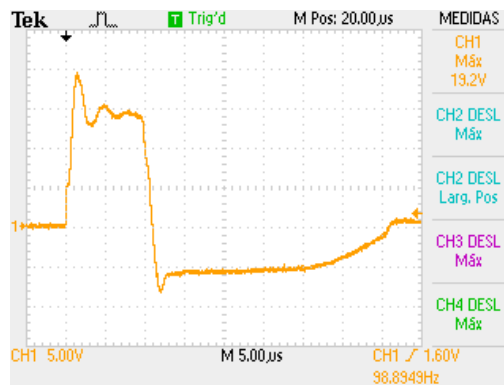


Figura 4.37 - Sinal aplicado à porta do IGBT, com a resistência R_G de 10 Ω .

A partir da Figura 4.37 constata-se a presença de oscilações no início e no fim do impulso. A presença destas oscilações deve-se ao facto da existência das capacidades parasitas da porta do IGBT, que originam um circuito ressonante com a indutância do transformador de impulsos. Tal como mencionado no ponto 3.3.2, para minimizar esse efeito pode ser utilizada uma resistência da porta com o valor de 20 Ω .

Deste modo, foi realizado um novo ensaio experimental em que se substituiu a resistência R_G de 10 Ω por uma resistência de 20 Ω . O novo sinal de disparo aplicado a porta dos IGBT, do circuito da Figura 4.4, encontra-se representado na figura 4.38.

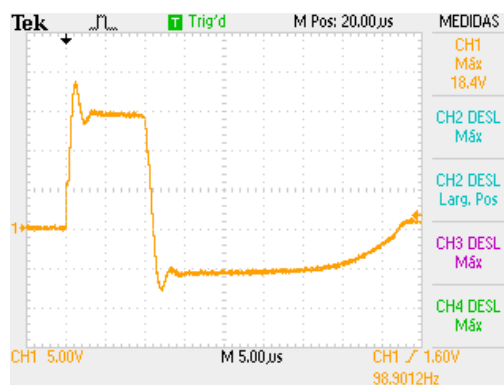


Figura 4.38 - Sinal aplicado à porta do IGBT, com a resistência R_G de 20 Ω .

Analisando o sinal obtido (Figura 4.38) é possível verificar que com a resistência da porta, R_G , de 20 Ω , as oscilações do sinal de disparo do IGBT reduziram-se significativamente. Portanto, neste trabalho todos os ensaios experimentais serão feitos com as resistências da porta, R_G , de 20 Ω .

Para verificar o disparo do IGBT, com o sinal de disparo da Figura 4.38 mediram-se as curvas da corrente I_c , curva verde (0,1 V/ 1 A), e da tensão V_{carga} , curva vermelha (50 V/div.), Figura 4.39, do circuito da Figura 4.4.

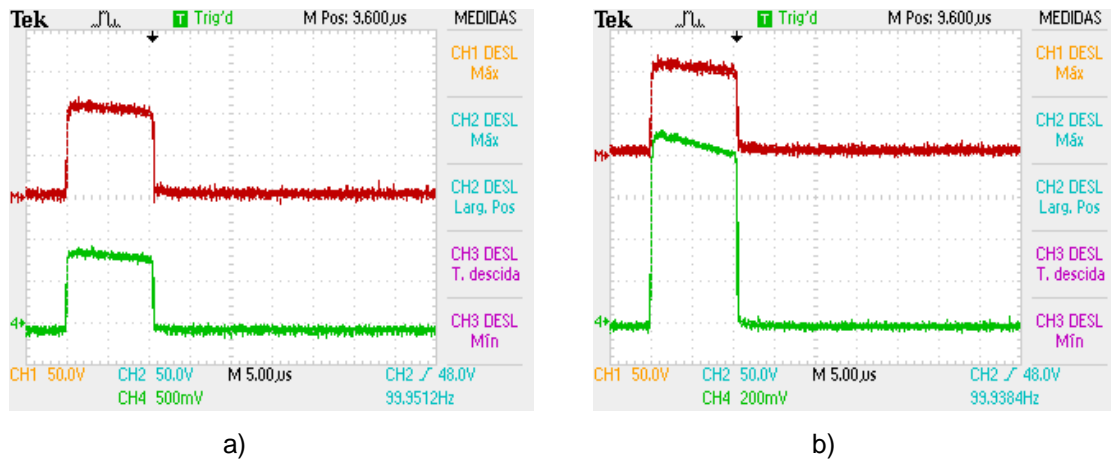


Figura 4.39 - a) Tensão na carga e a corrente na carga b) Tensão na carga e ampliação da corrente na carga.

Comparando os resultados obtidos na simulação, Figura 4.6, e os resultados obtidos na prática, Figura 4.39, verifica-se que estes são bastante semelhantes.

4.6.3 Sinais de disparo de dois IGBTs em paralelo

Na Figura 4.40 apresentam-se os sinais de disparo aplicados às portas dos IGBTs, do circuito da Figura 4.7, obtidos experimentalmente, onde, as resistências R_{G1} e R_{G2} de 10 Ω , foram substituídas por resistências de 20 Ω . A curva de cor laranja corresponde ao sinal de disparo do IGBT₁ e a curva azul corresponde ao sinal de disparo do IGBT₂.

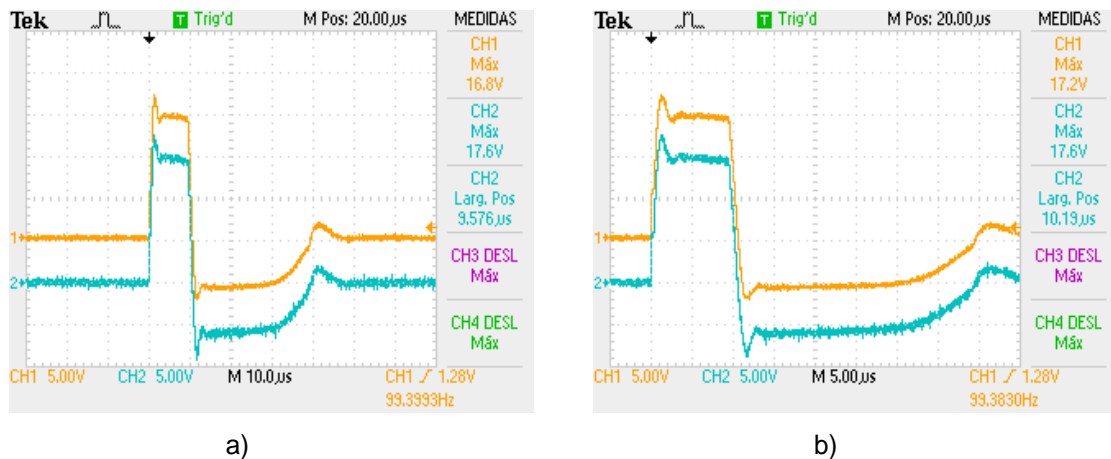


Figura 4.40 - a) Sinal de disparo dos IGBTs. b) Ampliação dos sinais de disparo dos IGBTs.

Analisando os resultados obtidos verifica-se que, ao utilizar as resistências R_{G1} e R_{G2} de 20 Ω , a amplitude de oscilações reduziu. Por este motivo, para disparo dos IGBTs em paralelo serão utilizadas as resistências de portas, R_G , de 20 Ω .

Na Figura 4.41 apresentam-se os sinais de disparo aplicados às portas dos IGBTs, do circuito da Figura 4.9, obtidos experimentalmente com as resistências de portas, R_{G1} e R_{G2} de 20 Ω . Neste caso os primários dos transformadores de impulsos, utilizados em circuitos de disparo, são ligados em série. A curva de cor laranja corresponde ao sinal de disparo do IGBT₁ e a curva azul corresponde ao sinal de disparo do IGBT₂.

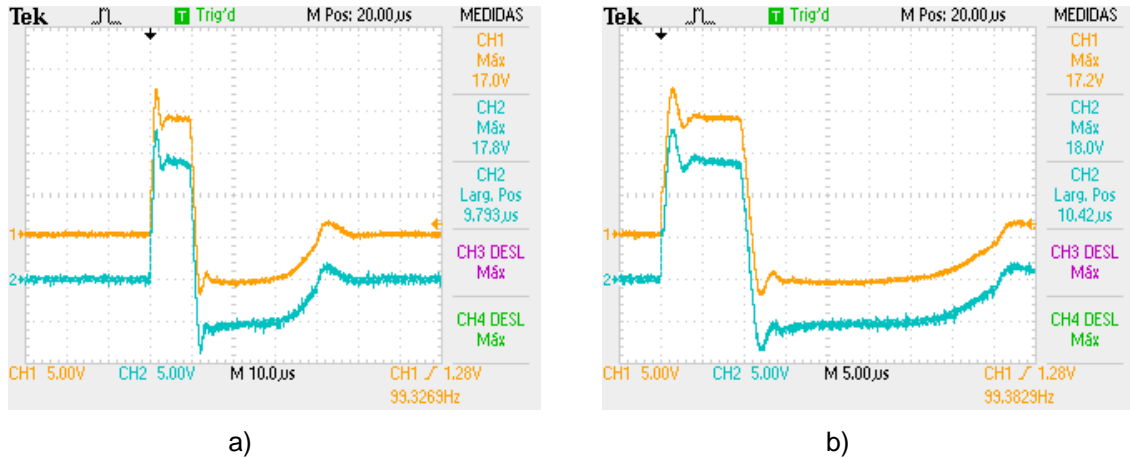


Figura 4.41 - a) Sinal de disparo dos IGBTs. b) Ampliação dos sinais de disparo dos IGBTs.

A partir dos resultados obtidos, da Figura 4.40 e da Figura 4.41, conclui-se que, ao utilizar os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo, obtém-se uma melhor forma de onda dos sinais de disparo, visto que com uma relação de transformação de 1:1, como neste caso, reduz-se a capacidade parasita entre as espiras do transformador, reduzindo as oscilações indesejáveis. Por este motivo, a configuração dos primários dos transformadores de impulsos utilizada neste trabalho será em paralelo.

4.7 Resultados experimentais da utilização do circuito de proteção contra sobrecorrentes

Neste ponto apresentam-se os resultados experimentais do circuito da Figura 4.17 em regime de funcionamento normal e em curto-circuito. Para provocar um curto-circuito à carga foi utilizado um outro IGBT com o circuito de disparo igual aos circuitos de disparo descrito no ponto 4.2.1.

4.7.1 Resultados experimentais em regime de funcionamento normal

Na Figura 4.42 apresentam-se, o sinal de disparo do IGBT (curva laranja) e a curva da corrente I_C (curva azul).

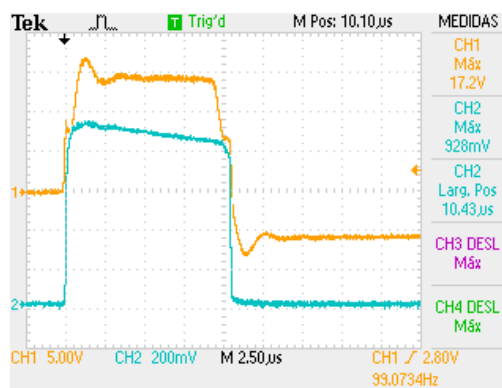


Figura 4.42 - Sinal de disparo do IGBT e corrente I_C (0,1 V/ 1 A).

Como se pode verificar a partir da Figura 4.42, na ausência de uma sobrecorrente, a amplitude do sinal de disparo é próxima dos 15 V e a corrente I_C é semelhante à corrente representada pela Figura 4.39 b).

Na Figura 4.43 apresentam-se, a curva de tensão medida pelo comparador, V_{Ca} (curva laranja), e a tensão da saída do comparador, V_O (curva violeta).

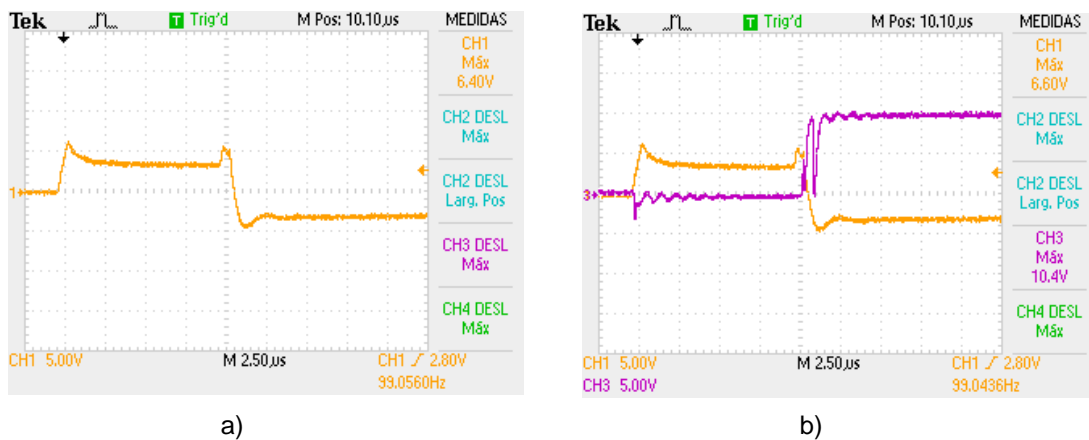


Figura 4.43 - a) Curva de tensão V_{Ca} , medida pelo comparador. b) Curva de tensão V_{Ca} , medida pelo comparador e curva de tensão V_O , na saída do comparador.

Pela análise da Figura 4.43 é possível verificar que as curvas obtidas experimentalmente são semelhantes às curvas obtidas a partir da simulação (Figura 4.19).

4.7.2 Resultados experimentais na ocorrência do curto-circuito

Na Figura 4.44 mostram-se os resultados experimentais, do circuito da Figura 4.17, no caso de ocorrência de um curto-circuito na carga. Na Figura 4.44 a), apresentam-se a curva do sinal de disparo do IGBT (curva laranja) e a curva da corrente I_C (curva azul). Na Figura 4.44 b), apresenta-se a curva de tensão medida pelo comparador, V_{Ca} (curva violeta), e a curva da tensão de saída do comparador, V_O (curva laranja).

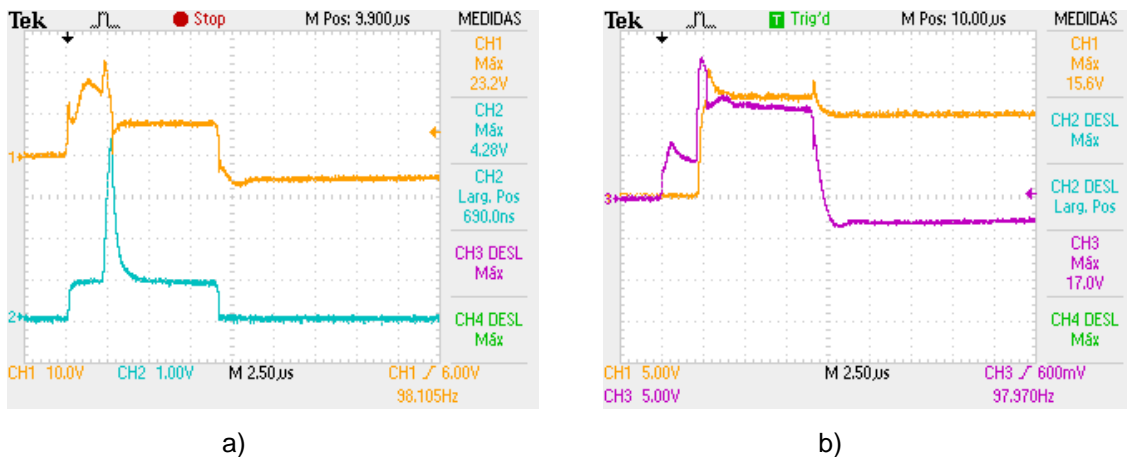


Figura 4.44 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O .

Comparando os resultados experimentais, da Figura 4.44, com os resultados obtidos através da simulação, Figura 4.20 e Figura 4.22, verifica-se que os mesmos são semelhantes.

4.8 Resultados experimentais de dois IGBTs em paralelo com circuito de proteção contra sobrecorrentes

Na Figura 4.45 apresenta-se o circuito utilizado para os ensaios experimentais com dois IGBTs em paralelo, utilizando a técnica de proteção contra sobrecorrentes.

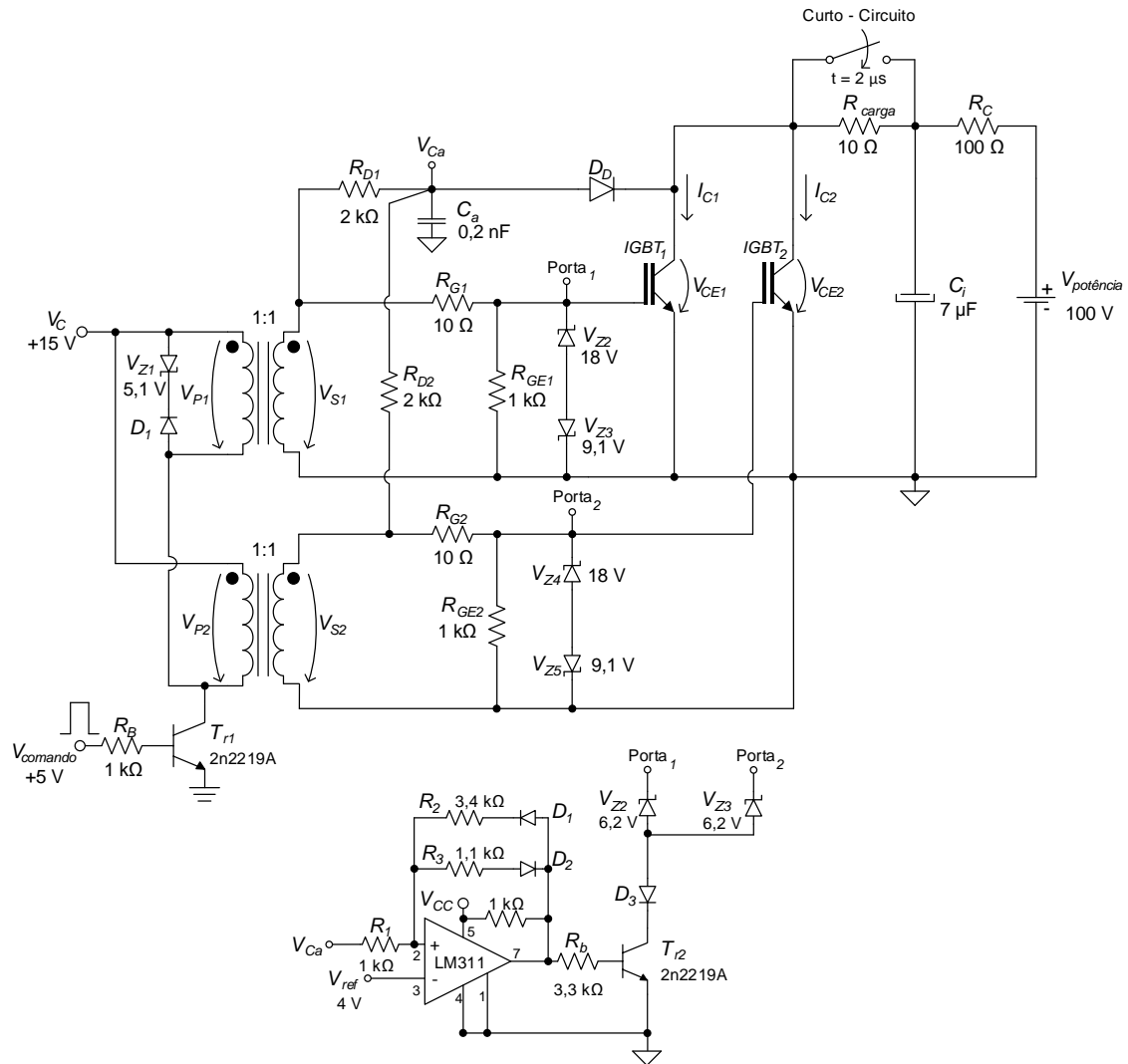


Figura 4.45 - Circuito experimental com dois IGBTs em paralelo com proteção contra sobrecorrentes.

Nos próximos pontos, serão apresentados os resultados experimentais mais relevantes do circuito da Figura 4.45 em modo de funcionamento normal e na ocorrência de um curto-circuito.

4.8.1 Resultados experimentais em regime de funcionamento normal

Na Figura 4.46 mostram-se os resultados experimentais do circuito da Figura 4.45 em modo de funcionamento normal. As curvas dos sinais das portas dos IGBTs correspondem às curvas de cor laranja e as curvas de correntes, I_C , correspondem às curvas de cor azul (0,1 V/ 1 A).

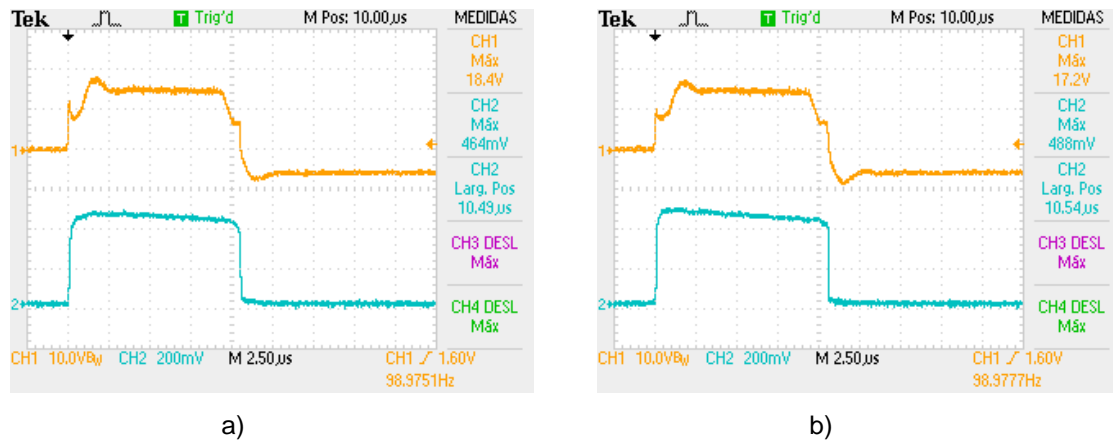


Figura 4.46 - a) Curvas do IGBT₁. b) Curvas do IGBT₂.

Analisando os resultados da Figura 4.46, é possível verificar que os sinais de disparo do IGBT₁ e do IGBT₂ são semelhantes. As formas de onda das correntes, I_{C1} e I_{C2} , apresentam uma diferença mínima.

4.8.2 Resultados experimentais na ocorrência do curto-circuito

Na Figura 4.47 apresentam-se os resultados experimentais do circuito da Figura 4.45 na ocorrência de um curto-circuito na carga, provocado 2 µs após o disparo dos IGBTs. As curvas dos sinais das portas dos IGBTs correspondem às curvas de cor laranja e as curvas de correntes, I_C , corresponde às curvas de cor azul (0,1 V/ 1 A).

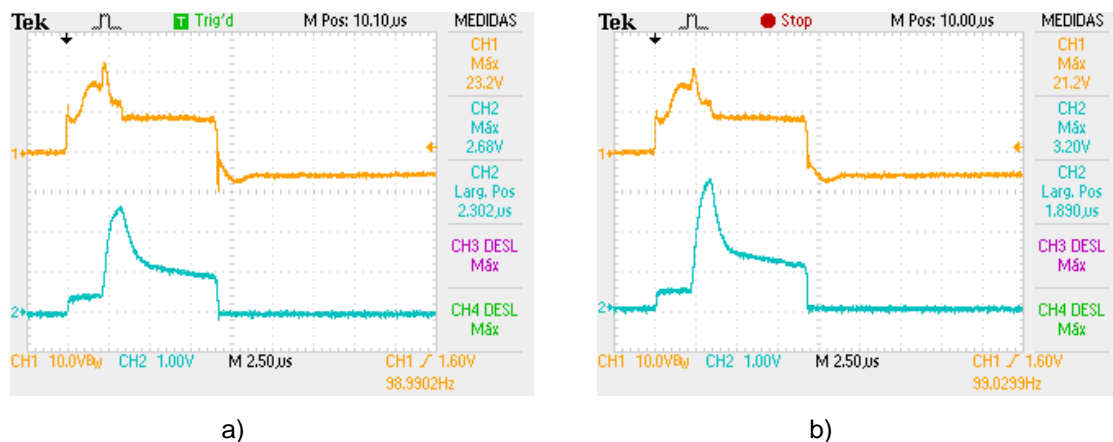


Figura 4.47 - a) Curvas do IGBT₁. b) Curvas do IGBT₂.

Analisando os resultados experimentais da Figura 4.47 verifica-se o correto funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes, visto que as correntes I_{C1} e I_{C2} são limitadas após de ocorrência do mesmo.

Nota-se também que, na altura do curto-circuito, existem os picos de tensão nos sinais das portas dos IGBTs. Estes picos devem-se ao facto de existir um aumento das quedas de tensão, V_{CE} , à condução, recarregando assim as capacidades parasitas equivalentes, C_{GC} , dos IGBTs.

Comparando as curvas de correntes, I_{C1} e I_{C2} , obtidas no ensaio com curto-circuito, constata-se que existe uma diferença nas amplitudes das mesmas, Figura 4.48.

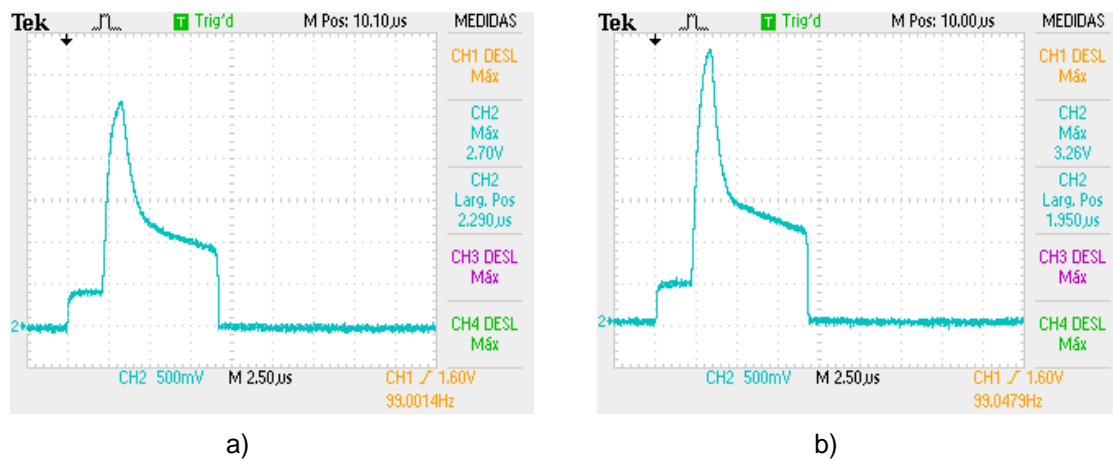


Figura 4.48 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (0,1 V/ 1 A). b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (0,1 V/ 1 A).

A diferença entre os picos de correntes, I_{C1} e I_{C2} , é de 6 A, visto que o ganho da sonda de corrente é de 0,1 V/A, que cada divisão vale 500 mV e a diferença de amplitudes é de 1,1 por divisão.

O desequilíbrio de correntes deve-se ao facto de existirem diferentes quedas de tensão V_{CE} , dos IGBTs. Neste caso, a curva da corrente I_{C1} apresenta menor amplitude relativamente a curva da corrente I_{C2} . Portanto, a queda de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT₁, V_{CE1} , é maior do que a queda de tensão entre o coletor e o emissor do IGBT₂, V_{CE2} .

4.9 Resultados experimentais de dois IGBTs em paralelo com circuito de proteção contra sobrecorrentes e as indutâncias acopladas

Neste ponto são apresentados os resultados experimentais do circuito com dois IGBTs em paralelo, utilizando o circuito de proteção contra sobrecorrentes e as indutâncias acopladas para equilíbrio de correntes. Estes resultados foram obtidos para os casos das indutâncias acopladas ligadas aos emissores e aos coletores dos IGBTs, em regime de funcionamento normal e na ocorrência de um curto-circuito na carga, provocado 2 μ s após o disparo dos IGBTs.

Os resultados experimentais apresentados neste ponto foram obtidos utilizando os circuitos da Figura 4.28 e da Figura 4.31, utilizando as indutâncias acopladas com um valor de 10 μ H (1 espira) e sem utilização de resistência para desequilíbrio de correntes.

4.9.1 Resultados experimentais com indutâncias acopladas ligadas aos emissores

Os resultados experimentais obtidos em regime de funcionamento normal do circuito com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs encontram-se apresentados na Figura 4.49. As curvas dos sinais das portas dos IGBTs correspondem às curvas de cor laranja e as curvas das correntes, I_c , correspondem às curvas de cor azul (0,1 V/ 1 A).

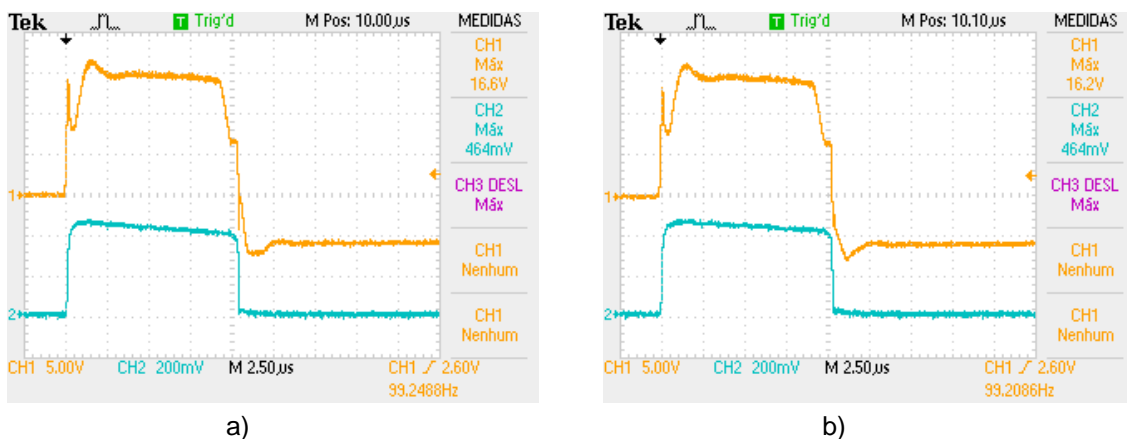


Figura 4.49 - a) Curvas do IGBT₁. b) Curvas do IGBT₂.

Como se pode verificar a partir dos resultados da Figura 4.49, os sinais de disparo dos IGBTs e as curvas de corrente são praticamente iguais, à semelhança dos resultados obtidos na Figura 4.46.

Na Figura 4.50 apresentam-se os resultados experimentais na ocorrência de um curto-circuito na carga, provocado 2 μ s após o disparo dos IGBTs. As curvas dos sinais das portas dos IGBTs correspondem às curvas de cor laranja e as curvas de correntes, I_C , correspondem às curvas de cor azul (0,1 V/ 1 A).

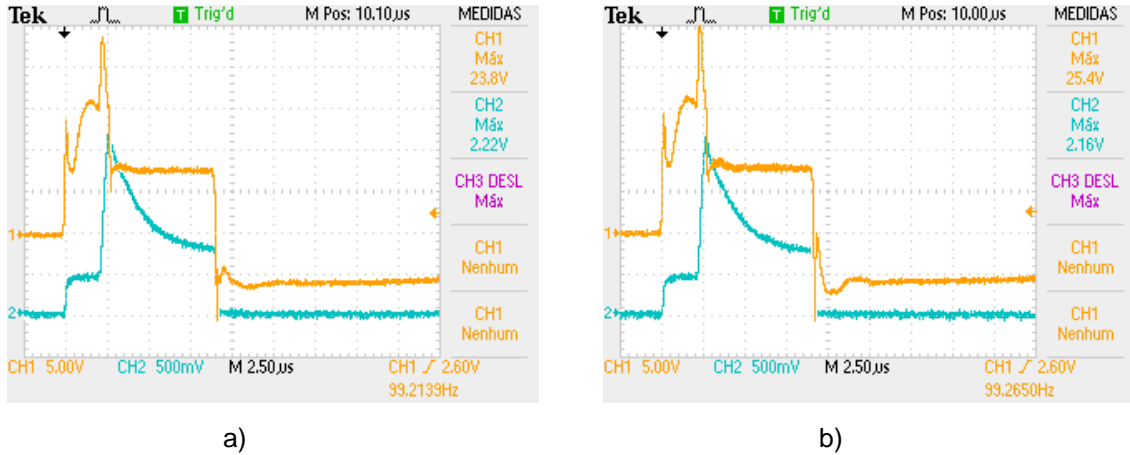


Figura 4.50 - a) Curvas do IGBT₁. b) Curvas do IGBT₂.

Analisando a Figura 4.50 é possível verificar que a amplitude dos sinais de disparo dos IGBTs na ocorrência do curto-circuito é limitada, passando para o valor aproximadamente de 7 V.

Na Figura 4.51 encontram-se apresentadas as curvas de correntes, I_{C1} e I_{C2} , do IGBT₁ e IGBT₂ respectivamente, retiradas do ensaio com as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs.

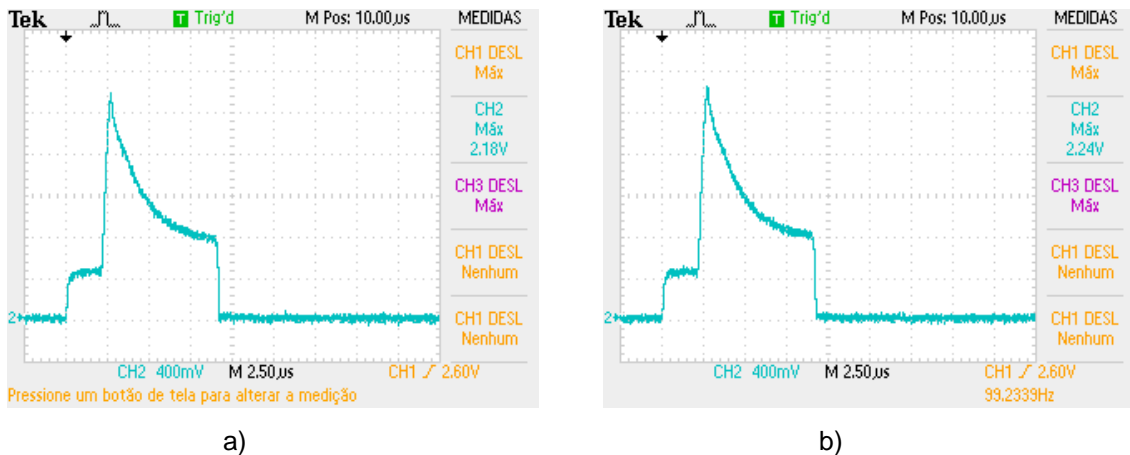


Figura 4.51 - a) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (0,1 V/ 1 A). b) Curva da corrente I_{C2} do IGBT₂ (0,1 V/ 1 A).

Analisando as formas de onda de correntes I_{C1} e I_{C2} obtidas, verifica-se que as mesmas apresentam as amplitudes praticamente iguais, o que não se verificou nos resultados da Figura 4.48 (resultados sem as indutâncias acopladas). Comparando com os

resultados da Figura 4.48, verifica-se que a presença das indutâncias acopladas, ligadas aos emissores dos IGBTs, aumentou o tempo de decrescimento de correntes I_{C1} e I_{C2} .

4.9.2 Resultados experimentais com indutâncias acopladas ligadas aos coletores

Na Figura 4.52 apresentam-se os resultados experimentais, em regime de funcionamento normal, do circuito com as indutâncias acopladas magneticamente, ligadas aos coletores dos IGBTs. As curvas laranjas correspondem às curvas dos sinais aplicados às portas dos IGBTs e as curvas azuis correspondem às correntes que atravessam os IGBTs com ganho (0,1 V/ 1 A).

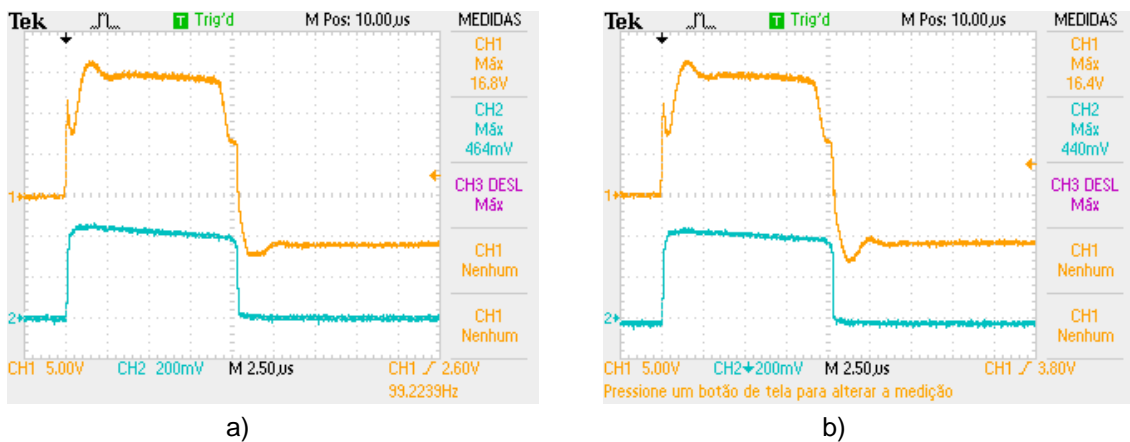


Figura 4.52 - a) Curvas do IGBT₁. b) Curvas do IGBT₂.

A partir dos resultados experimentais representados na Figura 4.52, é possível verificar que, os sinais de disparo dos IGBTs e as curvas de corrente são praticamente iguais, tal como nos resultados obtidos na Figura 4.46 e na Figura 4.49.

As curvas de sinal da porta e da corrente, I_{C1} do IGBT₁ na ocorrência de um curto-circuito na carga encontram-se representadas na Figura 4.53.

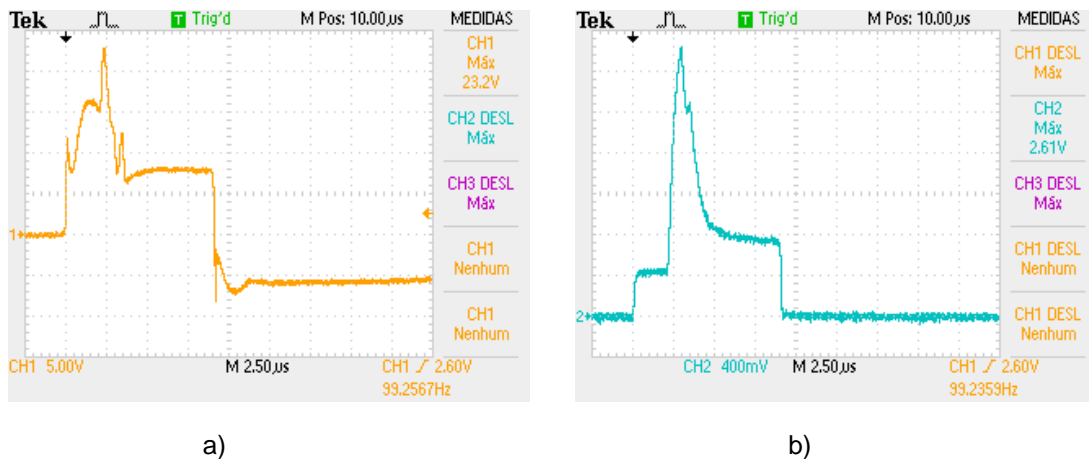


Figura 4.53 - a) Curva do sinal da porta do IGBT₁. b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₁ (0,1 V/ 1 A).

Na Figura 4.54 apresentam-se as curvas de sinais da porta, V_{GE} , e de correntes, I_{C1} e I_{C2} , do IGBT₁ e IGBT₂, respectivamente, na ocorrência de um curto-circuito na carga.

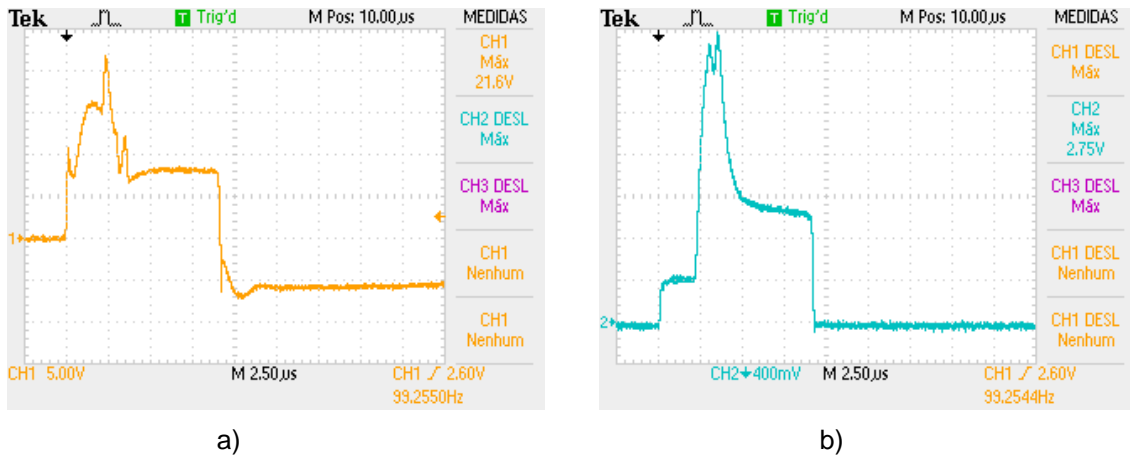


Figura 4.54 - a) Curva do sinal da porta do IGBT₂. b) Curva da corrente I_{C1} do IGBT₂ (0,1 V/ 1 A).

Comparando os resultados experimentais da Figura 4.53 e da Figura 4.54 verifica-se que os sinais das portas dos IGBTs são semelhantes e as correntes I_{C1} e I_{C2} são desequilibradas. O efeito semelhante das indutâncias acopladas magneticamente, ligadas aos coletores dos IGBTs, sobre as correntes I_{C1} e I_{C2} , encontram-se representados nos resultados de simulação da Figura 4.34.

CAPÍTULO 5 - CIRCUITO COM TRÊS IGBTs EM PARALELO

5.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se os dimensionamentos, resultados das simulações do circuito com três IGBTs em paralelo, Figura 5.1, e os resultados experimentais utilizando as técnicas de disparo, de proteção contra sobretensões e de equilíbrio de correntes.

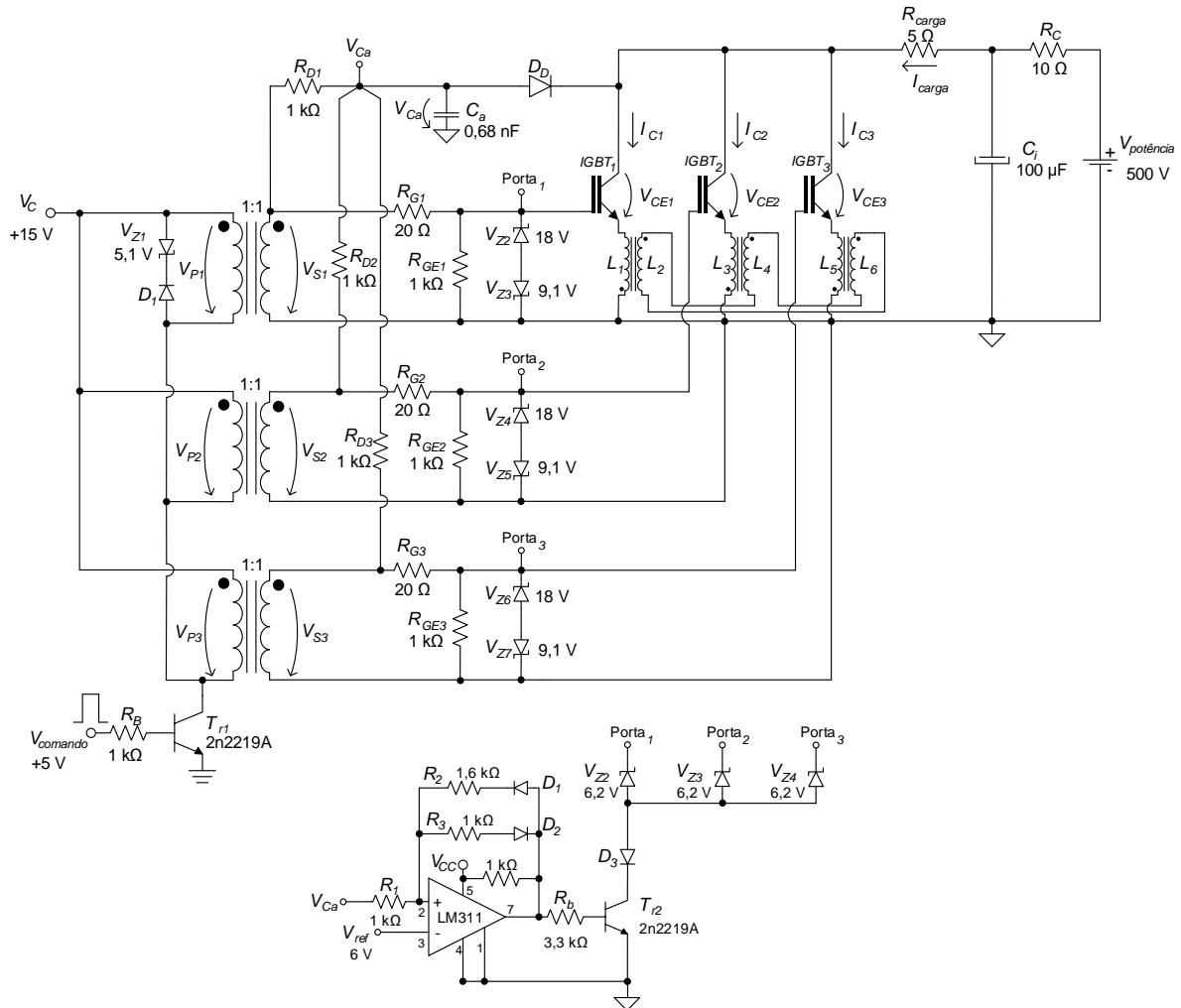


Figura 5.1 - Circuito completo com três IGBTs em paralelo.

Para o circuito da Figura 5.1, admitiu-se a corrente da carga, I_{carga} , de 100 A, a fonte de alimentação, $V_{potência}$, de 500 V, portanto, a resistência de carga, R_{carga} , é de 5 Ω. Sendo assim, as correntes que atravessam os IGBTs, I_{C1} , I_{C2} e I_{C3} são aproximadamente de 33 A. A duração dos sinais aplicados às portas dos IGBTs, t_{ON} , manteve-se igual a 10 μs.

5.2 Dimensionamento do circuito com três IGBTs em paralelo

Neste ponto apresenta-se o dimensionamento do circuito da Figura 5.1.

5.2.1 Circuitos de disparo de três IGBTs em paralelo

Para o disparo de três IGBTs em paralelo simulou-se a configuração dos circuitos de disparo, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo, visto que apresentou os melhores resultados, ponto 4.6.3, com dois primários em paralelo.

Na Figura 5.2 apresenta-se a situação dos transformadores de impulsos com os primários ligados em paralelo, para o disparo de três IGBTs em paralelo. Estes transformadores possuem a relação de transformação 1:1, 18 espiras do lado primário e do lado secundário (dimensionamento no ponto 4.2). As resistências das portas utilizadas são de 20Ω , visto que, com as mesmas se conseguiu obter melhores resultados experimentais para o ponto 4.6.3.

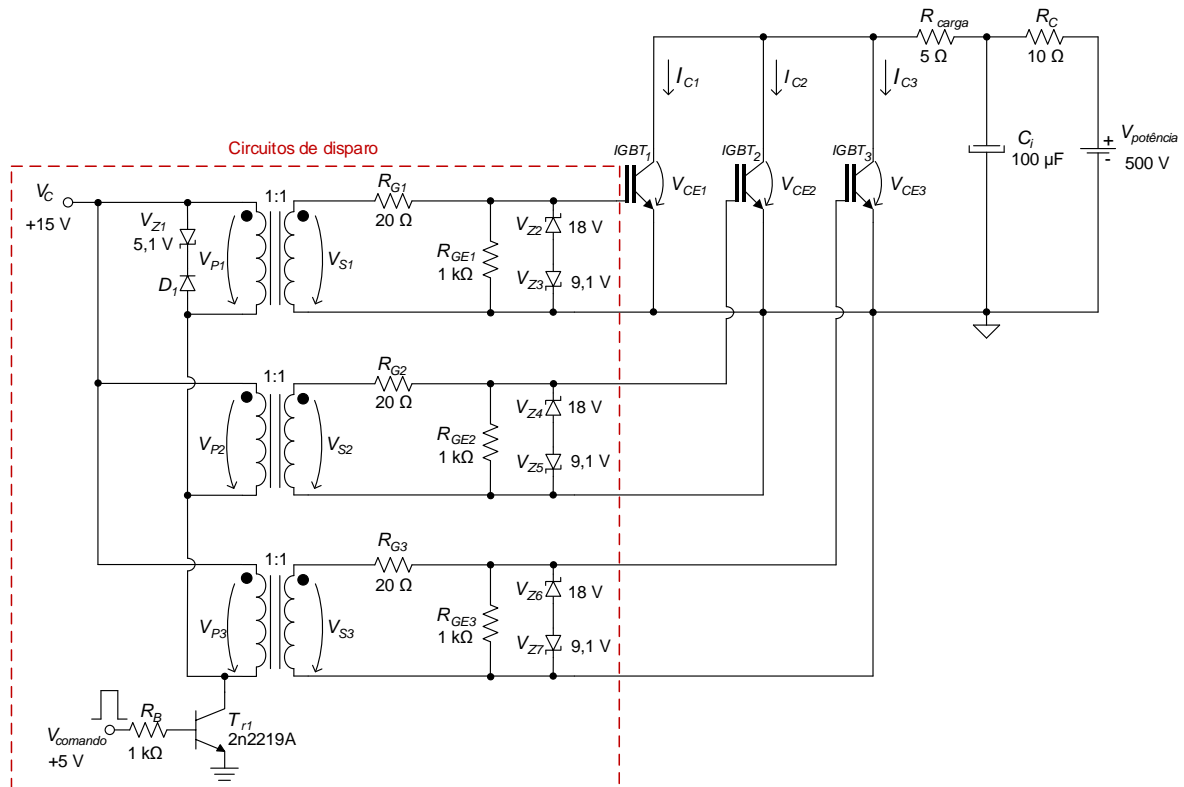


Figura 5.2 - Disparo de três IGBTs em paralelo, com os primários dos transformadores de impulsos ligados em paralelo.

Na Figura 5.3 apresenta-se a forma de onda da tensão aplicada à porta do IGBT₁, visto que a partir da simulação, os sinais aplicados às portas dos IGBTs são completamente iguais (sobrepostos).

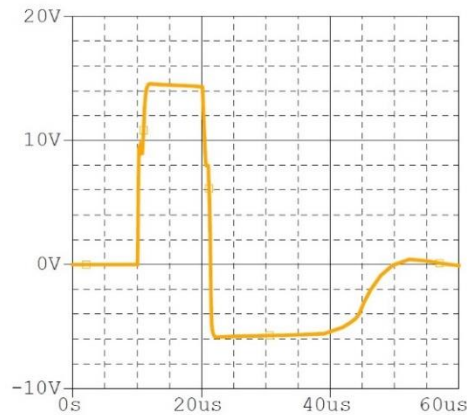


Figura 5.3 - Curva de tensão da porta do IGBT₁.

A partir da Figura 5.3 verifica-se que, o sinal de disparo obtido a partir da utilização dos transformadores de impulsos com os primários ligados em paralelo, possui a amplitude e a duração bastante próxima da pretendida.

5.2.2 Dimensionamento do condensador C_i

O condensador C_i , Figura 5.1, deve ser escolhido de modo que, a energia armazenada neste seja maior do que a energia do impulso, equação (5.1).

$$E_{Cii} - E_P = E_{Cif} \quad (5.1)$$

onde, E_{Cii} é a energia inicialmente armazenada no condensador, E_P é a energia libertada durante o impulso e E_{Cif} é a energia restante acumulada no condensador após o impulso.

Portanto,

$$E_{Cii} = \frac{C_i V_{potência}^2}{2} \quad (5.2)$$

$$E_P = \frac{V_{potência}^2}{R_{carga}} t_{on} \quad (5.3)$$

$$E_{Cif} = \frac{C_i (\Delta V V_{potência})^2}{2} \quad (5.4)$$

em que, ΔV é

$$\Delta V = \frac{V_{Cii} - (V_{Cii} - V_{Cif})}{V_{Cii}} = \frac{V_{Cif}}{V_{Cii}} \quad (5.5)$$

onde, V_{Cii} é a tensão no condensador, C_i , com valor de $V_{potência}$, aplicada à carga no início de impulso e V_{Cif} é a tensão no condensador, C_{ii} , que é aplicada à carga no fim de impulso, Figura 5.4.

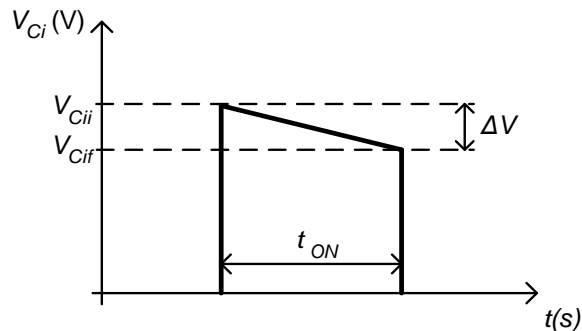


Figura 5.4 - Variação da tensão no condensador C_i ao longo do tempo.

A partir da equação (5.1) segue:

$$\frac{C_i V_{potência}^2}{2} - \frac{V_{potência}^2}{R_{carga}} t_{on} = \frac{C_i (\Delta V V_{potência})^2}{2} \quad (5.6)$$

A partir da equação (5.6) deduz-se o valor da capacidade do condensador necessário:

$$C_i = \frac{2 t_{ON}}{R_{carga} (1 - \Delta V^2)} \quad (5.7)$$

Supondo que a variação de tensão na carga máxima admissível é de 5%, tem-se:

$$\Delta V = \frac{V_{Ci} - (V_{Cii} - V_{Cif})}{V_{Cii}} = \frac{500 - (500 - 0.05 \times 500)}{500} = 0,95 \quad (5.8)$$

Logo, o valor da capacidade do condensador neste caso é:

$$C_i \geq \frac{2 t_{ON}}{R_{carga} (1 - \Delta V^2)} \quad (5.9)$$

Substituindo os valores na equação (5.9) tem-se:

$$C_i \geq \frac{2 \times 10 \times 10^{-6}}{5 \times (1 - 0,95^2)} \approx 41 \mu F \quad (5.10)$$

Logo, o valor da capacidade do condensador, C_i , deve ser maior ou igual a 41 μF . Portanto, o valor da capacidade do condensador, C_i , escolhido é de 100 μF .

5.2.3 Circuito de proteção contra sobrecorrentes

Para o dimensionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes, de três IGBTs em paralelo, simulou-se o circuito da Figura 5.5 para medir a tensão V_{CE} dos IGBTs, de modo escolher o limite superior da histerese do comparador, como descrito no ponto 3.4.1.

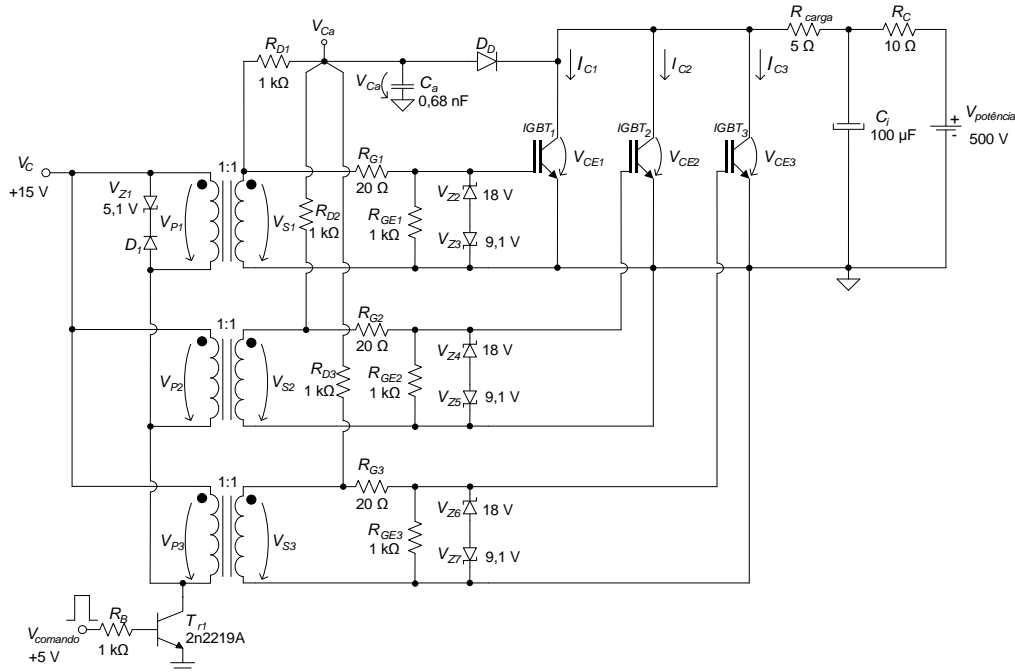


Figura 5.5 - Três IGBTs em paralelo com o circuito para medição da tensão V_{CE} .

De forma a manter a constante de tempo, τ , mais próxima possível dos 200 ns, ponto 4.3.1, utilizaram-se as resistências, R_{D1} , R_{D2} , e R_{D3} , de 1 k Ω e o condensador C_a de 0,68 nF.

Na Figura 5.6 apresenta-se a forma de onda da tensão no condensador, V_{Ca} , resultante da simulação do circuito da Figura 5.5.

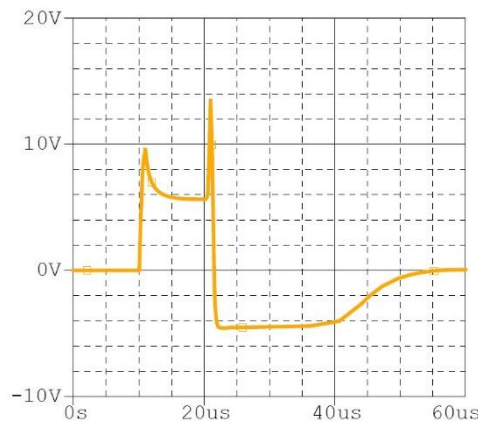


Figura 5.6 - Forma de onda da tensão V_{Ca} .

Segundo o resultado da simulação, Figura 5.6, nota-se que a amplitude do primeiro pico de tensão V_{Ca} é aproximadamente 10 V. Neste caso, para evitar os disparos indevidos

do circuito de proteção, definiu-se o valor do limite superior da histerese do comparador, V_{TH} , de 11 V, Figura 5.7 a), garantindo assim uma margem de segurança aproximadamente de 1 V. O valor do limite inferior da histerese, V_{TL} , manteve-se igual a 1 V, ponto 4.3.2, e a tensão de referência, V_{ref} , ajustou-se para o valor de 6 V.

O dimensionamento das resistências que definem a largura da histerese do comparador, R_2 e R_3 , Figura 5.7, é semelhante ao efetuado no ponto 4.3.2.

As resistências R_1 , R_2 e R_3 são de 1 k Ω , 1,6 k Ω e 1 k Ω respectivamente, como se apresenta na Figura 5.7b.

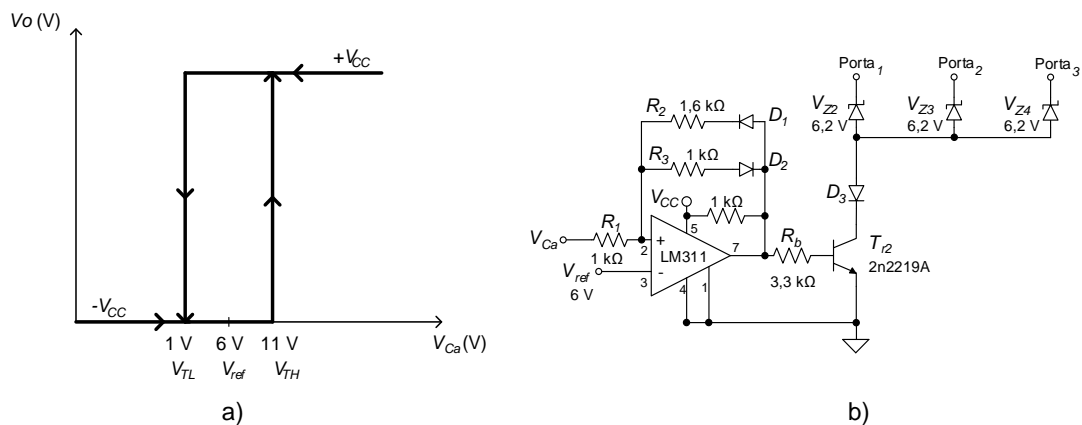


Figura 5.7 - a) Característica do comparador do circuito de proteção contra sobrecorrentes. b) Circuito de proteção contra sobrecorrentes.

5.2.4 Dimensionamento de indutâncias acopladas

Para o circuito da Figura 5.1 admitiu-se o desequilíbrio máximo das quedas de tensão V_{CE} igual a 0,5 V, $V_{CEmax} - V_{CEmin} = 0,5$ V, e um desequilíbrio máximo de correntes, I_{Mmax} , de 0,5 A, ponto 3.5.1.

Substituindo os valores na equação (3.39), obtém-se o valor da indutância necessário

$$I_{Mmax} = \frac{2 (V_{CEmax} - V_{CEmin}) \times t_{ON}}{3L_M} \Rightarrow 0,5 = \frac{2 \times 0,5 \times 10 \times 10^{-6}}{3L_M} \Rightarrow \quad (5.11)$$

$$\Rightarrow L_M \approx 6,67 \mu H$$

Substituindo os valores na equação (3.28) calcula-se o número de espiras necessário

$$L_M = A_L \times N^2 \Rightarrow 6,67 \times 10^{-6} = 6420 \times 10^{-9} \times N^2 \Rightarrow \quad (5.12)$$

$$\Rightarrow N \approx 1 \text{ espira}$$

Logo, as indutâncias, $L_1 - L_6$, da Figura 5.1 possuem 1 espira.

5.3 Resultados de simulação do circuito com três IGBTs em paralelo

Neste ponto apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 5.8.

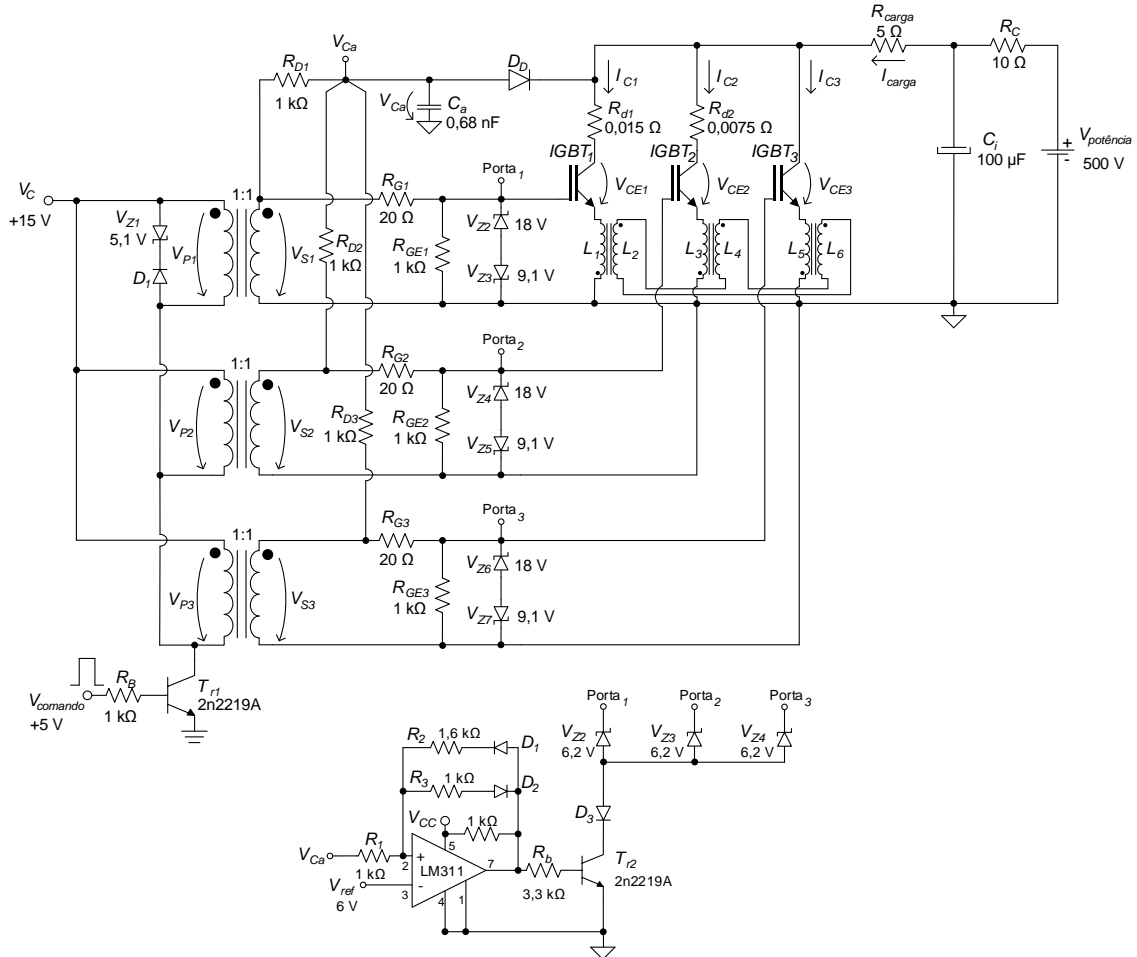


Figura 5.8 - Circuito com três IGBTs em paralelo.

Para validar a técnica de equilíbrio de correntes utilizada, desequilibraram-se as quedas de tensão a condução, V_{CE} , dos IGBTs com as resistências R_{d1} e R_{d2} , do circuito da Figura 5.8. Admitiu-se a diferença de quedas de tensão à condução entre IGBT₃ e IGBT₁ de 0,5 V, $V_{CE3} - V_{CE1} = 0,5$ V, e a diferença de quedas de tensão à condução entre IGBT₃ e IGBT₂ de 0,25 V, $V_{CE3} - V_{CE2} = 0,25$ V. O desequilíbrio de quedas de tensão à condução dos IGBTs provoca o desequilíbrio de correntes, I_c .

Nos próximos pontos apresentam-se os resultados de simulação mais relevantes do circuito da Figura 5.8, sem e com utilização de indutâncias acopladas, $L_1 - L_6$, provocando o desequilíbrio de correntes.

5.3.1 Resultados de simulação em regime de funcionamento normal

Na Figura 5.9 apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 5.8 sem utilização das indutâncias, $L_1 - L_6$, acopladas magneticamente.

Na Figura 5.9 a) apresenta-se a curva do sinal de disparo aplicado à porta do IGBT₁ e na Figura 5.9 b) mostram-se as curvas de correntes, I_C , que passam nos IGBTs. As curvas aplicadas às portas do IGBT₂ e do IGBT₃ são iguais à curva da Figura 5.9 a).

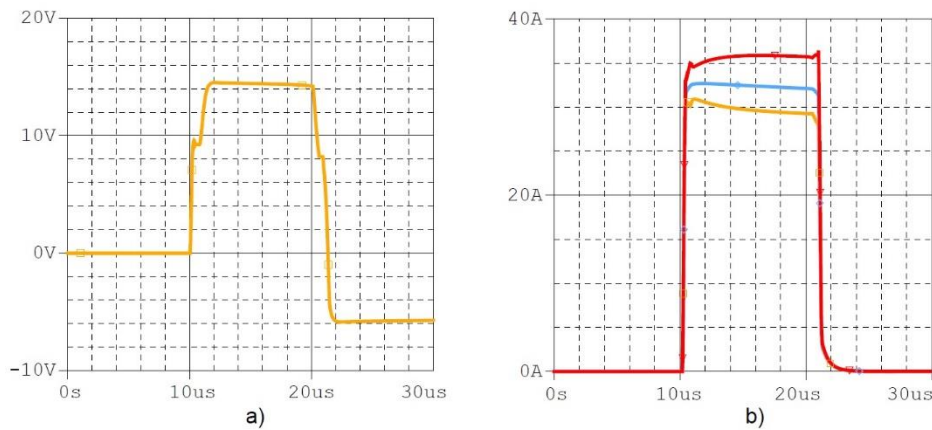


Figura 5.9 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT₁. b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).

A partir da Figura 5.9 b), verifica-se um desequilíbrio de correntes, I_{C1} , I_{C2} e I_{C3} , dos IGBTs considerável, provocado pelas resistências R_{d1} e R_{d2} , do circuito da Figura 5.8. A diferença de correntes é, $I_{C3} - I_{C1} \approx 5 \text{ A}$, $I_{C3} - I_{C2} \approx 2,5 \text{ A}$ e $I_{C2} - I_{C1} \approx 2,5 \text{ A}$.

Na Figura 5.10 apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 5.8 utilizando as indutâncias, $L_1 - L_6$, acopladas magneticamente. Na Figura 5.10 a) apresenta-se a curva do sinal de disparo aplicado à porta do IGBT₁, visto que as curvas dos sinais de disparo dos IGBTs são praticamente iguais. As curvas de correntes, I_C , que passam nos IGBTs são apresentadas na Figura 5.10 b).

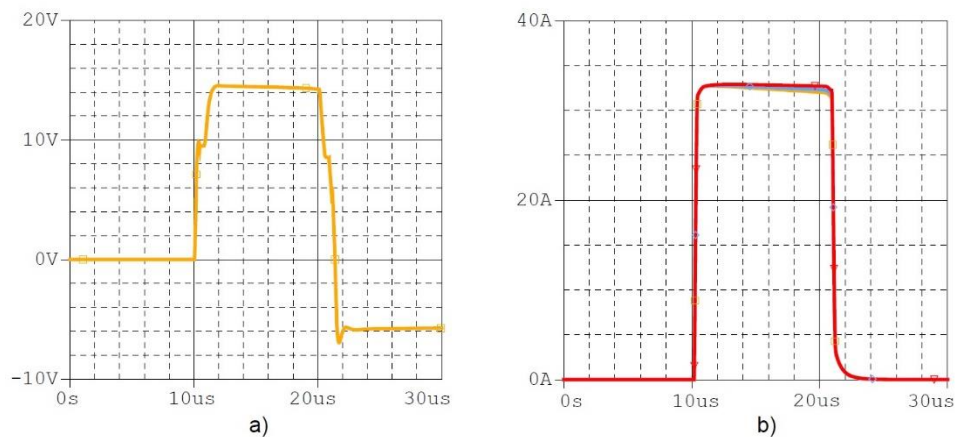


Figura 5.10 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT₁. b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).

Analisando o resultado de simulação obtido na Figura 5.10 b), verifica-se o equilíbrio de correntes I_{C1} , I_{C2} e I_{C3} do circuito da Figura 5.8, visto que as curvas das mesmas são praticamente sobrepostas. Portanto, valida-se o funcionamento de indutâncias acopladas magneticamente para três IGBTs em paralelo.

5.3.2 Resultados de simulação na ocorrência de um curto-circuito

Na Figura 5.11 apresentam-se os resultados de simulação do circuito da Figura 5.8 utilizando as indutâncias, $L_1 - L_6$, acopladas magneticamente.

Na Figura 5.11 a) apresenta-se a curva do sinal de disparo aplicado à porta do IGBT₁, visto que as curvas dos sinais de disparo dos IGBTs na simulação são praticamente iguais. As curvas de correntes, I_C , que passam nos IGBTs são apresentadas na Figura 5.11 b).

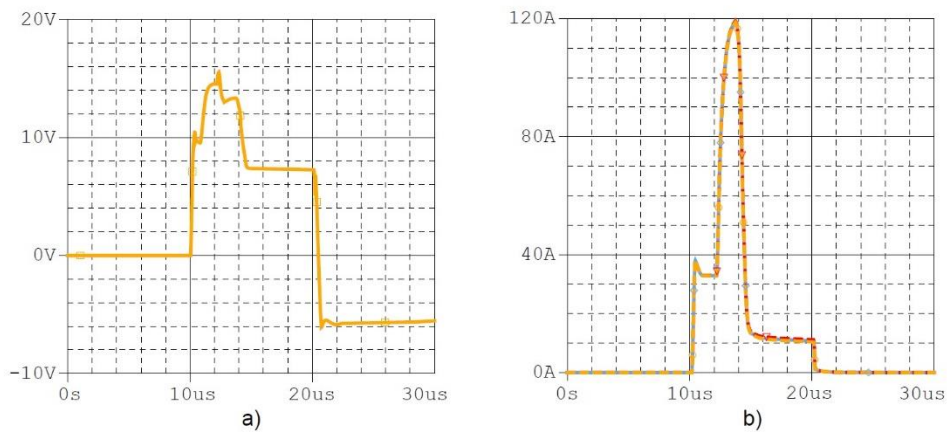


Figura 5.11 - a) Sinal aplicado à porta do IGBT₁. b) Curvas de correntes I_{C1} (laranja), I_{C2} (azul) e I_{C3} (vermelha).

Analisando a curva do sinal de disparo aplicado à porta do IGBT₁ e a curva de corrente I_{C1} , Figura 5.11 valida-se o funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes, visto que se limitou a amplitude do sinal da porta do IGBT₁ e da corrente I_{C1} , verificando-se o mesmo para as correntes I_{C2} e I_{C3} .

Também se verifica que as curvas de correntes, I_{C1} , I_{C2} e I_{C3} , Figura 5.11 b) são praticamente sobrepostas, o que mais uma vez valida o funcionamento de indutâncias, $L_1 - L_6$, acopladas magneticamente, utilizadas para equilíbrio de correntes.

5.4 Resultados experimentais

Neste ponto apresentam-se os resultados experimentais do circuito da Figura 5.12.

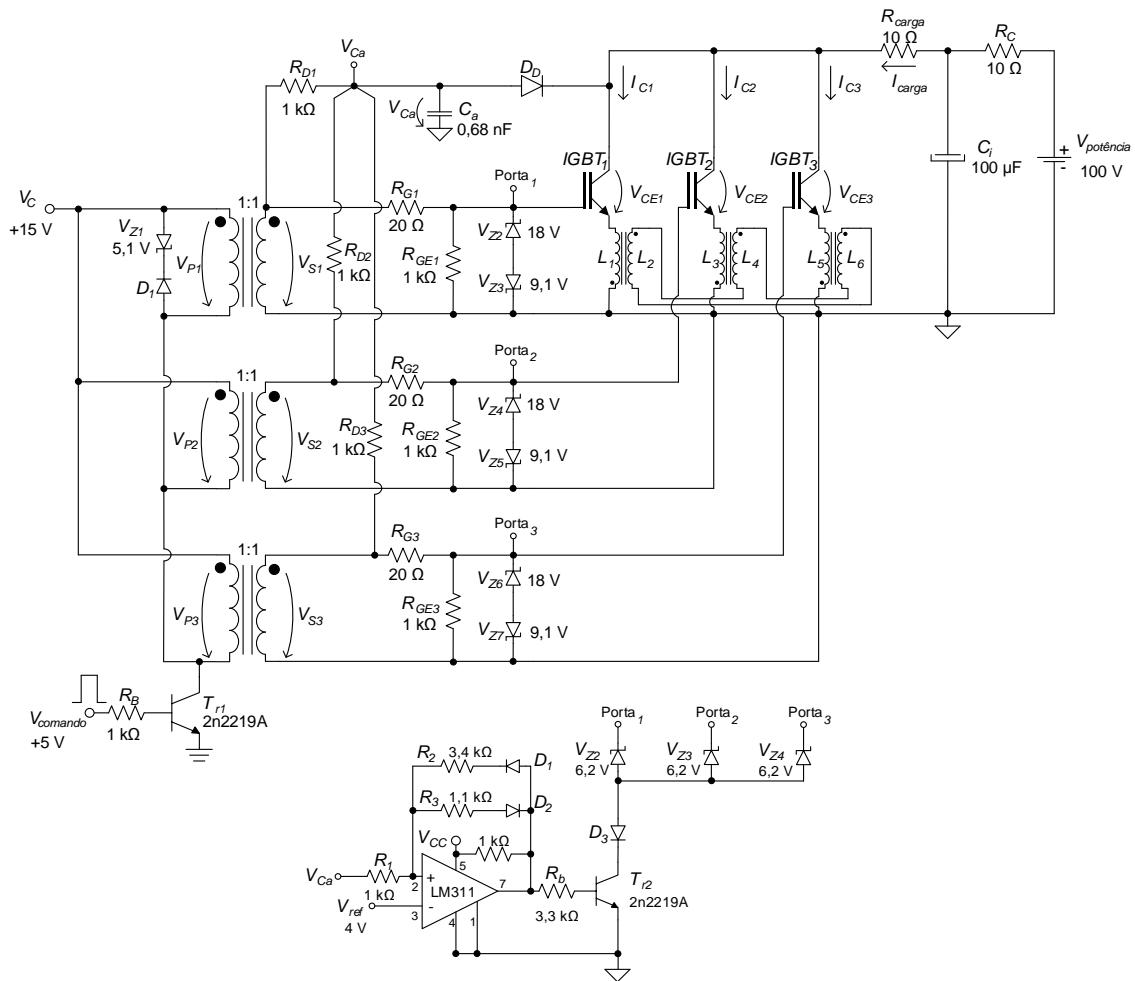


Figura 5.12 - Circuito com três IGBTs em paralelo.

Os resultados experimentais do circuito com três IGBTs em paralelo foram obtidos utilizando uma resistência de carga de 10Ω e uma tensão de alimentação de 100V, Figura 5.12 visto não ter sido possível subir a mesma, devido ao ruído no circuito experimental, implementado numa *breadboard*. A largura da histerese do comparador do circuito de proteção contra sobrecorrentes manteve-se igual ao ponto 4.8.

5.4.1 Resultados experimentais em regime de funcionamento normal

Na Figura 5.13 encontram-se representados os resultados experimentais mais relevantes, obtidos em regime de funcionamento normal do circuito da Figura 5.12. Estes resultados foram obtidos a partir de um dos IGBTs, visto que as curvas dos restantes IGBTs são semelhantes.

A curva do sinal de disparo do IGBT (curva laranja) e a curva da corrente I_C (curva azul) encontram-se apresentadas na Figura 5.13 a). A curva de tensão medida pelo comparador, V_{Ca} (curva laranja), e a curva tensão da saída do comparador, V_O (curva violeta) apresentam-se na Figura 5.13 b).

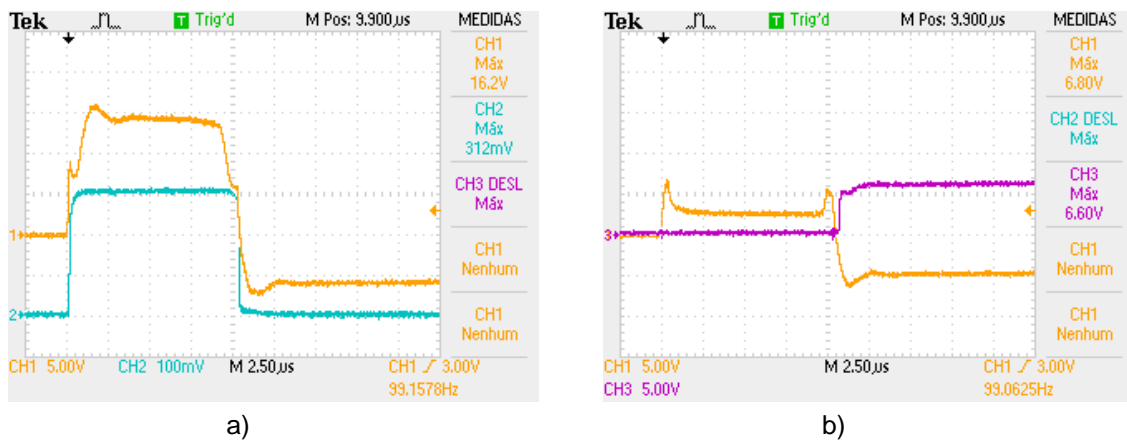


Figura 5.13 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O .

Analisando os resultados experimentais obtidos, verificou-se que o impulso da corrente, que atravessa o IGBT apresenta uma duração pretendida, próxima dos 10 µs, e amplitude constante, devido ao aumento da capacidade do condensador C_i . Também verifica-se o funcionamento pretendido do circuito de proteção contra sobrecorrentes, visto que o mesmo não limita a tensão da porta do IGBT na ausência de sobrecorrente.

5.4.2 Resultados experimentais na ocorrência de um curto-circuito

Os resultados experimentais na ocorrência de um curto-circuito na carga, provocado 2 μ s após o disparo dos IGBTs apresentam-se na Figura 5.14. Estes resultados foram retirados do mesmo IGBTs, que os resultados do ponto 5.4.1.

A curva da tensão da porta do IGBT e a curva da corrente I_C encontram-se representadas na Figura 5.14 a) a laranja e a azul respectivamente. Na Figura 5.14 b) a curva a laranja representa a curva de tensão medida pelo comparador, V_{Ca} e a violeta, a curva da tensão da saída do comparador, V_O .

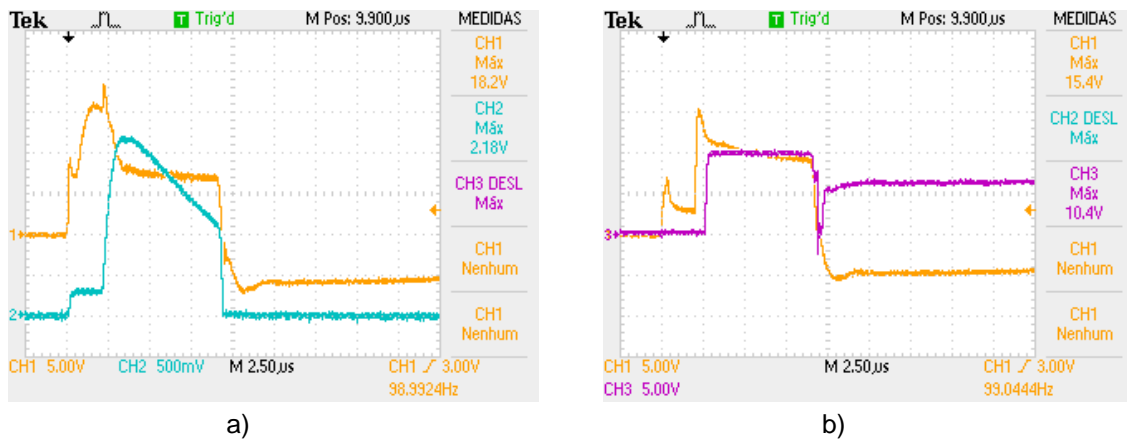


Figura 5.14 - a) Curva do sinal de disparo do IGBT e curva da corrente I_C (0,1 V/ 1 A). b) Curva da tensão V_{Ca} e curva da tensão da saída do comparador, V_O .

Analisando os resultados experimentais obtidos na ocorrência de um curto-circuito na carga, verifica-se que o circuito de proteção contra sobrecorrentes limita a tensão aplicada à porta do IGBT na ocorrência de um curto-circuito, limitando deste modo a corrente do mesmo. Também é possível verificar um aumento do tempo de decrescimento da corrente do IGBT comparando com o ponto 4.9.1. Este aumento do tempo de decrescimento da corrente deve-se ao aumento das indutâncias parasitas equivalentes do circuito bem como das indutâncias acopladas, utilizadas para o equilíbrio de correntes.

CAPÍTULO 6 - CONCLUSÕES

6.1 Introdução

Neste capítulo apresentam-se as conclusões que decorrem do estudo teórico realizado, das simulações e da implementação experimental. Também se apresentam algumas perspectivas futuras.

6.2 Acerca do trabalho realizado

O objetivo deste trabalho consistiu no estudo, simulação e teste experimental de técnicas para equalizar as correntes em IGBTs ligados em paralelo, tanto em funcionamento normal como em condições de sobrecorrentes.

Ao longo deste trabalho foi descrita a estrutura física do IGBT bem como o seu princípio de funcionamento. Foram igualmente abordadas várias técnicas de disparo, de proteção contra sobrecorrentes, sobretensões e de equilíbrio de correntes nos semicondutores em paralelo, largamente utilizadas hoje em dia nos circuitos de eletrônica de potência.

Apresentaram-se todas as etapas de dimensionamento, simulação e de construção do circuito com os IGBTs em paralelo, recorrendo à técnica, de disparo com utilização dos transformadores de impulsos, de proteção contra sobrecorrentes, e de equilíbrio de correntes.

Para o sincronismo completo dos circuitos de disparo utilizados neste trabalho, utilizou-se um único sinal de comando, gerado pelo microcontrolador PIC18F2331, que foi amplificado recorrendo a um transistor TJB, 2n2219A, que modulou a tensão no primário de transformadores de impulsos, usados para transmitir o sinal aos IGBTs com isolamento galvânico. Com intuito de melhorar a qualidade da forma de onda dos sinais de disparo, aplicados às portas dos IGBTs, foram utilizados os transformadores de impulsos com uma relação de transformação de 1:1, visto que no caso em estudo a influência de capacidades e indutâncias parasitas equivalentes sobre os sinais de disparo é menor.

Para proteção contra sobrecorrentes foi usada a técnica de leitura da tensão aos terminais dos IGBTs e posterior comparação com um sinal de referência, utilizando um amplificador comparador. Para o correto funcionamento do circuito de proteção alargou-se a histerese do comparador, de modo a evitar a sua ativação indevida, visto que a comutação dos IGBTs não é instantânea, o que provoca picos na tensão medida pelo comparador (V_{Ca}), ponto 3.4.1. Houve também a preocupação de, nas situações de sobrecorrente na carga, os IGBTs não passarem imediatamente ao corte antes de baixar a corrente que atravessa os mesmos, devido à sobretensão causada pela indutância parasita equivalente do coletor do

IGBT. Portanto, antes da passagem dos IGBTs ao corte, o circuito de proteção limita a amplitude do sinal aplicado à porta, estrangulando o canal de condução do IGBT, e consequentemente limitando a corrente que atravessa o mesmo.

A técnica de indutâncias acopladas magneticamente foi utilizada para o equilíbrio de correntes nos IGBTs em paralelo. A escolha desta técnica é justificada com o facto de ser mais simples de implementar que a técnica de controlo ativo de portas e de se obter menores perdas comparativamente às obtidas quando utilizadas resistências para equilíbrio de correntes.

Após o estudo teórico, procedeu-se à simulação em PSpice e realizaram-se ensaios experimentais de forma a validar circuitos estudados. Pela análise dos resultados experimentais apresentados é possível concluir que são muito semelhantes com os obtidos em simulação. De salientar que, as diferenças existentes se devem essencialmente devido ao ruído introduzido nos contactos da *breadboard* e às capacidades e indutâncias externas parasitas existentes no circuito.

Relativamente ao trabalho realizado é importante referir que, diferentes quedas de tensão dos IGBTs à condução, ligados em paralelo, provocam um desequilíbrio de correntes considerável, contribuindo para a diminuição da vida do circuito. Utilizando as indutâncias acopladas ligadas aos emissores dos IGBTs, obtiveram-se bons resultados de equilíbrio de correntes na simulação e na prática, validando o método de dimensionamento apresentado no ponto 3.5.1.

As capacidades e indutâncias equivalentes parasitas presentes nos circuitos de disparo implicam a presença de oscilações nos sinais de disparo dos IGBTs. Verificou-se que estas oscilações podem ser significativamente reduzidas utilizando as resistências de portas, R_G , de 10Ω à 20Ω .

A utilização do comparador com histerese no circuito de proteção contra sobrecorrentes demonstrou várias vantagens, nomeadamente, a rapidez de funcionamento e a presença de histerese facilmente ajustável de modo impedir a ativação indevida do mesmo.

Analisando todo o estudo teórico, simulações e trabalho experimental, é possível concluir que a utilização dos IGBTs em paralelo, aplicando as técnicas de equilíbrio de correntes e de proteção contra sobrecorrentes, permite a utilização segura dos IGBTs em aplicações de correntes elevadas, prolongando a sua vida útil, bem como a possibilidade de utilização destes semicondutores em circuitos com correntes muita acima das suas capacidades.

6.3 Perspetivas futuras

Este trabalho pode ter continuidade em dois campos distintos, um na melhoria dos circuitos de disparo e outra na criação de um *software* para controlo de largura do impulso gerado pelo microcontrolador via computador.

Relativamente aos circuitos de disparo, os transístores de junção bipolar, 2n2219A, poderão ser substituídos por MOSFETs, IRLZ44N. Este MOSFET possui uma tensão de *threshold* da porta, V_{Gth} , de 1 V e poderá ser controlado por microcontrolador, sem necessidade de recorrer aos circuitos adicionais para amplificar o sinal aplicado à porta. Para uma tensão V_{GS} de 5 V o IRLZ44N apresenta uma resistência à condução de 0,025 Ω , o que neste caso implicará uma queda de tensão V_{DS} reduzida.

De forma a ser possível o controlo de largura do sinal de disparo, aplicado às portas dos IGBTs, pode ser adicionado um órgão de controlo, tal como um potenciómetro ou um conjunto de interruptores, para monitorizar a largura do sinal de disparo dos IGBTs pode-se utilizar um display LCD ou um indicador de sete segmentos ligado ao microcontrolador. Outra solução possível é o desenvolvimento de um *software* do lado do microcontrolador e do lado do computador para estabelecer a comunicação via USB, (*Universal Serial Bus*). Neste caso seria necessário utilizar um conversor USB - UART para estabelecer a comunicação entre o microcontrolador utilizado PIC18f2331 e o computador, ou substituir este microcontrolador por um outro com o módulo USB incorporado, por exemplo, PIC18f2550, PIC18f4550 ou outros.

BIBLIOGRAFIA

- [1] J. F. A. Silva, "*Eletrônica Industrial*", Fundação Calouste Gulbekian, 2013.
- [2] R. P. T. Bascopé, Í. S. Gomes, N. R. M. Fontenele e T. N. G. Oliveira, "*Circuitos de Comando para MOSFETs e IGBTs de Potência*", Universidade Federal do Ceará 2013.
- [3] V. Semiconductors, "*IGBT/MOSFET Gate Drive Optocoupler*", VISHAY SEMICONDUCTORS, 2011.
- [4] D. Bortis, J. Biela e J. W. Kolar, "*Active Gate Control for Current Balancing of Parallel-Connected IGBT Modules in Solid-State Modulators*", IEEE 2008.
- [5] INFINEON, "*Datasheet SKW15N120*", Infineon 2013.
- [6] Y. Hu e M. M. Jovanovic, "*A New Current-Balancing Method for Paralleled LED Strings*," Power Electronic Systems Laboratory, ETH Zurich, 2011.
- [7] FERROXCUBE, "*Soft Ferrites and Accessories*", 2013.
- [8] L. Redondo, "*Apontamentos sobre Amplificadores Operacionais para Engenharia Electrotécnica*", 2008.
- [9] L. Redondo, "*Apontamentos sobre Semicondutores de Potencia para Engenharia Electrotécnica*", 2008.
- [10] H. A. C. Braga, "*Conversores Multiníveis em Corrente*", 1996.

ANEXOS

Apresentam-se os esquemas elétricos mais relevantes simulados em PSpice, que foram utilizados para a construção dos circuitos experimentais.

Anexo 1 - Circuito para verificar o disparo de um IGBT

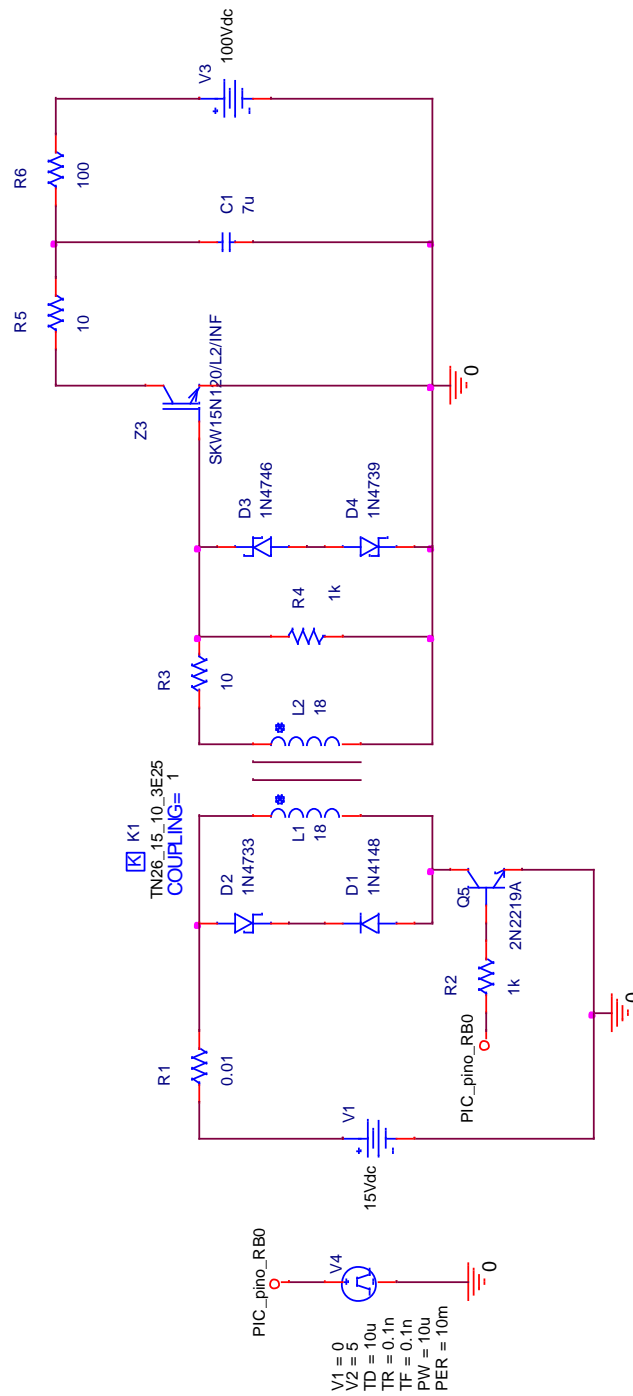


Figura A - Disparo de um IGBT.

Circuito utilizado para verificar o disparo do IGBT, simulado no ponto 4.2.1.

Anexo 2 - Circuito para verificar o funcionamento do circuito de proteção contra sobrecorrentes

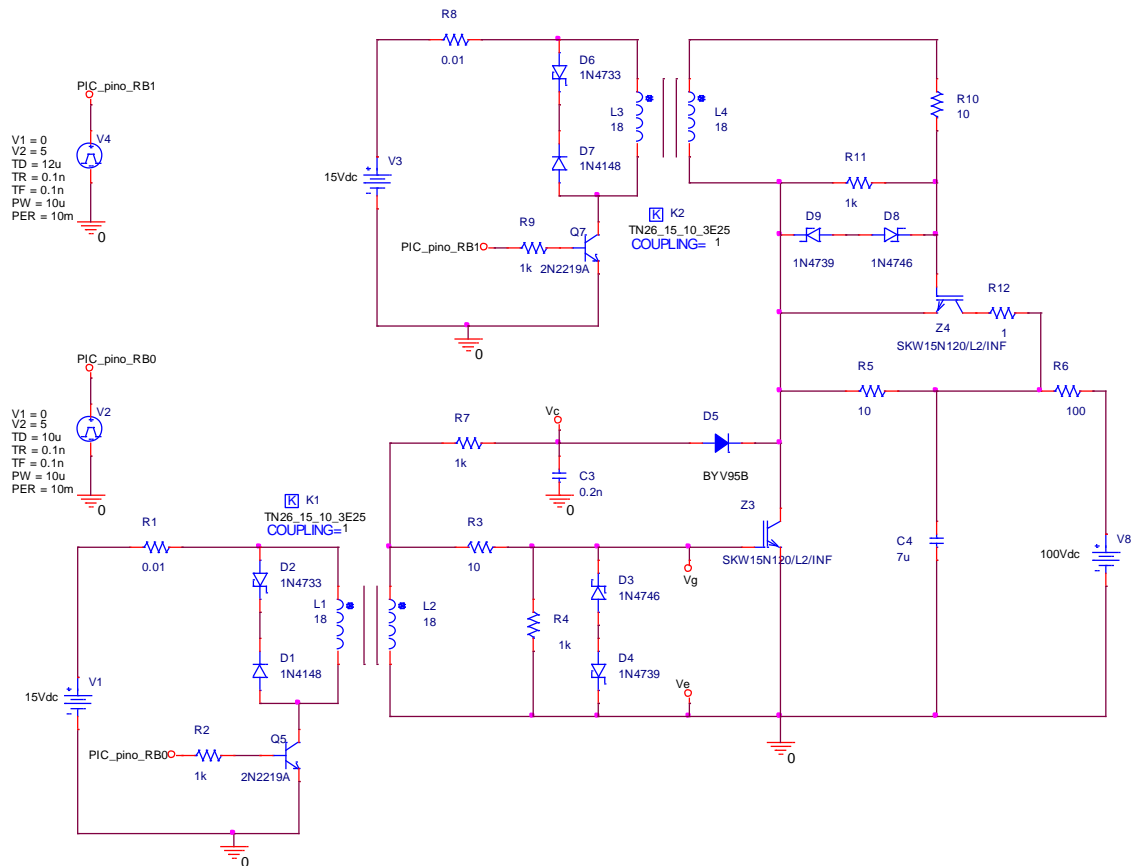


Figura B - Circuito de teste do circuito de proteção contra sobrecorrentes.

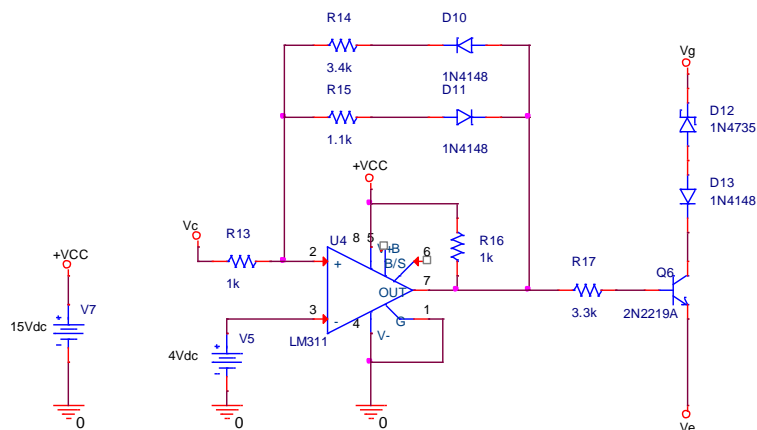


Figura C - Circuito de proteção contra sobrecorrentes.

Na Figura B apresenta-se o circuito de Disparo de um IGBT utilizando um circuito para provocar sobrecorrente na carga, de modo a testar o circuito de proteção contra sobrecorrentes, Figura C, simulado no ponto 4.3.4.

Anexo 3 - Circuito com dois IGBTs em paralelo utilizando a técnica de equilíbrio de correntes e de proteção contra sobrecorrentes

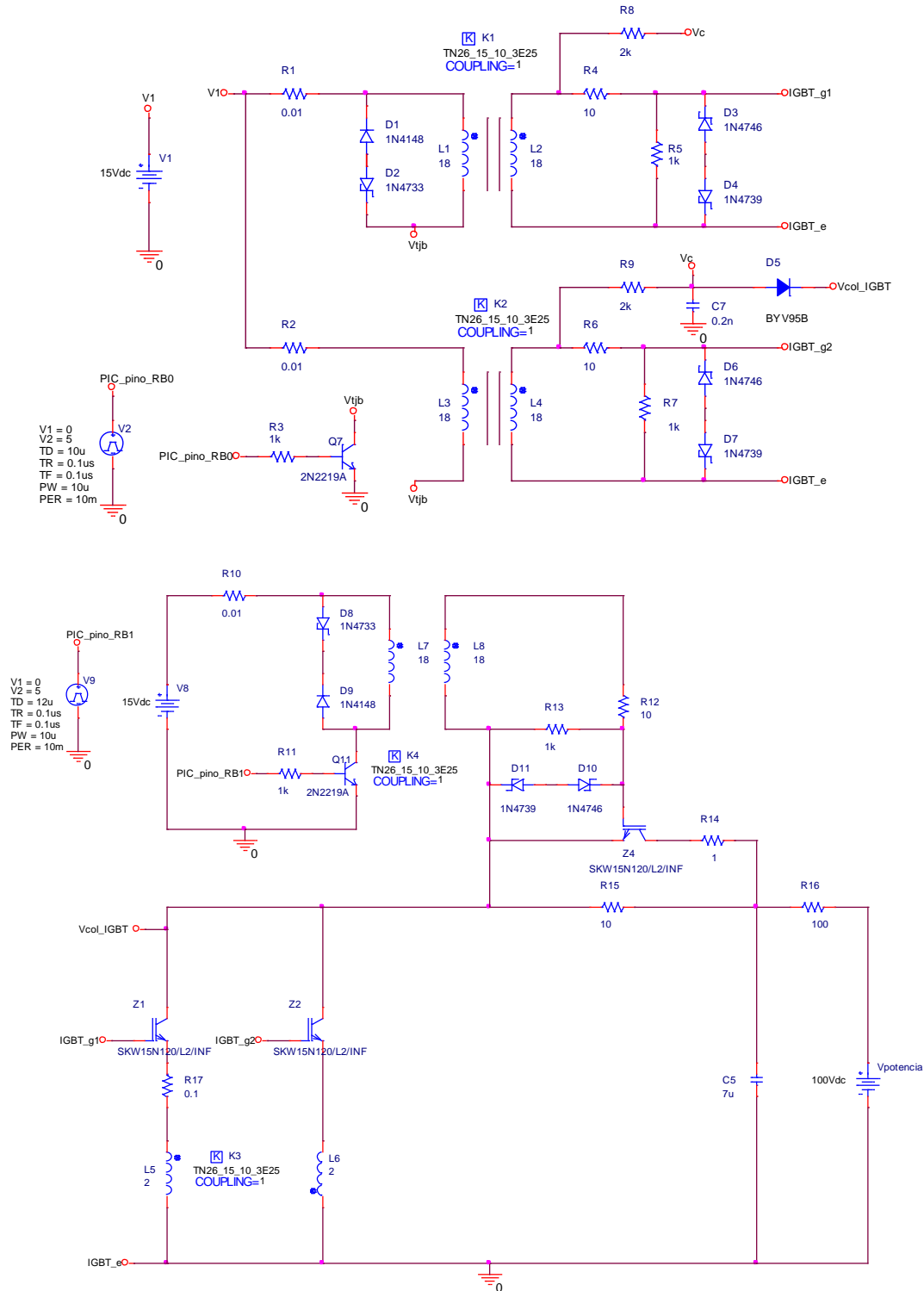


Figura D - Disparo de dois IGBTs em paralelo utilizando as indutâncias acopladas, circuito de proteção contra sobrecorrentes e circuito para provocar o curto-circuito.

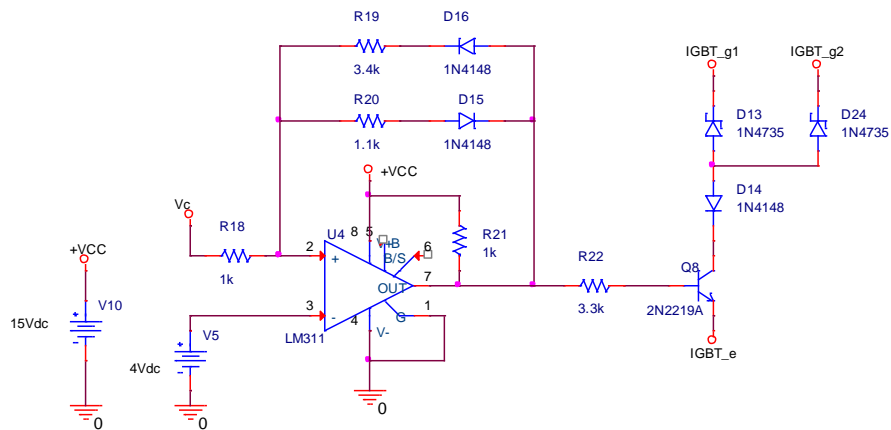


Figura E - Circuito de proteção contra sobrecorrentes para dois IGBTs em paralelo.

Na Figura D apresenta-se o circuito com dois IGBTs em paralelo, utilizando um circuito para provocar sobrecorrentes na carga e a técnica para equilíbrio de correntes. Na Figura E encontra-se apresentado o circuito de proteção contra sobrecorrentes para o circuito da Figura D. Os resultados de simulação apresentam-se no ponto 4.5.1.

Anexo 4 - Circuito com três IGBTs em paralelo utilizando a técnica de equilíbrio de correntes e de proteção contra sobrecorrentes

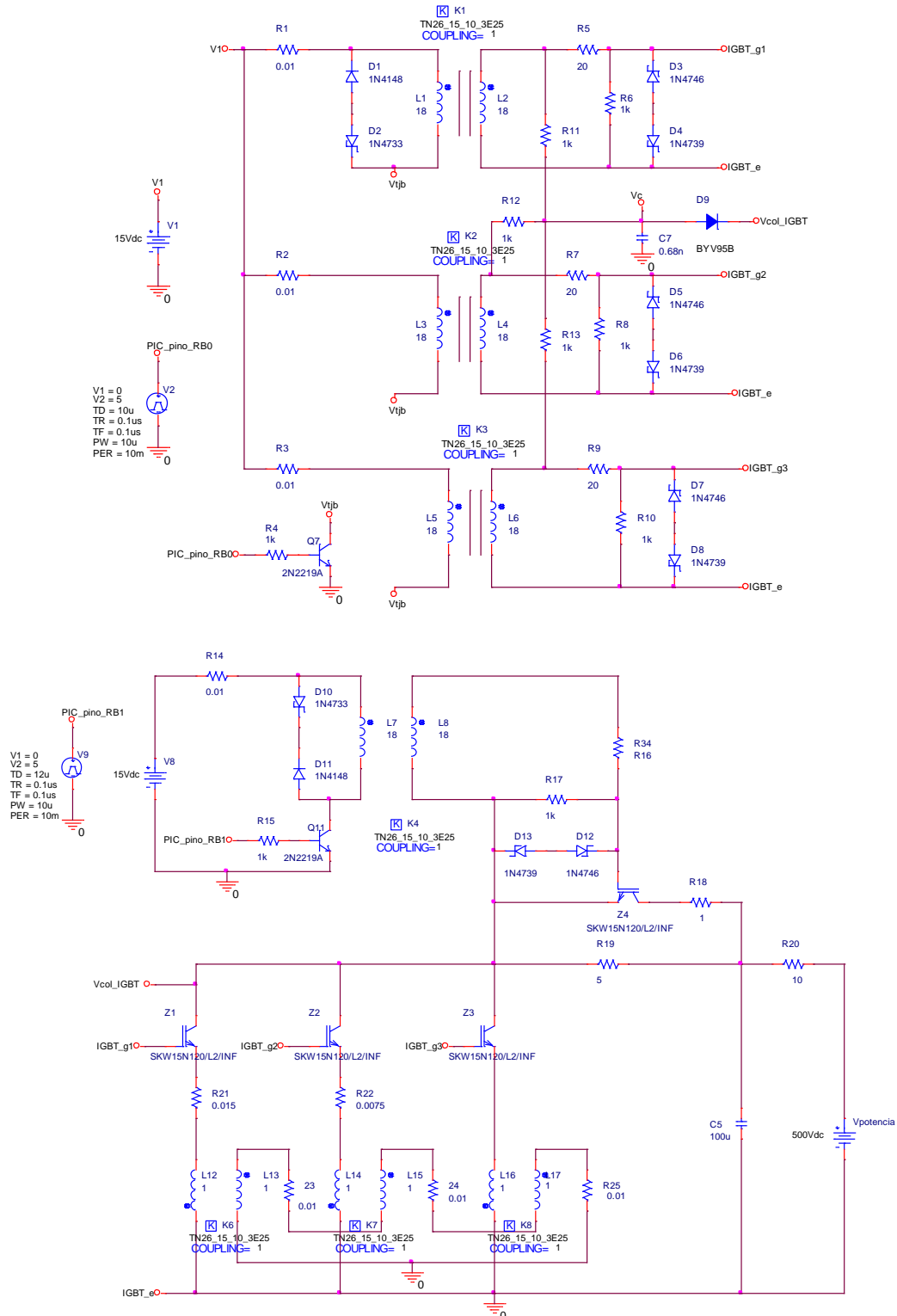


Figura F - Disparo de três IGBTs em paralelo utilizando as indutâncias acopladas, circuito de proteção contra sobrecorrentes e circuito para provocar o curto-circuito.

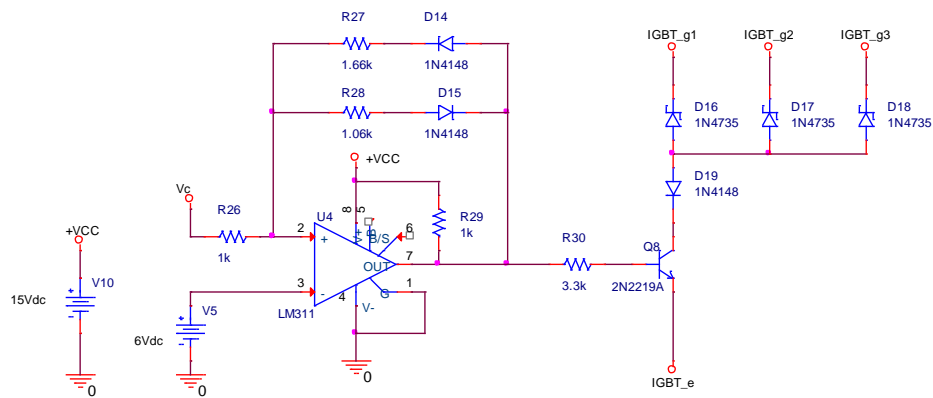


Figura G - Circuito de proteção contra sobrecorrentes para três IGBTs em paralelo.

Na Figura F encontra-se apresentado o circuito com três IGBTs em paralelo, utilizando um circuito para provocar sobrecorrentes na carga, um circuito de proteção contra sobrecorrentes, Figura G, e a técnica para equilíbrio de correntes. Os resultados de simulação apresentam-se no ponto 5.3.