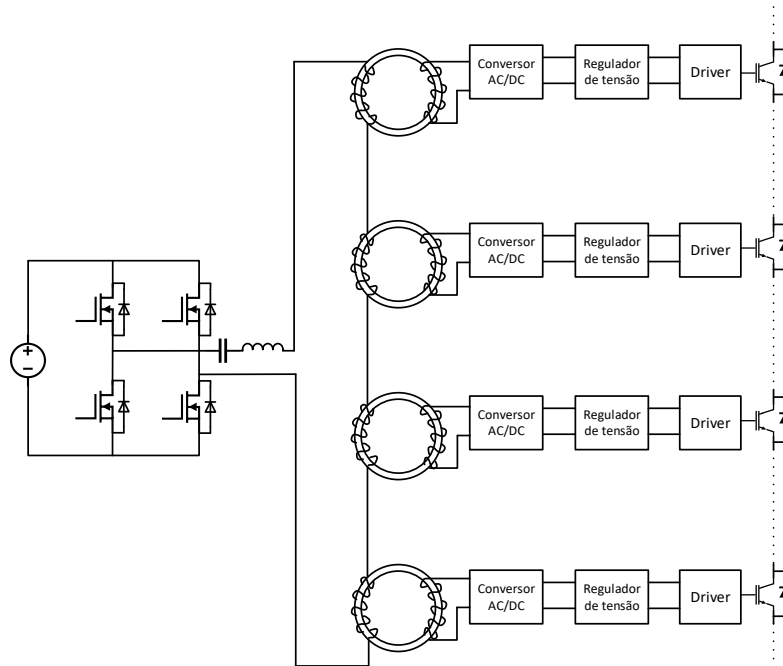


**INSTITUTO SUPERIOR DE ENGENHARIA DE LISBOA**

**Área Departamental de Engenharia Eletrotécnica Energia e Automação**

## Circuito de alimentação de semicondutores colocados a potenciais elevados num gerador de Marx



**FILIPE ALEXANDRE PIRES LOPES**  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Dissertação 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 Hiren Canacsinh

Júri:

Presidente: Professora Doutora Maria da Graça Vieira Brito Almeida

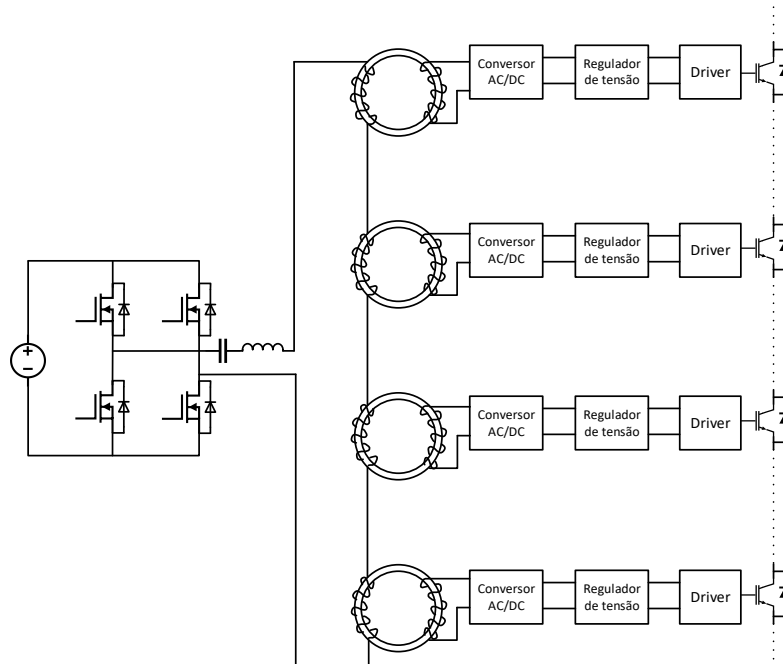
Vogais:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves  
Professor Doutor Hiren Canacsinh

**Novembro 2019**



## Circuito de alimentação de semicondutores colocados a potenciais elevados num gerador de Marx



**FILIPE ALEXANDRE PIRES LOPES**  
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Dissertação 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 Hiren Canacsinh

Júri:

Presidente: Professora Doutora Maria da Graça Vieira Brito Almeida

Vogais:

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves  
Professor Doutor Hiren Canacsinh

**Novembro 2019**



## Resumo

Nesta dissertação foi desenvolvido um conversor ressonante *LC* série com um transformador, composto por um primário e quatro secundários independentes para alimentação dos circuitos de comando (*drivers*) dos estágios de um gerador de Marx, que se encontram a potenciais elevados. Este conversor foi simulado e ensaiado experimentalmente.

A frequência de comutação do conversor encontra-se perto da frequência de ressonância com o objetivo de diminuir as perdas por comutação e consequentemente transferindo o máximo de energia possível.

Foi feita uma análise de todos os elementos constituintes deste circuito e seu funcionamento em vários regimes. Também são apresentadas outras topologias que são usadas para alimentar os drivers do gerador de Marx, tais como o *bootstrap*, o inversor com transformador e secundários independentes, e o inversor com transformador e secundários em cascata.

Demonstra-se o dimensionamento e simulação do circuito, em que a sua análise pode ser usada posteriormente para diferentes números de estágios.

Os ensaios experimentais foram feitos com variações de carga nos *drivers*, e com a aplicação de uma condição adversa no *driver* de um estágio do gerador de Marx.

**Palavras-chave:** Potência Pulsada; Gerador de Marx; Inversor com transformador; Conversor ressonante *LC* série; *ZVS-Zero Voltage Switching*; *ZCS-Zero Current Switching*



## Abstract

In this master thesis a *LC* series resonant converter with transformer was developed, composed by one primary winding and four independent secondary windings to supplying drivers stages of Marx generator, that are at floating potentials. This converter has been simulated and experimentally tested.

The switching frequency of the converter is close to the resonant frequency in order to reduce the switching losses and therefore transferring as much energy as possible.

An analysis was made of all elements of this circuit and their operation in various regimes. Other topologies that are used to supply Marx generator drivers are also presented, such as the bootstrap, inverter with independent transformer and inverter with transformer and cascade secondary.

It is shown the design and simulation of the circuit, where its analysis can be used later for different numbers of stages.

The experimental tests were done with load variations on the drivers, and with the application of an adverse condition on the one stage driver of the Marx generator.

**Keywords:** Pulsed Power; Marx generator; Inverter with transformer; Resonant converter *LC* series; *ZVS*-Zero Voltage Switching; *ZCS*-Zero Current Switching





## Agradecimentos

Este trabalho é o resultado final de uma caminhada de dedicação, esforço e sacrifício pessoal por um objetivo que por diversas vezes foi posto à prova pelas dualidades da vida. Apesar de a ter feito sozinho não cheguei ao fim sem ajuda, muito pelo contrário, é graças a algumas pessoas que de uma maneira ou de outra contribuíram para que eu completasse este percurso. A elas agradeço e dedico este trabalho.

Aos meus orientadores e professores Luís Manuel dos Santos Redondo e Hiren Canacsinh pelo apoio, disponibilidade, orientação científica, incentivo e entusiasmo que me deram ao longo deste trabalho.

Ao Grupo de Investigação em Aplicações Avançadas de Potência Pulsada, GIAAPP, do Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, ISEL, pelo apoio na realização desta dissertação.

A todos os meus professores dos cursos de Licenciatura e Mestrado em Engenharia Eletrotécnica, Ramo Automação e Eletrónica Industrial, que contribuíram para o meu crescimento técnico que possuo hoje.

A todos os meus professores, colegas, e amigos do Centro de Formação da Indústria Metalomecânica de Lisboa, CENFIM, que me inspiraram a seguir o ramo da Engenharia.

A todos os meus colegas e amigos que me acompanharam ao longo destes anos nas noites de estudo e nas vivências do dia-a-dia académico, em especial ao André Ramos, Carlos Tavares, João Belo e Khamid Zubaydullin.

Ao meu grande amigo, engenheiro e pai de família Joel Mendes por todo o apoio, incentivo e ajuda que me deu neste percurso.

E por último, mas não menos importante, à minha família, em especial aos meus pais, António Lopes e Adélia Lopes e ao meu irmão Rui Lopes por toda a ajuda possível e por terem acreditado e apostado em mim.

À minha companheira Nádia Carvalho por me ter ajudado com a sua força e resiliência.

E à minha filha Juliana Lopes, a qual sacrifiquei muito do seu tempo comigo, e que foi a minha força interior para que eu nunca desistisse desta caminhada.



## Índice

<b>Resumo</b> .....	<b>i</b>
<b>Abstract</b> .....	<b>iii</b>
<b>Agradecimentos</b> .....	<b>v</b>
<b>Índice</b> .....	<b>vii</b>
<b>Índice de figuras</b> .....	<b>xi</b>
<b>Lista de símbolos</b> .....	<b>xv</b>
<b>Lista de abreviaturas</b> .....	<b>xxi</b>
<b>Capítulo 1    Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1.    Introdução .....	1
1.1.1.    Gerador de Marx de impulsos positivos.....	2
1.1.2.    Princípio de Funcionamento.....	2
1.2.    Motivação .....	5
1.3.    Objetivos.....	5
1.4.    Organização .....	6
<b>Capítulo 2    Métodos de alimentação dos circuitos de comando de semicondutores a potenciais elevados</b> .....	<b>7</b>
2.1.    Introdução .....	7
2.2.    Circuito “ <i>Bootstrap</i> ” .....	7
2.2.1.    Princípio de Funcionamento.....	8
2.3.    Circuito Inversor com transformador.....	11
2.3.1.    Princípio de Funcionamento.....	11
2.3.2.    Transformadores com o secundário independente.....	23
2.3.3.    Transformadores em cascata .....	24
2.4.    Circuito ressonante.....	26
2.4.1. <i>RLC</i> Série .....	26
2.4.2. <i>RLC</i> Paralelo .....	29

2.4.3.	Fator de Qualidade Q .....	30
2.5.	Tipos de Comutação .....	32
2.5.1.	Introdução .....	32
2.5.2.	Transistor Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET) .....	33
2.5.3.	Transistor bipolar de porta isolada (IGBT) .....	36
2.5.4.	Comutação Forçada .....	38
2.5.5.	Comutação Suave .....	41
<b>Capítulo 3</b>	<b>Conversor Ressonante em Ponte .....</b>	<b>49</b>
3.1.	Introdução .....	49
3.1.1.	Indutâncias de Fuga .....	53
3.1.2.	Circuito ressonante LC série não amortecido e onduladores de tensão .....	54
3.2.	Modos de Funcionamento .....	57
3.2.1.	Modo Condução Descontínuo $f_s < 1/2f_r$ .....	59
3.2.2.	Modo Condução Contínuo $1/2f_r < f_s < f_r$ .....	61
3.2.3.	Modo Condução Contínuo $f_s > f_r$ .....	62
3.3.	Tipos de comando .....	65
3.4.	Regulação de tensão da saída .....	67
3.4.1.	Modo de controlo integral de ciclo do conversor ressonante série .....	68
3.4.2.	Modulação por mudança de fase (PSM-Phase Shift Modulation) .....	70
3.5.	Dimensionamento do circuito ressonante .....	71
3.5.1.	Parâmetros do circuito .....	73
3.5.2.	Determinação dos parâmetros do circuito ressonante .....	74
3.5.3.	Corrente no lado do primário .....	76
3.5.4.	Secundário .....	76
3.6.	Simulação do circuito .....	78
3.7.	Vantagens e Desvantagens .....	78
<b>Capítulo 4</b>	<b>Resultados experimentais e de simulação .....</b>	<b>79</b>
4.1.	Introdução .....	79
4.2.	Resultados experimentais e simulados .....	82

4.2.1.	Parâmetros dos Ensaios.....	82
4.2.2.	Ensaio com sinais de comando dos estágios .....	83
4.2.3.	Comparação dos ensaios com e sem sinais de comando dos estágios..	86
4.2.4.	Ensaio com resistência de carga na saída do gerador de Marx de 500 Ohm 90	
4.2.5.	Ensaio em condições adversas .....	91
<b>Capítulo 5</b>	<b>Conclusões .....</b>	<b>95</b>
5.1.	Introdução .....	95
5.2.	Acerca do trabalho realizado.....	95
5.3.	Perspetivas futuras .....	98
<b>Bibliografia.....</b>		<b>99</b>
<b>Anexo .....</b>		<b>101</b>



## Índice de figuras

Figura 1.1 Circuito gerador de Marx unipolar (impulsos positivos) com 3 estágios .....	2
Figura 1.2 Modo de carga dos condensadores .....	3
Figura 1.3 Modo de impulso.....	4
Figura 1.4 Sinais do comando da carga e do impulso .....	4
Figura 2.1 Circulação da corrente de carregamento do circuito <i>bootstrap</i> com IGBTs[2] .....	8
Figura 2.2 Aplicação de <i>bootstrap</i> nos estágios do gerador de Marx [4] .....	10
Figura 2.3 Estrutura do circuito inversor com transformador e ponte retificadora à saída .....	11
Figura 2.4 Estrutura isolada do inversor .....	12
Figura 2.5 Transformador ideal .....	13
Figura 2.6 Ponte retificadora de díodos .....	15
Figura 2.7 Funcionamento entre $t_0 < t < t_1$ .....	17
Figura 2.8 Funcionamento entre $t_1 < t < t_2$ .....	18
Figura 2.9 Funcionamento entre $t_2 < t < t_3$ .....	19
Figura 2.10 Funcionamento entre $t_3 < t < t_4$ .....	20
Figura 2.11 Formas de onda do inversor.....	21
Figura 2.12 Circuito com um primário e quatro secundários.....	23
Figura 2.13 Esquema simplificado do circuito de comando do driver .....	24
Figura 2.14 Esquema de transformadores ligados em cascata.....	25
Figura 2.15 Circuito <i>RLC</i> série .....	26
Figura 2.16 Diagrama de amplitude da impedância <i>Z</i> e sua fase [7] .....	28
Figura 2.17 Circuito <i>RLC</i> paralelo [7] .....	29
Figura 2.18 Diagrama de amplitude da impedância <i>Z</i> e sua fase [7] .....	29
Figura 2.19 Largura de banda .....	31
Figura 2.20 Comutação forçada .....	32
Figura 2.21 Comutação Suave .....	33
Figura 2.22 Estrutura física de um MOSFET de enriquecimento, com localização do canal e da corrente $i_D$ .....	33
Figura 2.23 Símbolo do MOSFET do tipo N .....	34
Figura 2.24 Característica tensão-corrente de um MOSFET tipo N de enriquecimento	35
Figura 2.25 Circuito equivalente de um MOSFET à condução, na região de resistência constante, com as duas capacidades dinâmicas de entrada e saída .....	35
Figura 2.26 a) Estrutura física de um IGBT; b) circuito equivalente; c) símbolo do IGBT .....	36
Figura 2.27 Característica tensão-corrente de um IGBT .....	37
Figura 2.28 Comutação forçada .....	38
Figura 2.29 Área de perdas por comutação no MOSFET na transição condução-corte	39
Figura 2.30 Área de perdas por comutação no IGBT na transição condução-corte .....	40
Figura 2.31 Inversor com circuito ressonante LC série com resistência de carga retificada .....	41

Figura 2.32 Ganho do circuito ressonante em função da frequência normalizada $F$ com os modos ZCS e ZVS .....	42
Figura 2.33 Formas de onda da tensão e corrente no modo ZVS[9] .....	43
Figura 2.34 Formas de onda de tensão e corrente no semicondutor $M1$ no modo ZVS[9] .....	44
Figura 2.35 Formas de onda da tensão e corrente no modo ZCS[9].....	45
Figura 2.36 Formas de onda de tensão e corrente no transistor $M1$ no modo ZCS.....	46
Figura 3.1 Circuito ressonante $LC$ série .....	49
Figura 3.2 Tipos de circuitos ressonantes .....	50
Figura 3.3 Circuito equivalente com a resistência de carga do secundário reduzida ao primário. ....	50
Figura 3.4 Espectro harmônico da tensão e corrente do circuito ressonante .....	51
Figura 3.5 Esquema equivalente do transformador com a indutância de fuga.....	53
Figura 3.6 Ganho do circuito ressonante $LC$ série em função da frequência normalizada $F$ .....	57
Figura 3.7 Circuito ressonante $LC$ série .....	58
Figura 3.8 Circuito ressonante simplificado .....	58
Figura 3.9 Formas de onda de $V_{Cr}$ , $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ do modo descontínuo $f_s < 12f_r$ .....	59
Figura 3.10 Sub-intervalos entre $t_0 < t < t_3$ do modo descontínuo $f_s < 12f_r$ .....	60
Figura 3.11 Sub-intervalos entre $t_3 < t < t_6$ do modo descontínuo $f_s < 12f_r$ .....	60
Figura 3.12 Formas de onda de $V_{Cr}$ , $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ do modo contínuo $12f_r < f_s < f_r$ ...	61
Figura 3.13 Sub-intervalos entre $t_0 < t < t_4$ do modo contínuo $12f_r < f_s < f_r$ ....	62
Figura 3.14 Formas de onda ( $V_{Cr}$ , $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ ) e os sub-intervalos para o modo contínuo $f_s > f_r$ .....	63
Figura 3.15 Sub-intervalos entre $t_0 < t < t_4$ do modo contínuo $f_s > f_r$ .....	64
Figura 3.16 Circuito do conversor ressonante $LC$ série com transformador .....	65
Figura 3.17 Formas de onda de tensão e corrente para: Comando de plena onda a); PWM b).....	66
Figura 3.18 Formas de onda de tensão e corrente para comando a três níveis, em que: PSM a); PWM b).....	67
Figura 3.19 Modo de alimentação (a), modo de ressonância livre (b), modo de regeneração (c), modo descontínuo (d) .....	68
Figura 3.20 Modulação por mudança de fase [12] .....	70
Figura 3.21 Circuito ressonante com 4 Secundários e 8 Estágios de Marx.....	71
Figura 3.22 Circuito equivalente com a resistência de carga do secundário reduzida ao primário. ....	73
Figura 4.1 Diagrama de blocos do Gerador de Marx .....	79
Figura 4.2 Secundários do gerador de Marx .....	80
Figura 4.3 a) Gerador de Marx; b) Detalhe do estágio de potência.....	80
Figura 4.4 a) Circuito de comando das drives dos IGBTs; b) Inversor .....	81
Figura 4.5 Carga resistiva de $500\Omega$ .....	82
Figura 4.6 Formas de onda de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ , $V_{Cr}$ , obtidas por: (a) e (c) simulação; (b) e (d) ensaio experimental. ....	83



Figura 4.7 Formas de onda de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ , $V_S$ , obtidas por: (a) e (c) simulação; (b) e (d) ensaio experimental. ....	85
Figura 4.8 Formas de onda de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ , $V_{Cr}$ e $V_S$ obtidas por: (a) e (c) ensaio sem sinais de comando dos <i>drivers</i> ; (b) e (d) ensaio com sinais de comando dos <i>drivers</i> .....	86
Figura 4.9 Formas de onda de $V_{ab}$ e $V_S$ obtidas por: a),c) ensaio sem sinais de comando dos <i>drivers</i> ; b),d) ensaio com sinais de comando dos <i>drivers</i> , em que (a) e (b) correspondem ao 4º secundário, (c) e (d) ao 3º secundário .....	88
Figura 4.10 Formas de onda de $V_{ab}$ e $V_S$ obtidas por: a),c) ensaio sem sinais de comando dos <i>drivers</i> ; b),d) ensaio com sinais de comando dos <i>drivers</i> , em que (a) e (b) correspondem ao 2º secundário, (c) e (d) ao 1º secundário .....	89
Figura 4.11 Formas de onda de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ , $V_{Cr}$ , $V_S$ e $V_{Pulse}$ , para os ensaios com uma carga resistiva de 500 Ohm colocada à saída do gerador de Marx.....	90
Figura 4.12 Formas de onda de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ e $V_S$ para o ensaio experimental em condição adversa obtidas por: (a) 4º secundário, (b) 3º secundário, (c) 2º secundário, e (d) 1º secundário. ....	91
Figura 4.13 Driver para 2 IGBTs para 1 estágio de potência Concept IHD660.....	93
Figura 5.1 Formas de $V_{ab}$ , $i_{Lr}$ , obtidas para o ensaio sem o circuito ressonante.....	96
Figura A.1 Circuito Simulado no software LTspice .....	101



## Lista de símbolos

$\delta$	- Fator de ciclo (%)
$\Delta\omega$	- Largura de banda do filtro (rad/s)
$\Delta f$	- Largura de banda do filtro (Hz)
$\Delta V_{BS}$	- Queda de tensão mínima (V)
$\Delta V_0$	- Tensão de <i>ripple</i> (V)
$\Delta t$	- Variação de tempo (s)
$\xi$	- Fator de amortecimento
$\Phi$	- Fluxo magnético (Wb)
$\varphi$	- Ângulo de fase (°)
$\varphi_n$	- Ângulo de fase para a harmónica $n$ (°)
$\omega$	- Frequência angular (rad/s)
$\omega_r$	- Frequência angular de ressonância (rad/s)
$C$	- Condensador (F)
$C_0$	- Condensador de filtragem do retificador (F)
$C_1, C_2, C_3, C_4, C_{a1}$	- Condensadores (F)
$C_{a1}, C_{a(n-1)}, C_{an}$	- Condensador de <i>bootstrap</i> da <i>string</i> de díodos (F)
$C_{aux}$	- Condensador auxiliar (F)
$C_{BOOTmin}$	- capacidade mínima do condensador de <i>bootstrap</i> (F)
$C_{DS}, C_{ds}$	- Capacidade equivalente dreno-fonte (F)
$C_{GD}, C_{gd}$	- Capacidade equivalente porta-dreno (F)
$C_{GS}, C_{gs}$	- Capacidade equivalente porta-fonte (F)
$C_{oss}$	- Capacidade parasita do Mosfet (F)
$C_p$	- Condensador em paralelo (F)
$C_r$	- Condensador ressonante (F)
$C_s$	- Condensador em série (F)
$D$	- Fator de ciclo (“Duty Cicle”)
$D_1, D_2, D_3, D_4, D_5, D_6, D_7,$ $D_8, D_A, D_B, D_C, D_{c1}, D_{c(n-1)}$	- Díodos
$D_{a1}, D_{a2}, D_{a(n-1)}, D_{an}$	- Díodos de <i>bootstrap</i>
$F$	- Frequência normalizada

$\mathcal{F}$	- Força magnetomotriz (Ae)
$f_r$	- Frequência de ressonância (Hz)
$f_s$	- Frequência de comutação (Hz)
$i_0, I_{Load}$	- Corrente da carga (A)
$i_c$	- Corrente de coletor do IGBT (A)
$i_C$	- Corrente do condensador de saída (A)
$i_D$	- Corrente de dreno (A)
$i_{dc}$	- Corrente DC da fonte de alimentação (A)
$i_{ds M1}, i_{ds M2}, i_{ds M3}, i_{ds M4}$	- Corrente de dreno dos MOSFETs do inversor (A)
$I_{LK}$	- Corrente de fuga da secção flutuante (A)
$I_{LK\_DIODE}$	- Corrente de fuga do diodo de <i>bootstrap</i> (A)
$I_{LK\_CAP}$	- Corrente de fuga do condensador de <i>bootstrap</i> (A)
$I_{LK\_GE}$	- Corrente de fuga da porta-fonte do IGBT (A)
$i_{Lr}$	- Corrente do circuito ressonante (A)
$i_{Lr pk}, i_{Lr pico}$	- Corrente de pico do circuito ressonante (A)
$I_{QBS}$	- Corrente quiescente da secção flutuante (A)
$i_S$	- Corrente no enrolamento secundário do transformador (A)
$i_S pico$	- Corrente de pico no enrolamento secundário do transformador (A)
$i_S max$	- Valor máximo da onda sinusoidal da corrente (A)
$i_{SRMS}$	- Corrente eficaz no enrolamento secundário do transformador (A)
$i_P$	- Corrente do enrolamento primário do transformador (A)
$i_p pk, i_p pico$	- Corrente de pico no primário do transformador (A)
$j$	- Parte imaginária do número complexo
$L$	- Indutância (H)
$L_f$	- Indutância de fuga (H)
$L_P$	- Indutância do primário (H)
$L_r$	- Bobina ressonante (H)
$L_S, L_{S1}, L_{S2}, L_{S3}, L_{S4}$	- Indutância do secundário (H)
$M$	- Ganho do conversor
$M_1, M_2, M_3, M_4, M_5, M_6, M_7$	- MOSFETs

$N_p, n_p$	- Número de espiras do enrolamento primário do transformador
$N_s, n_s$	- Número de espiras do enrolamento secundário do transformador
$P$	- Potência (W)
$P_M(t)$	- Potência instantânea dissipada pelo semicondutor (W)
$P_S$	- Potência de perdas por comutação do MOSFET (W)
$Q, Q(\omega)$	- Fator de qualidade
$Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$	- MOSFETs
$Q_G$	- Carga necessária para colocar o IGBT à condução (C)
$Q_{LS}$	- Carga necessária pelos intervalos de mudança de nível (C)
$\mathcal{R}$	- Relutância magnética (Ae/Wb)
$R$	- Resistência ( $\Omega$ )
$R_0$	- Resistência de carga ( $\Omega$ )
$R_{Boot}$	- Resistência de <i>bootstrap</i> ( $\Omega$ )
$r_{dc}$	- Resistência da fonte de alimentação ( $\Omega$ )
$R_{DSon}$	- Resistência dreno-fonte equivalente à condução ( $\Omega$ )
$R_L, R_{L1}, R_{L2}, R_{L3}, R_{L4}$	- Resistência de carga ( $\Omega$ )
$R_L'$	- Resistência de carga referida ao primário ( $\Omega$ )
$T$	- Período de onda (s)
$t, t_1, t_2, t_3, t_4, t_5, t_6, t_7, t_8,$ $t_{on}, t_{carga}, t_{morto}, t_\alpha, t_\beta$	- Instantes de tempo (s)
$T_1; T_2, T_{c0}, T_{c1}, T_{c(n-1)}, T_{cn},$ $T_{d0}, T_{d1}, T_{d(n-1)}, T_{dn}$	- IGBTs
$T_F$	- Período da frequência fundamental (s)
$T_{HON}$	- Tempo de condução do semicondutor do braço superior (s)
$t_{qoff}$	- Tempo de estabelecimento da condição de corte (s)
$t_{qon}$	- Tempo de estabelecimento da condição de condução (s)
$T_S$	- Período de comutação (s)
$U_0$	- Tensão de saída (V)
$U_{aux}$	- Fonte de alimentação auxiliar (V)
$U_i$	- Tensão de entrada (V)
$V_0'$	- Tensão na resistência de carga referida ao primário (V)

$V_0$	- Tensão de saída (V)
$V_{ab}$	- Tensão à saída do inversor (V)
$V_{ab1}$	- Componente fundamental da tensão à saída do inversor (V)
$V_{ac}$	- Fonte de tensão alternada (V)
$V_{BSUV-}$	- Tensão limiar mínima de alimentação (V)
$V_C$	- Tensão no condensador (V)
$V_{CE}$	- Tensão coletor-emissor do IGBT (V)
$V_{CEon}$	- Tensão coletor-emissor do semiconductor inferior (V)
$V_{CEsat}$	- Tensão coletor-emissor da zona de saturação do IGBT (V)
$V_{Cr}$	- Tensão no condensador ressonante (V)
$V_{Crpk}$	- Tensão de pico no condensador ressonante (V)
$V_{dc}, V_{cc}$	- Fonte de tensão contínua (V)
$V_{DS}, V_{ds}$	- Tensão dreno-fonte (V)
$V_{DSon}$	- Tensão de condução do MOSFET aquando do funcionamento na região de resistência constante (V)
$V_{DSS}$	- Tensão máxima dreno-fonte (V)
$V_F$	- Tensão direta do diodo de <i>bootstrap</i> (V)
$V_{GE}$	- Tensão porta-emissor do IGBT (V)
$V_{GE1}, V_{GE2}, V_{GE3}, V_{GE4}, V_{GE5}, V_{GE6}, V_{GE7}$	- Tensão porta-emissor do IGBT aquando do funcionamento na zona ativa (V)
$V_{GEmin}$	- Tensão mínima porta-emissor do IGBT (V)
$V_{GEth}$	- Tensão limiar porta-emissor do IGBT (V)
$V_{GS}$	- Tensão porta-fonte (V)
$V_{gs M1}, V_{gs M2}, V_{gs M3}, V_{gs M4}$	- Tensão porta-fonte dos MOSFETs do Inversor (V)
$V_{GSth}$	- Tensão limiar porta-fonte (V)
$V_{impulso}$	- Tensão de impulso (V)
$V_L$	- Tensão na bobina (V)
$V_P; u_p$	- Tensão do enrolamento primário do transformador (V)
$V_{P RMS}$	- Tensão eficaz do enrolamento primário do transformador (V)
$V_{PWM}$	- Tensão PWM (V)
$V_{RM}$	- Tensão inversa máxima (V)
$V_S; u_s$	- Tensão do enrolamento secundário do transformador (V)

$V_{Tanque}$	- Tensão aos terminais do circuito ressonante (V)
$W_{m\acute{a}x\ armazenada}$	- Energia máxima armazenada (J)
$W_{ele}^{m\acute{a}x}$	- Energia máxima elétrica (J)
$W_{mag}^{m\acute{a}x}$	- Energia máxima magnética (J)
$W_{off}$	- Energia dissipada durante a passagem de condução-corte (J)
$W_{on}$	- Energia dissipada durante a passagem de corte-condução (J)
$X$	- Reactância ( $\Omega$ )
$X_C$	- Reactância capacitiva ( $\Omega$ )
$X_L$	- Reactância indutiva ( $\Omega$ )
$\bar{Z}$	- Impedância complexa ( $\Omega$ )
$Z_0$	- Impedância característica ( $\Omega$ )
$Z_c$	- Impedância capacitiva ( $\Omega$ )
$Z_i$	- Impedância de entrada do circuito ressonante ( $\Omega$ )
$Z_L$	- Impedância da carga do gerador de Marx ( $\Omega$ )
$Z_n$	- Impedância para a harmónica $n$ ( $\Omega$ )
$Z_{Total}$	- Impedância total ( $\Omega$ )





## Lista de abreviaturas

AC	- Corrente alternada (Alternate Current)
DC	- Corrente continua (Direct Current)
DSP	- Dispositivo semicondutor de Potência
ESR	- Resistência equivalente série (Equivalent Series Resistance)
GIO	- Gerador de Impulsos Otimizado
GM	- Gerador de Marx
GND	- Diferença de potencial de 0V (Ground)
LB	- Largura de banda
LC	- Bobina e condensador
LCC	- Bobina em série com condensador e em paralelo com condensador
LTspice	- Software de simulação SPICE
MOSFET	- Transístor de efeito de campo de porta isolada (“Metal Oxide Field Effect Transistor”)
IGBT	- Transístor bipolar de porta isolada (“Insulated Gate Bipolar Transistor”)
PSM	- Modulação por mudança de fase (“Phase Shift Modulation”)
PCB	- Placa de circuito impresso (“Printed Circuit Board”)
SCR	- Tiristor (“Silicon Controlled Rectifier”)
TBJ	- Transístor bipolar de junção
ZVS	- Comutação com tensão a zero (“Zero Voltage Switching”)
ZCS	- Comutação com corrente a zero (“Zero Current Switching”)



# Capítulo 1 Introdução

## 1.1. Introdução

O desenvolvimento dos dispositivos semicondutores de potência, DSP, tem permitido que estes suportem maiores tensões de bloqueio e correntes de condução, bem como tempos de comutação mais curtos, possibilitando muitas soluções e aplicações que antes eram difíceis de implementar, conseguindo também uma progressiva redução de custos.

Uma das soluções que surgiu na área da Potência Pulsada foi o Gerador de Marx (GM) baseado em DSP, sendo estes do tipo Transistor Bipolar de Porta Isolada (IGBT) ou Transistor de Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET) que podem operar normalmente desde as centenas de volts até aos kV.

O GM com base em DSP é um circuito que tem como finalidade gerar impulsos repetitivos de alta tensão na ordem das dezenas de kV, da ordem dos microssegundos, com uma frequência de até vários kHz, cuja explicação encontra-se resumida nos pontos 1.1.1 e 1.1.2. Estes circuitos são conhecidos por possuírem DSP a potenciais flutuantes necessitando de isolamento galvânico, o que coloca alguns desafios na alimentação dos seus circuitos de comando e disparo.

Existem várias topologias que são usadas para criar uma tensão isolada para alimentar os circuitos de comando de disparo das portas (*drivers*) dos DSP que suportam potenciais elevados, estes são discutidos no Capítulo 2.

É então proposto nesta dissertação um circuito de alimentação de semicondutores colocados a potenciais elevados num gerador de Marx, que inclui um conversor ressonante *LC* série com transformadores. Este conversor é composto por um inversor, um circuito ressonante com bobina e condensador (*LC*) em série e um transformador com múltiplos secundários. Devido à existência de indutâncias de fuga do transformador que acentuam o efeito das comutações forçadas no inversor levando a perdas por comutação nos semicondutores do inversor, é possível diminuir as perdas por comutação usando o circuito ressonante *LC* série que acomoda estas indutâncias de fuga, colocando o inversor a operar no modo de comutação suave.

O uso desta topologia torna-se assim um fator importante quando se pretende aumentar o rendimento e eficiência dos conversores eletrônicos de alimentação.

Fazendo o dimensionamento do circuito, projeto, simulação e implementação prática, os resultados são discutidos validando assim os benefícios desta topologia.

Neste capítulo são apresentados o gerador de Marx, a motivação, os objetivos e a organização da dissertação.

### 1.1.1. Gerador de Marx de impulsos positivos

O gerador de Marx é um circuito em cascata que permite gerar impulsos de alta tensão e que foi inicialmente proposto por Erwin Otto Marx em 1923 [1].

O gerador de Marx é atualmente uma das topologias de circuitos mais utilizadas para geração de impulsos de alta-tensão em muitas aplicações comerciais (i.e., na área médica, alimentar, no ambiente e engenharia de materiais) militares e nos laboratórios de física de partículas.

Neste circuito um conjunto de condensadores é carregado em paralelo por uma fonte de alimentação de tensão contínua, sendo que de seguida e fazendo uso de interruptores, os condensadores são ligados em série com uma carga durante um curto espaço de tempo e com uma tensão bastante elevada podendo chegar a dezenas de kV. De forma a garantir mais eficiência e flexibilidade de operação os interruptores usados devem ser semicondutores de potência totalmente comandados.

Os impulsos podem ser positivos, negativos ou alternados, dependendo da topologia unipolar ou bipolar utilizada.

Hoje em dia, os geradores de Marx com DSP possuem a capacidade de lidar com diferentes tipos de carga: resistiva, resistivo-capacitivo ou indutiva.

### 1.1.2. Princípio de Funcionamento

Neste ponto é descrito o princípio de funcionamento de um exemplo de um gerador de Marx positivo com dispositivos semicondutores de potência, para uma carga do tipo resistiva composta por 3 estágios que se encontra na Figura 1.1.

Cada estágio é constituído por 2 MOSFETs de potência, 1 diódo de potência e 1 condensador, conforme representado na Figura 1.1.

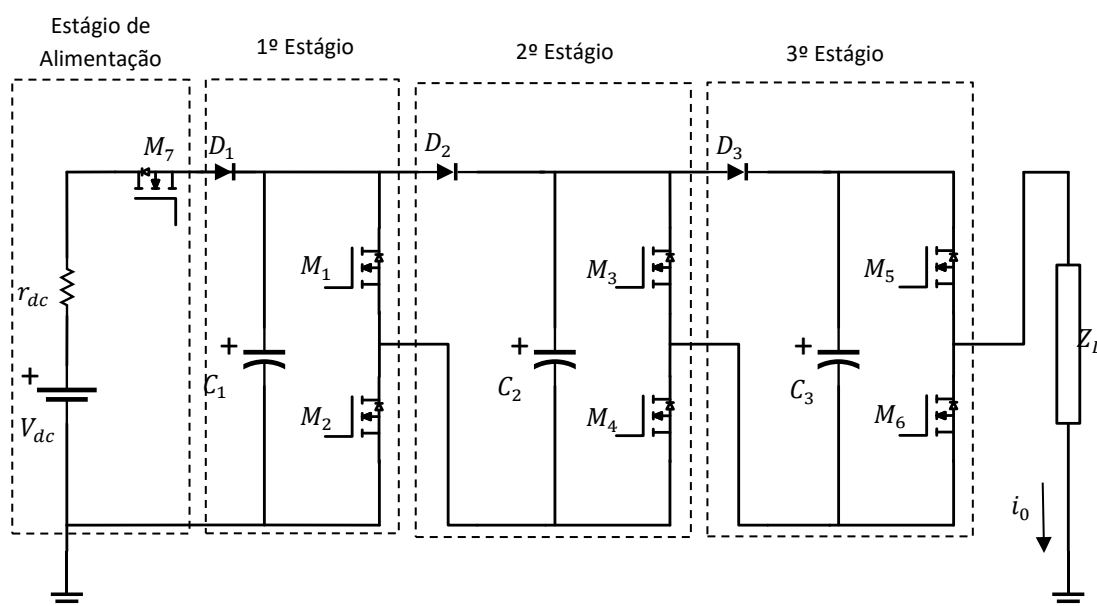


Figura 1.1 Circuito gerador de Marx unipolar (impulsos positivos) com 3 estágios

Considerando o gerador de Marx da Figura 1.1, o princípio de funcionamento consiste em carregar os condensadores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  em paralelo com a tensão da fonte de alimentação,  $V_{dc}$ , conforme ilustrado na Figura 1.2, colocando os MOSFETs  $M_2$ ,  $M_4$ ,  $M_6$  e  $M_7$  à condução durante um período de tempo de carga denominado de  $t_{carga}$ .

Nestas condições, a colocação dos MOSFETs  $M_2$ ,  $M_4$  e  $M_6$  à condução impõe uma tensão quase nula na resistência de carga, como se pode ver no diagrama da Figura 1.4.

Na Figura 1.2 podemos observar a direção da corrente durante a etapa de carga dos condensadores.

De notar que a função de  $M_7$  é evitar que a fonte  $V_{dc}$  forneça energia durante o impulso, entrando ao corte durante a geração do impulso.

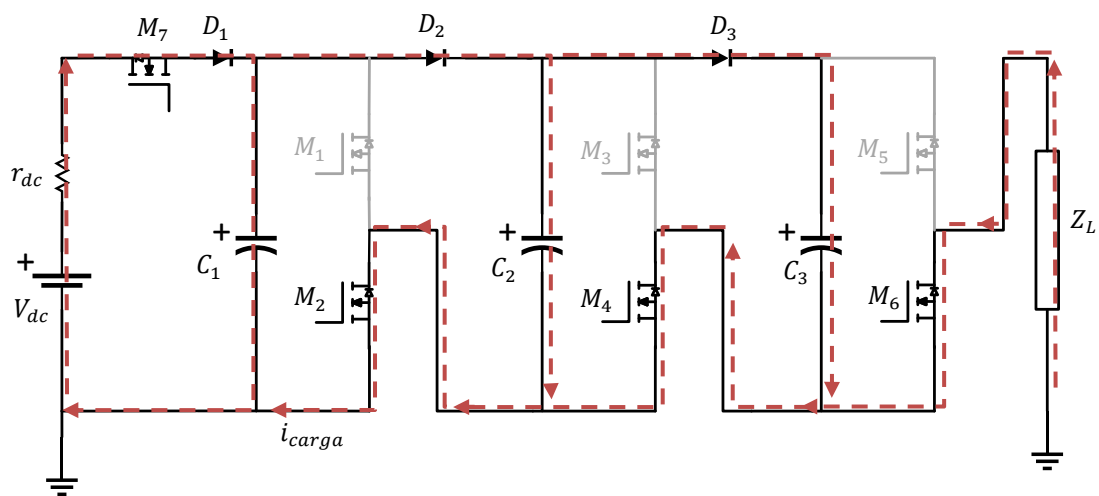


Figura 1.2 Modo de carga dos condensadores

O seguinte modo de funcionamento consiste em aplicar um impulso na carga,  $Z_L$ . Assim, após a carga dos condensadores, o impulso positivo de alta tensão é gerado colocando os 3 condensadores em série, através da colocação à condução dos MOSFETs  $M_1$ ,  $M_3$  e  $M_5$  durante o tempo  $t_{on}$ , conforme indicado na Figura 1.3 e diagrama da Figura 1.4.

Uma vez que cada condensador é carregado com o valor da tensão da fonte de alimentação,  $V_{dc}$ , o valor da tensão aplicada à resistência de carga,  $V_{impulso}$ , é obtido pela equação (1-1).

$$V_{impulso} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C3} \Rightarrow V_{impulso} = 3V_{dc} \quad (1-1)$$

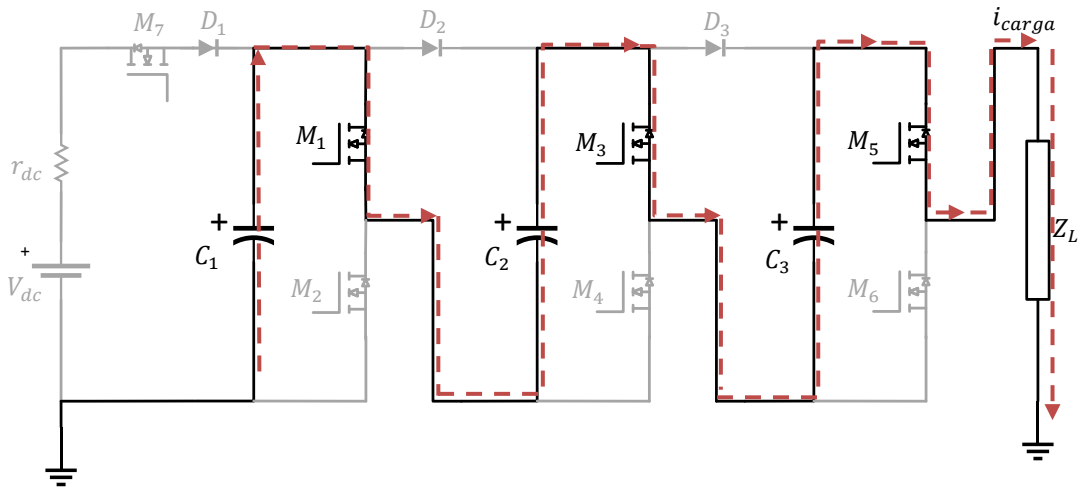


Figura 1.3 Modo de impulso

Na Figura 1.4 pode-se observar os sinais da porta-fonte do MOSFET ( $V_{gs}$ ) do comando da carga dos condensadores, composto por  $M_2, M_4, M_6, M_7$  durante o tempo  $t_{carga}$ , o tempo morto,  $t_{morto}$ , em que nenhum MOSFET está a conduzir, e o sinal de comando  $V_{gs}$  de  $M_1, M_3, M_5$ , que origina a tensão de impulso  $V_{impulso}$  na carga  $Z_L$  durante  $t_{on}$ , considerando uma carga resistiva

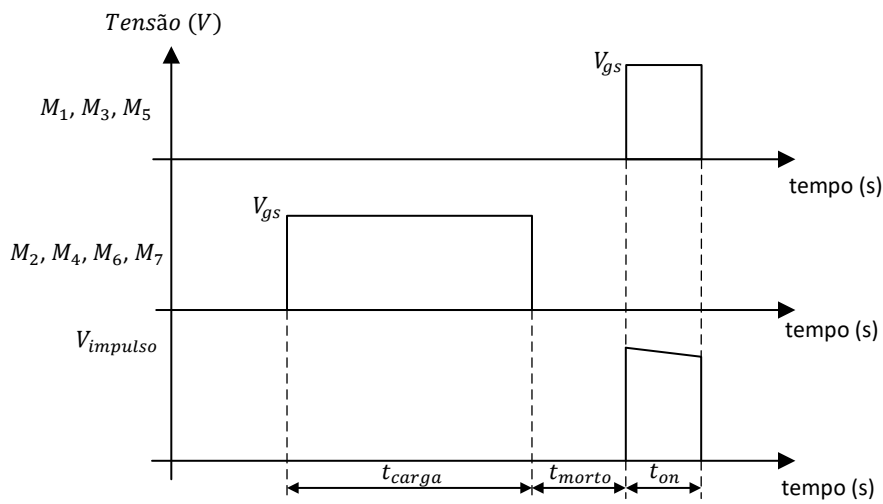


Figura 1.4 Sinais do comando da carga e do impulso

## 1.2. Motivação

A necessidade de ter uma tensão isolada para alimentação dos circuitos de disparo de semicondutores colocados a potenciais elevados num gerador de Marx motivou este trabalho.

A topologia de inversor com transformador é a base do circuito desta dissertação, contudo, este tipo de alimentação tem alguns problemas que originam elevada perdas por comutação, estes em parte devido à comutação forçada dos semicondutores, que são colocados a conduzir ou a passarem ao corte ainda com corrente a circular, e que se agrava com as indutâncias de fuga dos transformadores de alta frequência colocados a potenciais elevados.

O inversor em si, é um conversor do tipo DC-AC, com uma frequência de funcionamento na ordem dos kHz. Este tipo de conversores é usado em muitas aplicações, desde balastros eletrónicos para lâmpadas de descarga, aquecimento por indução, geradores electro cirúrgicos, inversores para geradores de Marx, etc.

Todas estas aplicações requerem geração de sinusoides de dezenas ou centenas de kHz com baixa distorção harmónica.

Para se obter estas características ideais, as indutâncias de fuga do transformador podem ser anuladas por outro elemento passivo, o condensador. E colocando os semicondutores a operar muito perto da frequência de ressonância podemos obter praticamente o funcionamento de um circuito resistivo, o que leva a uma anulação das reactâncias do circuito, em que a corrente estará em fase com a tensão conseguindo assim a chamada comutação suave no zero da corrente, que possibilita a diminuição das perdas por comutação.

Resumindo, a motivação para a elaboração desta dissertação é o estudo de um conversor ressonante que alimenta os circuitos de comando de disparo dos semicondutores do gerador de Marx por meio de transformador, conseguindo assim obter potenciais isolados galvanicamente, e um conversor muito eficiente.

## 1.3. Objetivos

Para poder atingir o propósito descrito no ponto anterior propõe-se:

- Apresentar um circuito que permita obter tensões com isolamento galvânico, e que possibilite a redução das perdas por comutação
- Dimensionar o circuito ressonante de acordo com o número de estágios do GM
- Projetar, simular e montar o circuito inversor, o circuito ressonante e o transformador que alimenta os *drivers* do GM.

## 1.4. Organização

Com a finalidade de trabalhar sobre o tema proposto, esta dissertação está dividida em seis capítulos:

**Capítulo 1:** É o capítulo em que se insere este ponto. É feita uma apresentação do tema da dissertação, do gerador de Marx, motivação, objetivos e organização desta dissertação.

**Capítulo 2:** Este capítulo pretende descrever o estado de arte, em que são descritas as topologias existentes para alimentação dos circuitos de comando de semicondutores usados em potência pulsada, nomeadamente nos geradores de Marx. É também apresentada uma introdução aos conceitos de circuitos ressonantes, e tipos de comutação forçada e suave.

**Capítulo 3:** É apresentada a topologia do inversor com transformador ligado ao circuito ressonante  $LC$  série usado nesta dissertação, em que são discutidas as grandezas que definem o funcionamento, métodos de comando, regimes de funcionamento abaixo e acima da frequência de ressonância, dimensionamento do circuito proposto e apresentação do circuito simulado.

**Capítulo 4:** São apresentados e discutidos os ensaios experimentais realizados com o protótipo e comparação com os resultados da simulação, tendo em conta os casos de funcionamento, variação da resistência de carga, e em condição severa.

**Capítulo 5:** São discutidos os resultados obtidos em função dos objetivos propostos e faz-se a perspetiva de trabalhos futuros.

A dissertação contém além dos capítulos referidos: o índice de capítulos, índice de figuras, símbolos, abreviaturas, bibliografia e anexo.



## Capítulo 2 Métodos de alimentação dos circuitos de comando de semicondutores a potenciais elevados

### 2.1. Introdução

Nos circuitos do tipo gerador de Marx descrito na secção anterior, os dispositivos semicondutores de potência encontram-se colocados a potenciais elevados e diferentes uns dos outros. Assim, é necessário garantir alimentação isolada para cada módulo do gerador de Marx.

Neste capítulo, apresentam-se as técnicas utilizadas para a geração de uma tensão isolada para a alimentação dos estágios. Começa-se por uma introdução à técnica de *bootstrap* no ponto 2.2, para garantir uma alimentação isolada para o circuito de comando de porta do dispositivo semiconductor a potenciais elevados. Seguidamente explica-se a transposição desta técnica para a alimentação isolada dos módulos do gerador de Marx positivos.

No ponto 2.3 é explicado o funcionamento de um inversor com transformador, que é parte do circuito estudado no âmbito desta dissertação. São apresentados todos os blocos constituintes deste circuito, as suas equações e as suas etapas de funcionamento. De seguida apresentam-se duas variantes deste circuito, uma com secundário independente, e outra com transformadores em cascata, nos pontos 2.3.2 e 2.3.3 respetivamente.

Também é feita uma breve introdução à teoria dos circuitos ressonantes em 2.4, e aos tipos de comutação em 2.5, em que são abordados os dispositivos semicondutores MOSFET e IGBT, perdas por comutação nos dispositivos semicondutores e comutação forçada e suave.

### 2.2. Circuito “*Bootstrap*”

O método de *bootstrap* é uma técnica usada para gerar uma tensão isolada para alimentação do circuito de comando de porta do dispositivo semiconductor de potência com potencial flutuante.

Apresenta-se na Figura 2.1, o circuito da técnica de *bootstrap*. A técnica consiste num circuito com um diodo e um condensador para alimentação, em que o condensador irá alimentar o circuito de comando de porta do IGBT T1 que está na parte superior do braço, sendo o braço composto por T1 e T2, e o diodo serve para evitar que o condensador não descarregue para a fonte.

É uma solução de baixo custo para conversores pequenos e até para grandes conversores.

### 2.2.1. Princípio de Funcionamento

Considerando o circuito da Figura 2.1, quando o IGBT T2 encontra-se à condução o diodo de *bootstrap* fica diretamente polarizado, passando ao estado de condução permitindo a carga do condensador de *bootstrap*, conforme indicado na Figura 2.1. Considerando negligenciável as quedas de tensão de T2 e do diodo de *bootstrap* quando estão em condução, o condensador irá carregar até aproximadamente a tensão da fonte de alimentação  $V_{CC}$  que alimenta o circuito de comando de porta do dispositivo semicondutor de potência do circuito inferior do braço, o IGBT T2.

Na condição em que T1 está à condução, T2 está ao corte e o circuito superior do braço passa a ser alimentado pela tensão do condensador de *bootstrap*,  $V_{BS}$ .

A circulação da corrente pelo diodo, condensador de *bootstrap* e T2 pode ser observada na Figura 2.1.

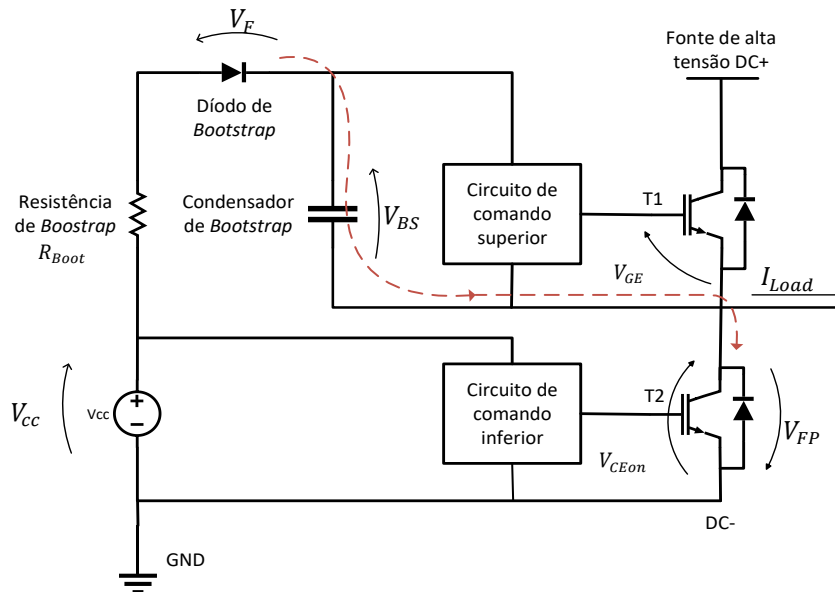


Figura 2.1 Circulação da corrente de carregamento do circuito *bootstrap* com IGBTs[2]

### 2.2.1.1 Dimensionamento do condensador de Bootstrap:

Para dimensionar o condensador de *bootstrap* é preciso começar por definir a queda de tensão mínima  $\Delta V_{BS}$ , que é necessária garantir quando o semicondutor T1 passa à condução. Este dimensionamento é feito para o semicondutor do tipo IGBT. Se  $V_{GEmin}$  é a tensão mínima a manter na porta do dispositivo semicondutor, então a queda de tensão  $\Delta V_{BS}$  deve ser:

$$\Delta V_{BS} \leq V_{CC} - V_F - V_{GEmin} - V_{CEon} \quad (2-1)$$

Sob a condição:

$$V_{GEmin} \geq V_{BSUV-} \quad (2-2)$$

Onde  $V_{CC}$  é a tensão de alimentação do circuito de comando do semicondutor,  $V_F$  é a tensão direta do díodo de *bootstrap*,  $V_{CEon}$  é a tensão coletor-emissor do semicondutor inferior e  $V_{BSUV-}$  é a tensão limiar mínima de alimentação do semicondutor T1.

Deve-se considerar os seguintes fatores que contribuem para a descida de  $V_{BS}$ :

- Carga necessária para colocar o IGBT à condução  $Q_G$ ;
- Corrente de fuga da porta-fonte do IGBT  $I_{LK\_GE}$  ;
- Corrente quiescente da secção flutuante  $I_{QBS}$
- Corrente de fuga da secção flutuante  $I_{LK}$
- Corrente de fuga do díodo de *bootstrap*  $I_{LK\_DIODE}$
- Carga necessária para elevadores de tensão internos  $Q_{LS}$
- Corrente de fuga do condensador de *bootstrap*  $I_{LK\_CAP}$
- Tempo de condução do semicondutor do braço superior  $T_{HON}$

$I_{LK\_CAP}$  só é relevante quando é usado um condensador eletrolítico, e pode ser ignorado se forem usados outros tipos de condensadores.

É recomendado usar pelo menos um condensador cerâmico com baixo ESR (resistência equivalente série), mas a utilização de um condensador eletrolítico e um cerâmico com baixo ESR podem resultar numa solução eficiente.

Então podemos determinar a carga total:

$$Q_{TOT} = Q_G + Q_{LS} + (I_{LK\_GE} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LK\_DIODE}) \cdot T_{HON} \quad (2-3)$$



## 2.3. Circuito Inversor com transformador

### 2.3.1. Princípio de Funcionamento

Esta técnica usa um inversor de ponte completa, uma fonte de alimentação contínua DC, um transformador de alta frequência e uma retificação de onda completa, conforme circuito indicado na Figura 2.3[5].

O objetivo deste circuito é produzir a partir de uma fonte tensão contínua  $V_{dc}$  uma tensão alternada  $V_p$  à saída do inversor, cuja tensão alternada é transformada novamente numa tensão contínua  $V_0$  após ser retificada e alisada.

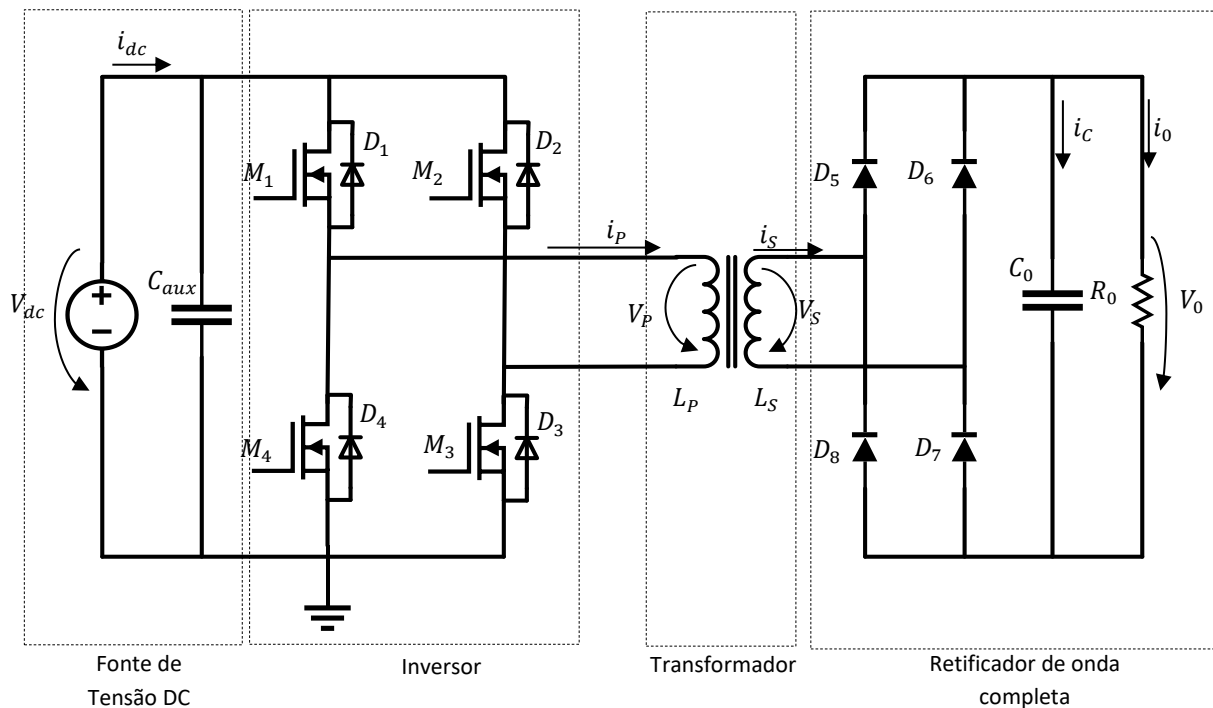


Figura 2.3 Estrutura do circuito inversor com transformador e ponte retificadora à saída

### 2.3.1.1 Topologia

#### 2.3.1.1.1 Fonte de tensão DC

De acordo com a Figura 2.3 a fonte de tensão de alimentação contínua  $V_{dc}$ , geralmente provém de um conversor AC-DC que irá fornecer ao inversor uma tensão  $V_{dc}$  e uma corrente  $I_{dc}$ .

O condensador  $C_{aux}$  representa o condensador à saída da fonte que normalmente tem uma grande capacidade.

### 2.3.1.1.2 Inversor

Considerando o circuito da Figura 2.4 pode-se observar o circuito inversor, em que a sua função será receber uma tensão contínua à entrada,  $V_{dc}$ , e transformá-la numa tensão alternada na saída,  $V_p$ . O inversor da Figura 2.4 é composto por quatro dispositivos semicondutores MOSFETs, e devido ao facto de que na saída do inversor existem elementos indutivos (transformador) obriga a respeitar a continuidade magnética, e assim garantir a continuidade da corrente elétrica através de quatro díodos externos montados em antiparalelo, para o caso do díodo intrínseco do MOSFET não ser suficientemente rápido. A amplitude máxima da tensão nos MOSFETs é idealmente igual à tensão de entrada  $V_{dc}$ .

Os MOSFETs funcionam como interruptores e aos pares, em que o par  $M_1$  e  $M_3$  fará a alternância positiva, e o par  $M_2$  e  $M_4$  fará a alternância negativa completando assim um período de comutação, funcionando assim sucessivamente.

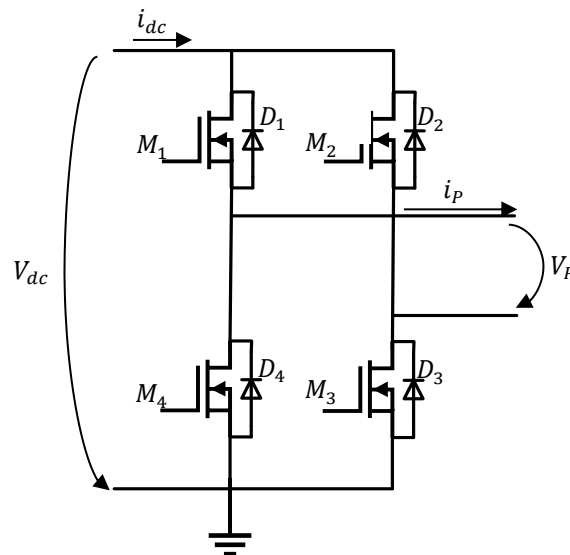


Figura 2.4 Estrutura isolada do inversor

O inversor comuta a uma frequência angular  $\omega$ , gerando uma tensão de onda quadrada de valor médio nulo à saída  $V_p(t)$ , que é uma função ímpar com simetria de meia onda, sendo que esta pode ser descrita em séries de Fourier:

$$V_p(t) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{k\pi} \sin(k\omega t) \quad (2-5)$$

E a sua componente fundamental  $V_{p1}(t)$  é uma senoide definida por:

$$V_{p1}(t) = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sin(k\omega t) \quad (2-6)$$

Em que o valor eficaz da tensão  $V_p$  é:

$$V_{Prms} = V_{dc} \quad (2-7)$$

É importante garantir que a transição entre os pares de interruptores não seja efetuada quando um dos pares esteja ativo, ou seja em condução, correndo o risco de causar um curto-circuito à fonte de alimentação  $V_{dc}$ . Para evitar esta situação é criado um tempo de espera entre a transição dos pares de interruptores, chamado de tempo morto.

A largura de tempo da tensão de excitação de cada MOSFET é  $t_{on}$ , e o fator de ciclo  $D$  é definido por:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s/2} \quad (2-8)$$

Onde o período de comutação  $T_s$  é definido por:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2-9)$$

### 2.3.1.1.3 Transformador

O transformador da Figura 2.5 pode funcionar com qualquer relação de transformação, ou seja, pode ter uma relação de 1:1 assumindo uma função de isolador, pode também ser elevador ou redutor de tensão.

Para determinar a relação de transformação e para simplificação, pode-se assumir que o transformador é ideal, em que a relutância  $\mathcal{R}$  é próxima de zero. Isto faz com que a força magneto motriz (FMM) também se aproxime de zero.

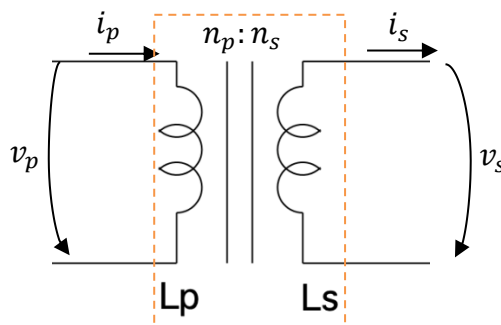


Figura 2.5 Transformador ideal

A FMM é definida por:

$$\mathcal{F} = \Phi \cdot \mathcal{R} \quad (2-10)$$

Em que  $\Phi$  é o fluxo magnético do transformador,

$$\mathcal{F} = n_p i_p + n_s i_s \quad (2-11)$$

$$\Phi \mathcal{R} = n_p i_p + n_s i_s \quad (2-12)$$

Considerando  $\mathcal{R} = 0$  então:

$$0 = n_p i_p + n_s i_s \quad (2-13)$$

Pela lei de *Faraday* pode-se verificar que as tensões  $V_p$  e  $V_s$  só existem se houver variação do fluxo  $\frac{d\Phi}{dt}$ :

$$V_p = n_p \frac{d\Phi}{dt} \quad (2-14)$$

$$V_s = n_s \frac{d\Phi}{dt} \quad (2-15)$$

Sendo o fluxo igual para ambas as equações e resolvendo em ordem a  $\frac{d\Phi}{dt}$ , podemos igualar as equações (2-14) e (2-15):

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{v_p}{n_p} = \frac{v_s}{n_s} \quad (2-16)$$

Relacionando as equações (2-13) e (2-16) obtemos a seguinte relação de transformação:

$$n = \frac{n_p}{n_s} = \frac{v_p}{v_s} = \frac{i_s}{i_p} \quad (2-17)$$



### 2.3.1.1.4 Retificador de onda completa

Na Figura 2.6 o retificador de onda completa é composto por quatro díodos montados aos pares, com a seguinte configuração para cada par: o cátodo de um diódo é ligado ao ânodo do outro e é neste ponto intermédio que é ligada a saída do secundário do transformador, e nos extremos superiores e inferiores de um par de díodos é ligado o outro par de díodos retificadores em paralelo com o condensador e a resistência de carga.

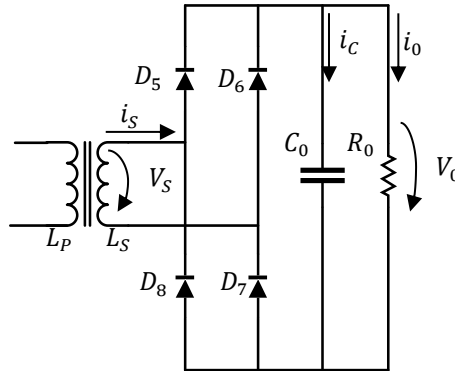


Figura 2.6 Ponte retificadora de díodos

De notar que as cargas capacitivas não são adaptadas ao funcionamento dos retificadores, pois se a fonte tiver uma baixa impedância interna, a passagem à condução pode originar um pico de corrente idêntico a um curto-circuito.

Porém este tipo de carga é muito usado especialmente em fontes de corrente contínua, onde o condensador tem o efeito de regulador e de filtragem da tensão através da acumulação de energia que permite, diminuir a *ripple* e garantir uma tensão constante à resistência de carga. Na prática o pico de corrente de ligação inicial do circuito é atenuado pela impedância do transformador que existe a montante. A frequência do *ripple* de saída do retificador de onda completa é duas vezes a frequência de comutação do inversor.

Este condensador pode ser obtido através de:

$$C_0 = i \cdot \frac{dt}{dV_0} \quad (2-18)$$

Em que:

- $dt$ : metade do período de comutação
- $dV_0$ : tensão de *ripple*

A corrente da resistência de carga pode ser determinada:

$$i_0 = \frac{\sqrt{2}V_s}{R_0} \sin(\omega t) \quad (2-19)$$

A corrente no condensador:

$$i_C = \sqrt{2}V_s \omega C_0 \cos(\omega t) \quad (2-20)$$

A corrente à saída do secundário do transformador:

$$i_s = i_0 + i_C = \frac{\sqrt{2}V_s}{Z} \sin(\omega t + \varphi) \quad (2-21)$$

Sendo a impedância  $Z$  constituída por  $R_0$  e  $C_0$ , é definida por:

$$Z = \frac{1}{\sqrt{\left(\frac{1}{R_0}\right)^2 + (\omega C_0)^2}} \quad (2-22)$$

e o ângulo de fase:

$$\varphi = \tan^{-1}(\omega R_0 C_0) \quad (2-23)$$

### 2.3.1.2 Etapa 1

Podemos dividir o funcionamento deste conversor em quatro etapas, em que a 1ª etapa é caracterizada pelos dispositivos semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  em condução e  $M_2$  e  $M_4$  ao corte. Na Figura 2.7 observa-se o sentido da circulação da corrente no lado primário e do secundário do transformador durante esta etapa de funcionamento.

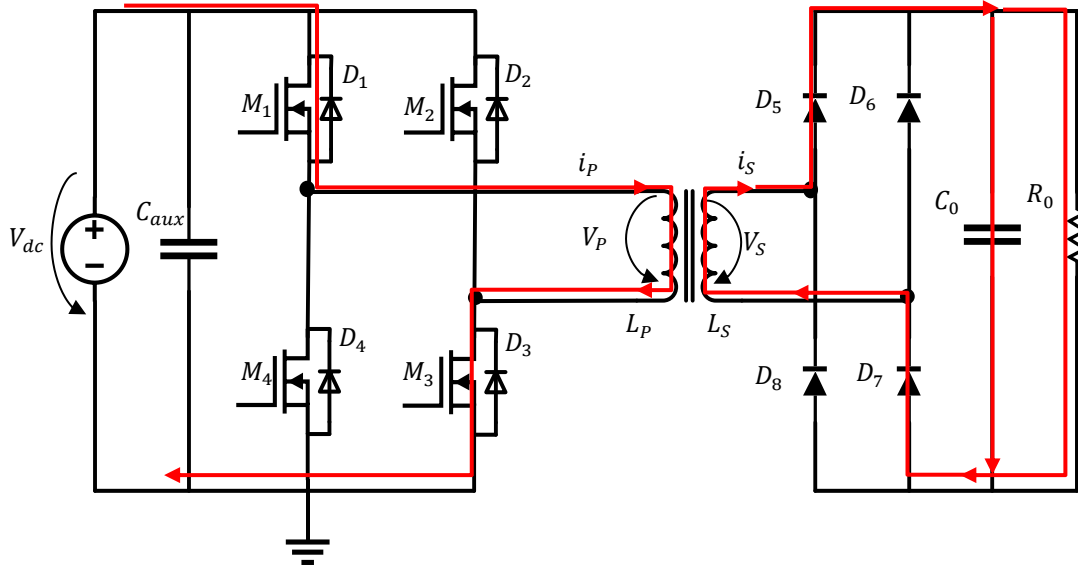


Figura 2.7 Funcionamento entre  $t_0 < t < t_1$

Nesta etapa a potência é fornecida pela fonte de tensão contínua  $V_{dc}$  e o seu condensador auxiliar  $C_{aux}$  e depois é entregue à resistência de carga. Os dispositivos semicondutores  $M_2$  e  $M_4$  estão ao corte e a corrente é conduzida através de  $M_1$ , do enrolamento do primário  $L_p$  do transformador, e de  $M_3$ .

Uma tensão de polaridade positiva  $V_p$  aparece no primário do transformador, e que, por sua vez é transformada, surgindo uma tensão no secundário com uma amplitude de  $V_s = \frac{1}{n} V_p$ . Nesta condição a tensão  $V_s$  de sentido positivo coloca os díodos de retificação  $D_5$  e  $D_7$  a conduzir, e a corrente passa a circular por  $D_5$  e  $D_7$ , pelo enrolamento do secundário do transformador  $L_s$ , pela resistência de carga  $R_0$  e por  $C_0$ .

### 2.3.1.3 Etapa 2

A 2ª etapa é caracterizada pelos dispositivos semicondutores  $M_1$ ,  $M_3$ ,  $M_2$  e  $M_4$  estarem ao corte. De acordo com a Figura 2.8 é possível observar o sentido da circulação da corrente no lado primário e a sua ausência no lado secundário do transformador, sendo que nesta situação o condensador  $C_0$  é quem fornece a corrente e mantém a tensão na resistência de carga  $R_0$ .

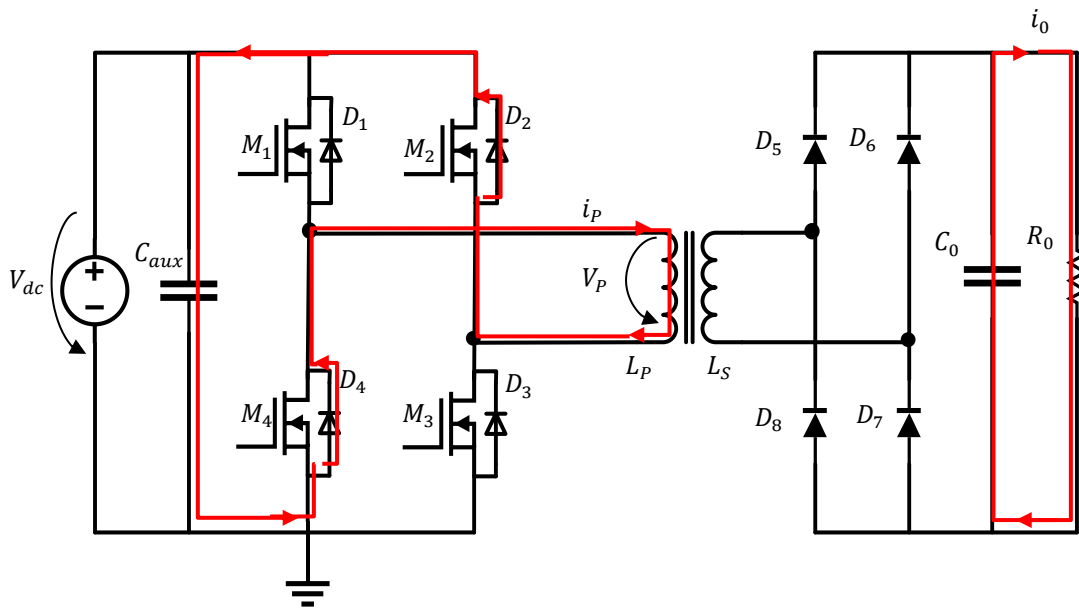


Figura 2.8 Funcionamento entre  $t_1 < t < t_2$

Neste caso não existe potência entregue à resistência de carga pela fonte. A energia armazenada no enrolamento  $L_p$  é devolvida à fonte  $V_{dc}$  e  $C_{aux}$ . A corrente no primário do transformador flui na mesma direção do estado anterior, mas a polaridade em  $L_p$  fica invertida, isto faz com que os díodos  $D_2$  e  $D_4$  comecem a conduzir e a corrente irá diminuir até se extinguir.

Os díodos  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  do retificador estão inversamente polarizados.

O tempo desta etapa é caracterizado como o tempo morto que é dado entre as passagens ao corte dos pares de dispositivos semicondutores  $M_1$  e  $M_3$ , e a passagem à condução de  $M_2$  e  $M_4$ .

### 2.3.1.4 Etapa 3

Terminando o tempo morto descrito no ponto anterior como 2ª etapa, o circuito entra na 3ª etapa de funcionamento, que de acordo com a Figura 2.9 a 3ª etapa é caracterizada pelos dispositivos semicondutores  $M_2$  e  $M_4$  à condução e  $M_1$  e  $M_3$  ao corte.

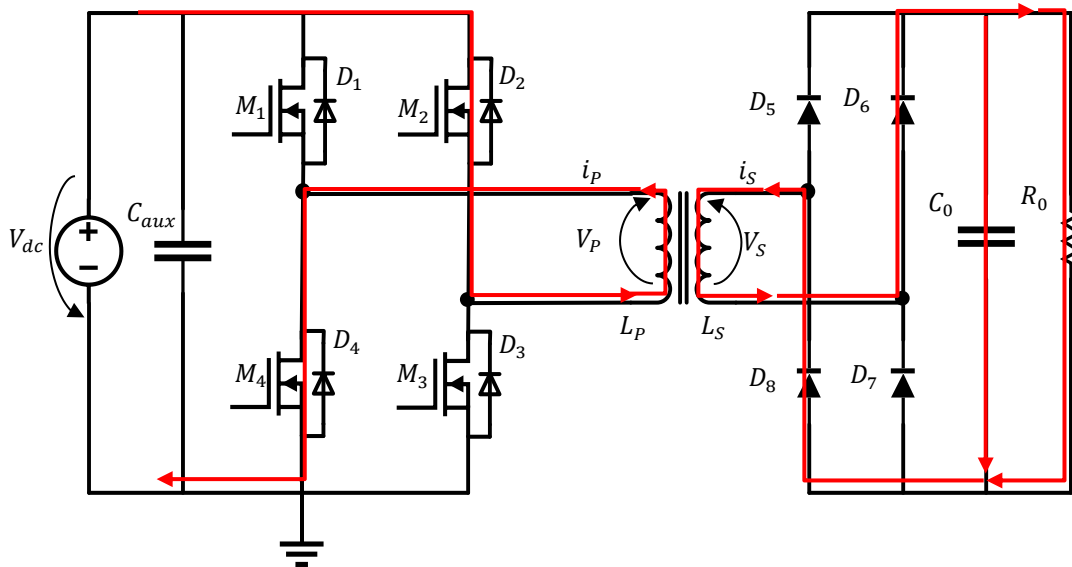


Figura 2.9 Funcionamento entre  $t_2 < t < t_3$

A potência é fornecida pela fonte  $V_{dc}$  e  $C_{aux}$  e entregue à resistência de carga.

$M_1$  e  $M_3$  estão ao corte e a corrente é conduzida através de  $M_2$ , do enrolamento  $L_P$  do lado do primário do transformador, e de  $M_4$ .

Uma tensão de polaridade negativa  $V_P$  aparece no primário do transformador que por sua vez é transformada numa tensão no secundário com uma amplitude de  $V_S = -\frac{1}{n}V_P$ .

A tensão  $V_S$  coloca os díodos de retificação  $D_6$  e  $D_8$  diretamente polarizados, e a corrente passa a circular por estes, pelo enrolamento do secundário do transformador  $L_S$  e pela resistência de carga  $R_0$  e por  $C_0$ .

### 2.3.1.5 Etapa 4

Terminada a 3ª etapa é dado novamente um tempo morto aos dispositivos semicondutores, que de acordo com a Figura 2.10 a 4ª etapa é caracterizada pelos dispositivos semicondutores  $M_1$ ,  $M_3$ ,  $M_2$  e  $M_4$  estarem ao corte. É possível observar o sentido da circulação da corrente no lado primário, que mantém o mesmo sentido da etapa anterior, e a sua ausência no lado secundário do transformador, sendo que nesta situação o condensador  $C_0$  é que fornece novamente a corrente e mantém a tensão na resistência de carga  $R_0$ .

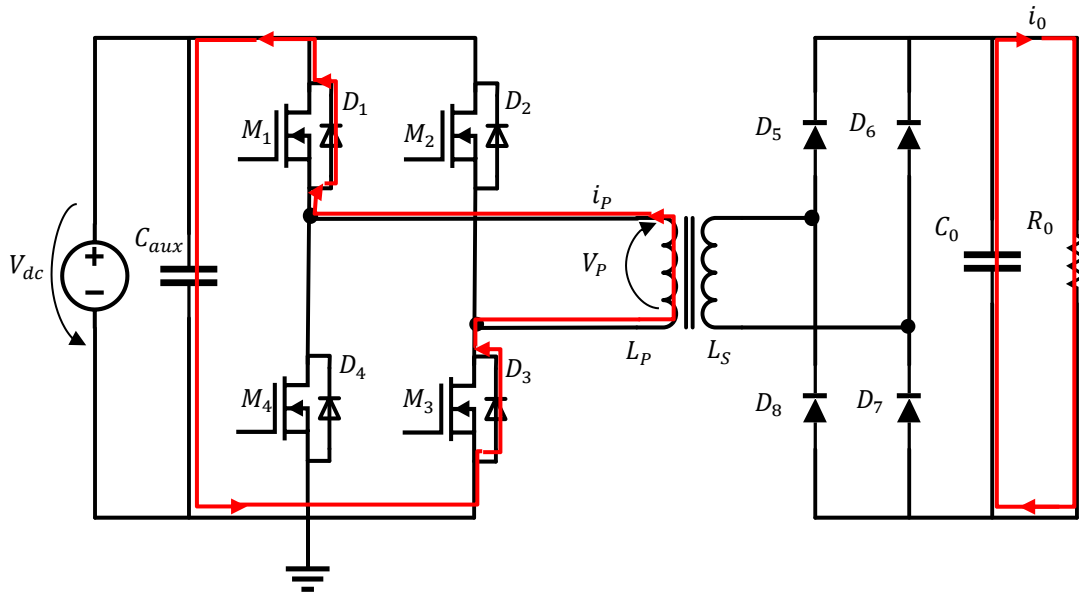


Figura 2.10 Funcionamento entre  $t_3 < t < t_4$

À semelhança da 2ª etapa não existe potência entregue à resistência de carga pela fonte. A energia armazenada no enrolamento  $L_p$  é devolvida à fonte  $V_{dc}$  e  $C_{aux}$ . A corrente no primário do transformador flui na mesma direção do estado anterior, mas a polaridade em  $L_p$  fica invertida, isto faz com que os díodos  $D_1$  e  $D_3$  comecem a conduzir e a corrente irá diminuir até se extinguir. Os díodos  $D_5$ ,  $D_6$ ,  $D_7$  e  $D_8$  do retificador estão ao corte. O tempo desta etapa é caracterizado como o tempo morto que é dado entre as passagens ao corte dos pares de dispositivos semicondutores  $M_2$  e  $M_4$ , e a passagem à condução de  $M_1$  e  $M_3$ .

### 2.3.1.6 Formas de onda

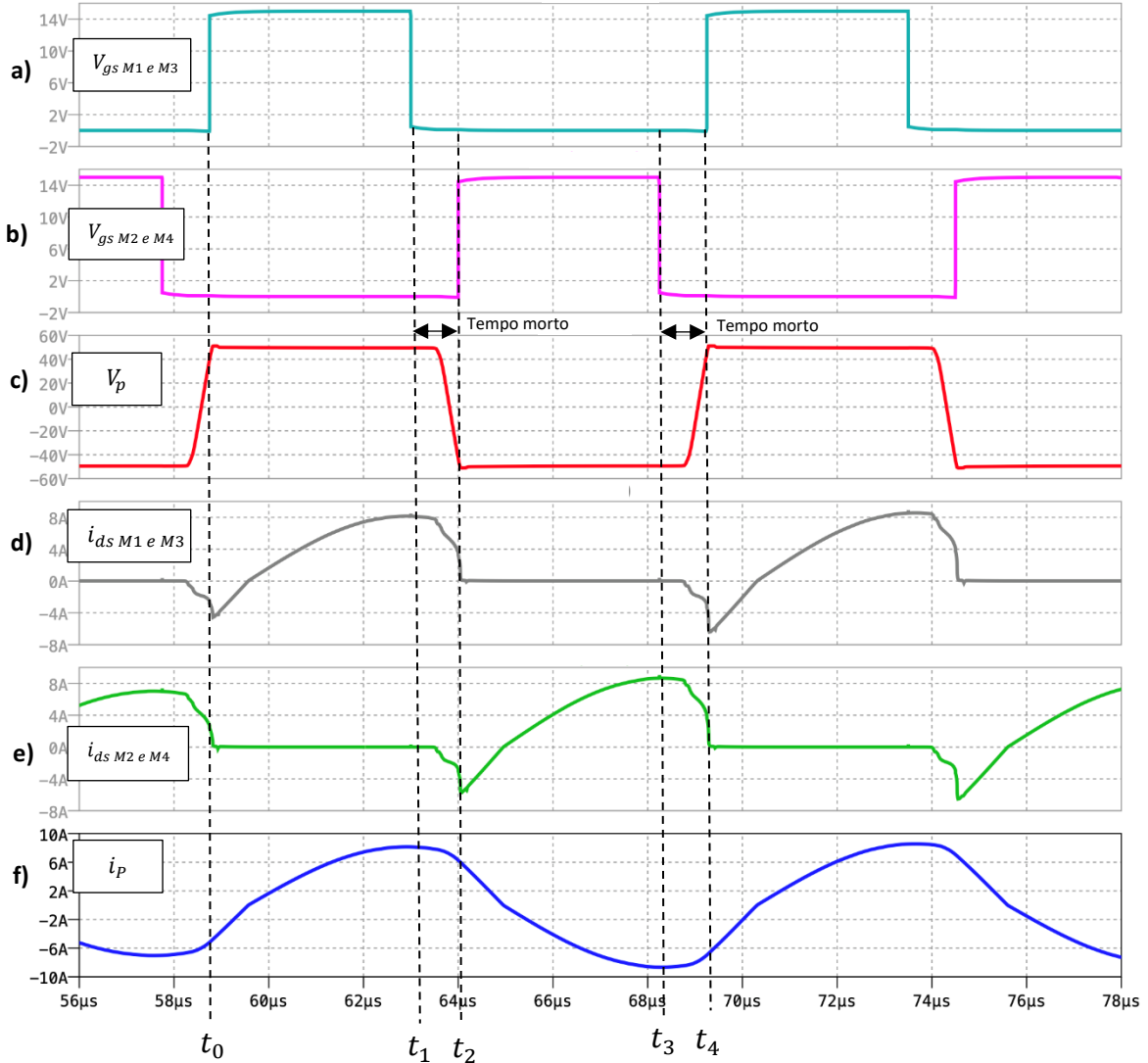


Figura 2.11 Formas de onda do inversor

Na Figura 2.11 são apresentadas as formas de onda do inversor descritos nos pontos anteriores. Em a) tem-se  $V_{gs M1}$ , que é a tensão entre a porta e a fonte do dispositivo semiconductor  $M_1$  que é igual à tensão  $V_{gs M3}$  de  $M_3$ . Em b) tem-se  $V_{gs M2}$ , que é a tensão entre a porta e a fonte do dispositivo semiconductor  $M_2$  que é igual à tensão  $V_{gs M4}$  de  $M_4$ . Em c) tem-se a tensão à saída do inversor,  $V_p$ . Em d) tem-se as correntes que passam nos dispositivos semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  entre o dreno e fonte, que são  $i_{ds M1}$  e  $i_{ds M3}$  respetivamente. Em e) tem-se as correntes que passam nos dispositivos semicondutores  $M_2$  e  $M_4$  entre o dreno e fonte, que são  $i_{ds M2}$  e  $i_{ds M4}$  respetivamente. Em f) tem-se  $i_p$ , que é a corrente que sai do inversor para o enrolamento primário do transformador.

Como se pode observar, o período inicia no instante de tempo  $t_0$  e termina em  $t_4$ . Entre os instantes de tempo  $t_0$  e  $t_1$  temos a 1ª etapa detalhada em 2.3.1.2, entre os instantes de tempo  $t_1$  e  $t_2$  temos a 2ª etapa detalhada em 2.3.1.3, entre os instantes de tempo  $t_2$  e  $t_3$  temos a 3ª etapa detalhada em 2.3.1.4, e entre os instantes de tempo  $t_3$  e  $t_4$  temos a 4ª etapa detalhada em 2.3.1.5.

Nos intervalos de tempo entre  $t_1$  e  $t_2$ , e  $t_3$  e  $t_4$  é possível observar o tempo morto entre as passagens à condução e corte dos pares de dispositivos semicondutores, o que evita o curto-circuito da fonte  $V_{dc}$ .

Pode-se evidenciar as vantagens deste tipo de circuito:

- Este circuito pode fornecer uma gama de valores de tensão de saída, estando limitada só pelo valor máximo de tensão que os dispositivos suportam.
- Pode-se ter várias resistências de carga ligadas em múltiplos secundários tendo só um enrolamento primário, que é um caso comum nos geradores de Marx.
- Os semicondutores operam em condições bem definidas. A tensão máxima nos dispositivos semicondutores não irá exceder a tensão de entrada.
- Existe uma proteção natural feita pelos díodos que estão em antiparalelo com os dispositivos semicondutores contra sobretensões, que normalmente são geradas pelas indutâncias de fuga.
- Boa fiabilidade.
- Pode ser usado com ou sem transformador.
- Capacidade de fornecer elevadas potências.

Como desvantagens tem-se:

- Complexidade elevada no dimensionamento e controlo dos componentes.
- Solução mais cara.
- Perdas por comutação podem ser elevadas.



### 2.3.2. Transformadores com o secundário independente

Considerando o circuito modular do tipo gerador de Marx, onde os dispositivos semicondutores de potência se encontram colocados a potenciais elevados e diferentes uns dos outros, é necessário produzir uma alimentação isolada galvanicamente para cada módulo do gerador de Marx. O circuito de alimentação com isolamento galvânico para cada módulo pode ser baseado no conceito referido anteriormente, onde se liga um transformador com múltiplos secundários independentes, conseguindo produzir múltiplas tensões alternadas com isolamento galvânico para alimentar os circuitos de comando de porta (*driver*) dos dispositivos semicondutores de potência de cada módulo do gerador de Marx, conforme ilustrado na Figura 2.12, em que cada módulo é composto por um transformador, um conversor AC/DC, um regulador de tensão e o *driver* de comando da porta.

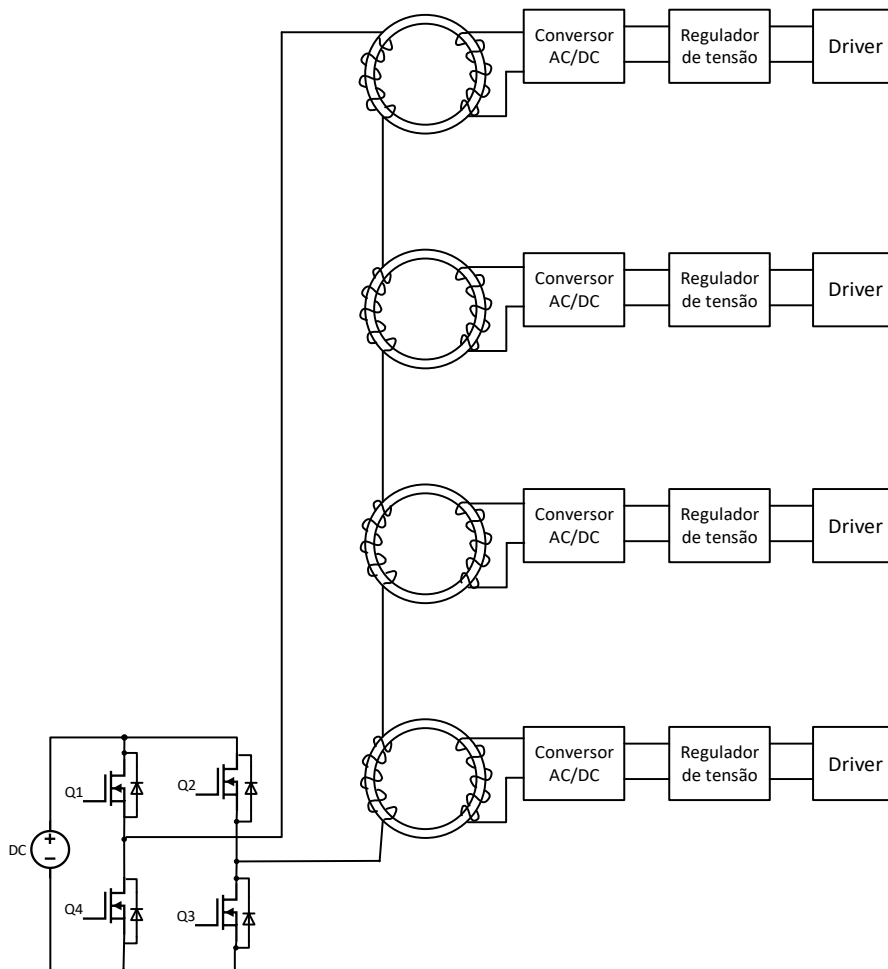


Figura 2.12 Circuito com um primário e quatro secundários

O comportamento não ideal do transformador de impulso (indutâncias de fuga e capacidades distribuídas) degrada a forma de onda dos pulsos de saída.

De notar também, que a corrente do lado do primário do transformador é a soma das correntes de saída dos múltiplos secundários, o que leva a ter em atenção o número de

espiras do lado primário, que quanto menor for, maior será o valor da corrente no lado primário, o que poderá sobrecarregar e limitar a fonte de alimentação do inversor.

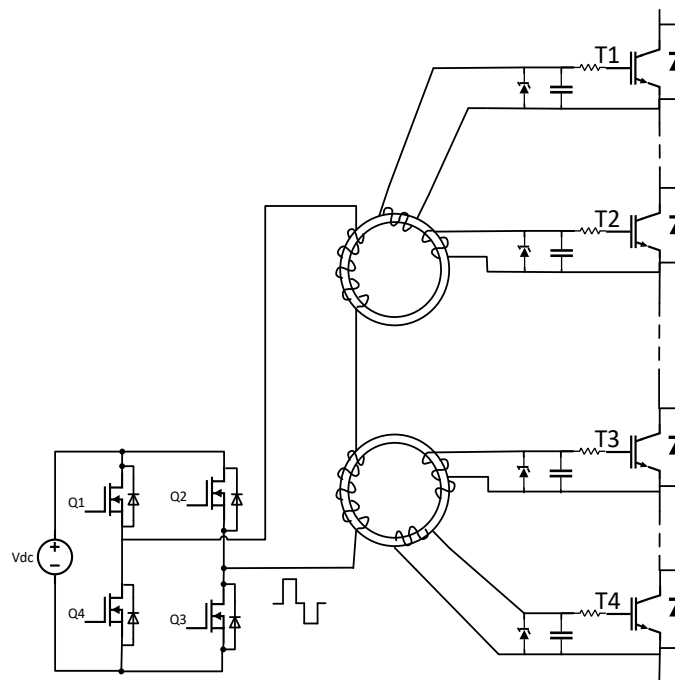


Figura 2.13 Esquema simplificado do circuito de comando do driver

Outro exemplo do uso de um inversor com secundários independentes pode ser visto na Figura 2.13, que é um somador de impulso. Neste caso é fornecido um sinal de comando para os *drivers* com impulso positivo e negativo por um inversor DC-AC do lado do primário com uma só espira.

Neste exemplo, são utilizados dois transformadores com múltiplas saídas para isolamento dos IGBTs e também para garantir um disparo sincronizado em todos os IGBTs. A frequência de funcionamento do somador de impulso é a mesma do conversor DC-AC, visto que os sinais de comando da porta dos IGBTs provêm da saída do inversor. Devido às indutâncias de fuga e capacidades distribuídas dos transformadores, as variações do impulso do sinal da porta do IGBT são lentas, sendo difícil obter um sinal estreito e sem ruído para a porta dos IGBTs com este circuito [6].

Outra desvantagem deste circuito de disparo é que as perdas nos núcleos magnéticos dos transformadores não podem ser negligenciadas com o aumento da frequência.

Contudo, esta aproximação é útil numa aplicação onde não sejam necessários sinais estreitos para o comando da porta dos IGBTs, por isso resolve facilmente o problema do isolamento, fornecendo um sinal de comando fiável aos transistores T1, T2, T3 e T4.

### 2.3.3. Transformadores em cascata

Na Figura 2.14 apresenta-se o esquema de ligação dos transformadores em cascata, para alimentar os módulos de alimentação dos circuitos de comando dos estágios de potência do gerador de Marx. Este circuito consiste em ligar a saída do inversor ao

primário do transformador do 1º módulo e o respetivo secundário ao primário do transformador do 2º módulo, e assim sucessivamente.

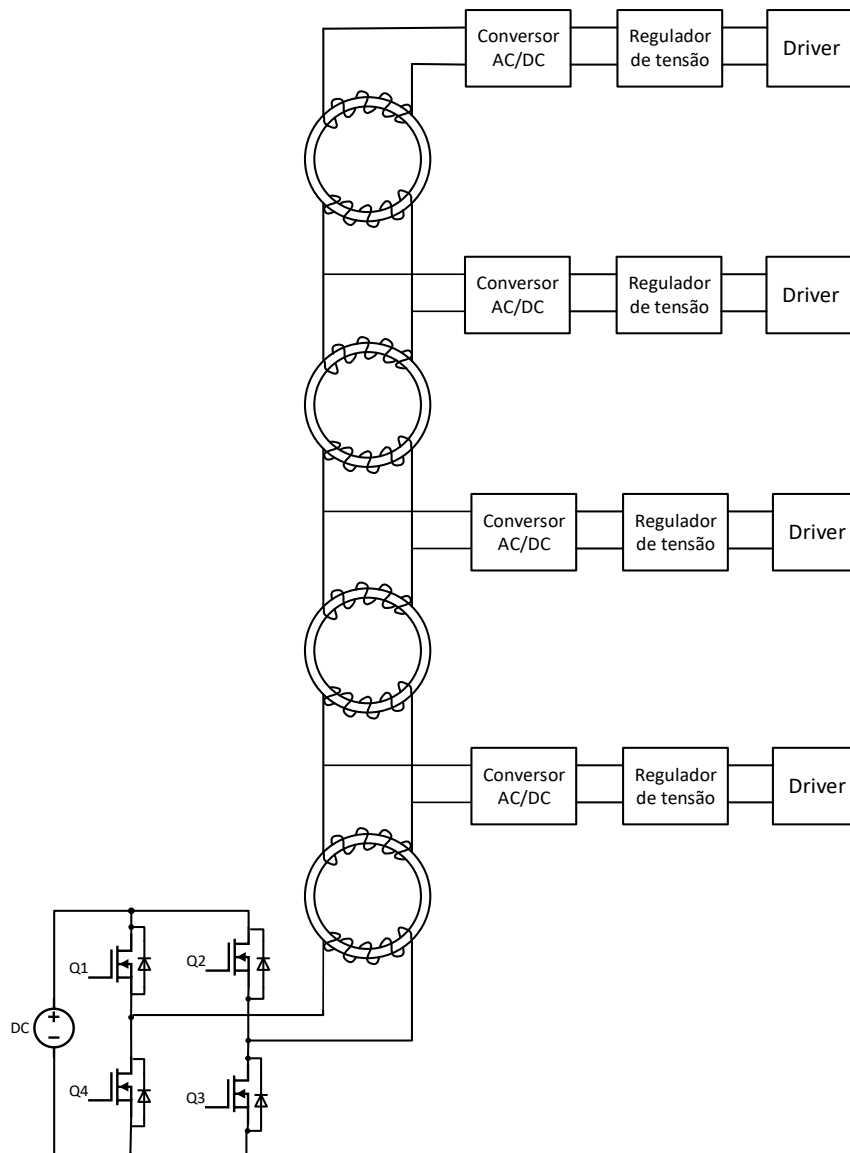


Figura 2.14 Esquema de transformadores ligados em cascata

Como vantagem, evidencia-se que a diferença de potencial entre os transformadores é sempre a mesma, ou seja, numa situação de anomalia de um ou mais módulos esta topologia garante que a tensão nos restantes módulos operacionais não sofre alteração, tornando este sistema bastante robusto às variações da resistência de carga.

Como grande desvantagem tem-se que este esquema funciona como se existisse um nó principal associado ao primeiro transformador e nós associados aos restantes transformadores, em que a corrente de entrada de cada nó é igual à soma dos seus nós, o que obriga a que as secções dos condutores sejam maiores nos transformadores mais próximos da saída do inversor.

## 2.4. Circuito ressonante

O objetivo deste ponto é introduzir o tema e a teoria dos circuitos ressonantes sem falar diretamente nas suas aplicações que serão abordadas no Capítulo 3.

Quando uma fonte alternada é ligada a um circuito passivo contendo uma ou mais bobinas e um ou vários condensadores, surgem em determinadas situações fenômenos de ressonância. Em condições de ressonância o circuito passivo torna-se puramente resistivo, ficando a corrente em fase com a tensão de entrada do circuito passivo.

Para que isto aconteça a impedância equivalente vista dos terminais do circuito passivo terá de ser real, isto é, as reatâncias indutivas e capacitivas devem anular-se mutuamente. Esta situação verifica-se em duas situações distintas, quando a tensão da bobina e do condensador têm a mesma amplitude, mas desfasadas de  $180^\circ$  uma em relação à outra para o caso do circuito RLC série, e verifica-se também quando a corrente da bobina e do condensador têm a mesma amplitude, mas desfasadas de  $180^\circ$  uma em relação à outra para o caso do circuito RLC paralelo.

Neste ponto são abordados os circuitos com resistência, bobina e condensador (*RLC*) série e paralelo.

### 2.4.1. RLC Série

Na Figura 2.15 encontra-se um exemplo de um circuito *RLC* série, composto por uma fonte de tensão alternada  $V_{ac}$ , uma resistência  $R$ , condensador  $C$  e uma bobina  $L$  montados em série.

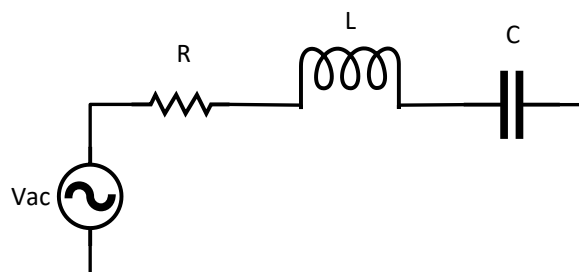


Figura 2.15 Circuito *RLC* série

A impedância do circuito *RLC* série é dada por:

$$\bar{Z} = Z \cdot e^{j\phi} = R + jX \quad (2-24)$$

Em que  $R$  é a resistência do circuito e  $X$  é a reatância do circuito, que é composta pela soma das duas reatâncias, capacitiva e indutiva. Os condensadores e bobinas são elementos que armazenam a energia elétrica e magnética respetivamente.

Assumindo o condensador e bobina ideais, isto é, sem resistência temos uma impedância puramente imaginária.

Em que a impedância capacitiva é definida por:

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} = -\frac{j}{\omega C} \quad (2-25)$$

Sendo a que a sua reatância capacitiva em módulo é dada por:

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (2-26)$$

E a impedância indutiva é definida por:

$$Z_L = j\omega L \quad (2-27)$$

Sendo que a sua reatância em módulo é dada por:

$$X_L = \omega L \quad (2-28)$$

Substituindo as equações (2-26) e (2-28) na equação (2-24) a impedância do circuito é dada por:

$$\bar{Z} = R + jX = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (2-29)$$

Em que o seu módulo é dado por:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} = \sqrt{R^2 + X^2} \quad (2-30)$$

E o seu ângulo de fase:

$$\phi = \arctg \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} = \arctg \frac{X}{R} \quad (2-31)$$

Para a situação de ressonância é necessário que a seguinte condição seja verificada:

$$X = 0 \Rightarrow \omega L = \frac{1}{\omega C} \quad (2-32)$$

Usando a equação (2-32) é demonstrado na equação (2-33) que qualquer que seja o valor de  $L$  e  $C$  haverá sempre uma frequência em que surge o fenómeno de ressonância, que se designa por frequência de ressonância  $f_r$ .

$$\omega_r L = \frac{1}{\omega_r C} \Leftrightarrow \omega_r^2 = \frac{1}{LC} \Leftrightarrow \omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (2-33)$$

Sabendo que a frequência angular de ressonância  $\omega_r$  é dada por:

$$\omega_r = 2\pi f_r \quad (2-34)$$

Substituindo (2-34) em (2-33) obtemos a frequência de ressonância:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-35)$$

Fazendo a frequência de funcionamento igual à frequência de ressonância, a impedância do circuito *RLC* fica:

$$\bar{Z} = R \quad (2-36)$$

A impedância atinge na ressonância série o seu valor mínimo possível que é a parte real, ou seja, a resistência do circuito como se pode ver na Figura 2.16. O ângulo de fase neste ponto é zero.

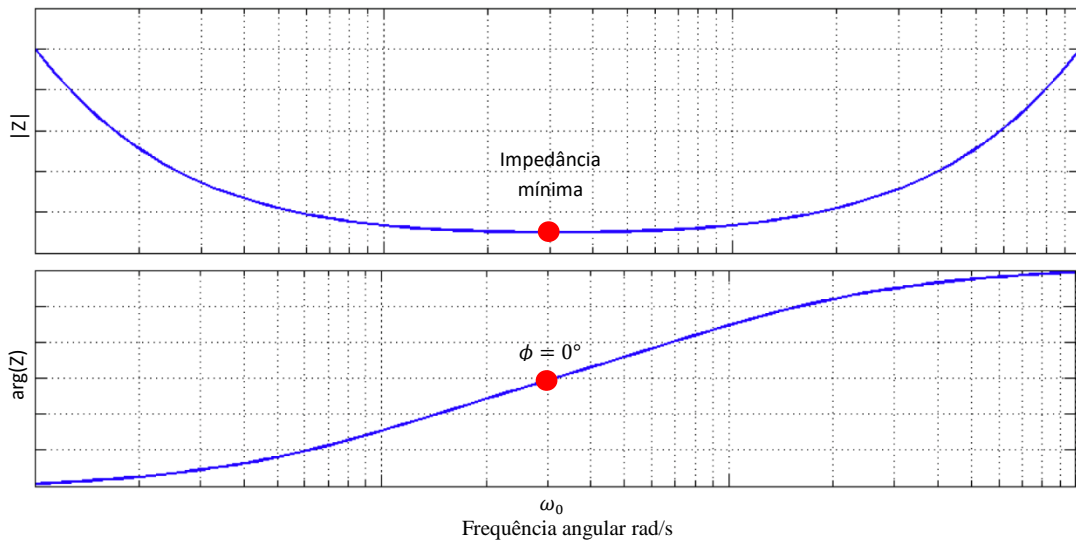


Figura 2.16 Diagrama de amplitude da impedância *Z* e sua fase [7]

De acordo com (2-37) verifica-se também que na condição de ressonância série a amplitude máxima da tensão na bobina é igual à amplitude máxima da tensão do condensador [8]:

$$\begin{aligned} X_L = X_C &\Leftrightarrow \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \Leftrightarrow \omega_0 L \bar{I} = \frac{\bar{I}}{\omega_0 C} \Leftrightarrow j\omega_0 L \bar{I} = j \frac{\bar{I}}{\omega_0 C} \Leftrightarrow \\ &\Leftrightarrow \bar{V}_L = -\bar{V}_C \Leftrightarrow V_L(t) = -V_C(t) \end{aligned} \quad (2-37)$$

### 2.4.2. RLC Paralelo

Na Figura 2.17 encontra-se um exemplo de um circuito *RLC* paralelo, composto por uma fonte de corrente alternada  $i_{ac}$ , uma resistência  $R$ , condensador  $C$  e uma bobina  $L$  montados em paralelo. Este circuito tem um ganho de corrente em vez de um ganho de tensão, visto que a tensão de saída é igual à tensão de entrada. A impedância será máxima à frequência de ressonância.

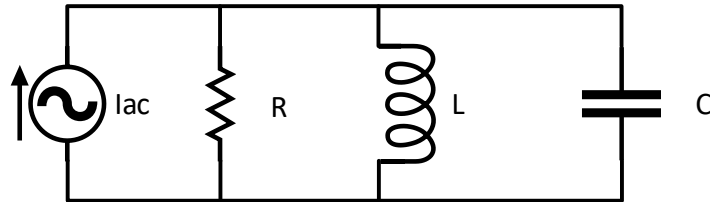


Figura 2.17 Circuito *RLC* paralelo [7]

A impedância total deste circuito é dada por:

$$\bar{Z}_{Total} = R \parallel Z_L \parallel Z_C = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\frac{1}{X_C} - \frac{1}{X_L}\right)} = \frac{1}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} \quad (2-38)$$

A frequência de ressonância é calculada da mesma forma pela equação (2-33).

A Figura 2.18 demonstra o diagrama de magnitude e fase da impedância do circuito da Figura 2.17 em função da frequência.

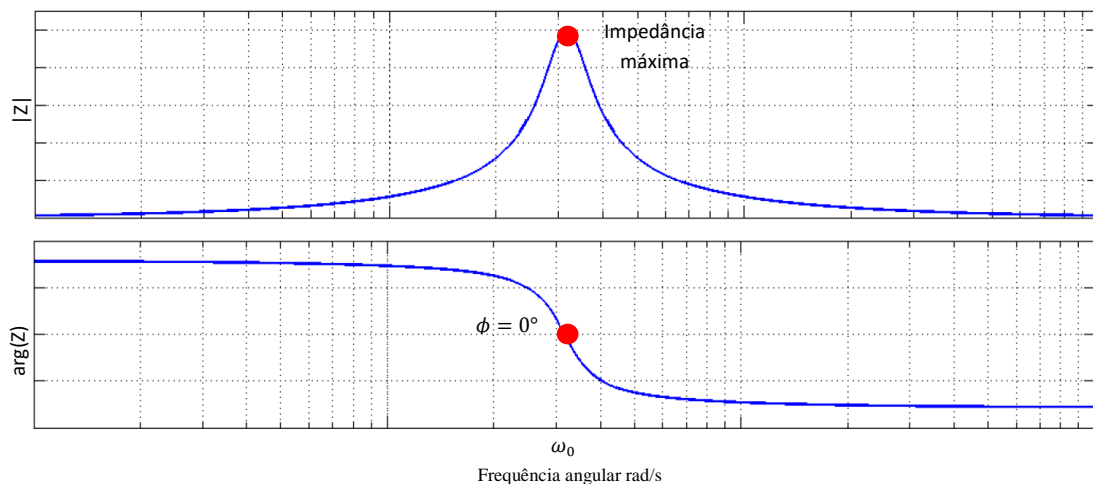


Figura 2.18 Diagrama de amplitude da impedância  $Z$  e sua fase [7]

Pela análise da Figura 2.18, conclui-se que a ressonância surge quando as suas reactâncias se anulam e a impedância  $Z$  terá o seu ganho máximo à frequência de ressonância, conseqüentemente a frequência de ressonância é dada pela relação obtida anteriormente, equação (2-35).

### 2.4.3. Fator de Qualidade Q

O fator de Qualidade (Q) é um dos valores mais importantes no que toca a circuitos ressonantes. O fator de qualidade descreve o quanto sub-amortecido é o circuito ressonante, e é dado pela equação (2-39).

$$Q(\omega) = \omega \cdot \frac{\text{Energia armazenada máxima}}{\text{Potência de Perdas}} \quad (2-39)$$

Quanto maior for o fator de qualidade, menos amortecido será o circuito ressonante. O amortecimento neste tipo de circuitos é causado pela dissipação de energia nos elementos resistivos.

A máxima energia de um circuito ressonante pode ser determinada a partir da energia máxima armazenada no condensador ou na bobina:

$$W_{mag}^{máx} = W_{ele}^{máx} = \frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2}CV^2 \Leftrightarrow LI^2 = CV^2 \quad (2-40)$$

E a potência dissipada nos elementos resistivos é dada por:

$$P = VI = I^2R = \frac{V^2}{R} \quad (2-41)$$

A ressonância acaba por ter o significado físico de que o circuito ressonante é energeticamente independente da fonte (negligenciando as perdas por efeito de Joule) em regime permanente. Só no momento em que se liga a fonte ao circuito existe transferência de energia no regime transitório. Após o regime transitório passa a haver trocas de energia só entre o condensador e a bobina.

Mas como na realidade não existem elementos ideais, isto é, o circuito ressonante contém sempre elementos resistivos a fonte acaba por ceder sempre energia ativa para se dissipar na resistência, sendo que a energia reativa é trocada entre o condensador e a bobina, o que torna o circuito ressonante puramente resistivo.

No circuito *RLC* paralelo da Figura 2.17 o fator de qualidade é definido por:

$$Q = \omega_0 \frac{CV^2}{\frac{V^2}{R}} = \omega_0 \frac{RCV^2}{V^2} = \omega_0 CR \quad (2-42)$$

No circuito *RLC* série da Figura 2.15 o fator de qualidade é definido por:

$$Q = \omega_0 \frac{I^2L}{I^2R} = \frac{\omega_0L}{R} \quad (2-43)$$



Para o circuito  $RLC$  série, o fator de qualidade pode também ser traduzido como a relação entre a impedância característica  $Z_0$  e a resistência total do circuito  $R$ , definido por:

$$Q = \frac{Z_0}{R} = \frac{\sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{\omega_0 \sqrt{\frac{L}{C}}}{\omega_0 R} = \frac{\omega_0 \sqrt{LC} \sqrt{\frac{L}{C}}}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2-44)$$

O fator de qualidade pode ainda ser definido por:

$$Q = \frac{\omega_0}{\Delta\omega} \quad (2-45)$$

Em que  $\Delta\omega$  é a largura de banda do filtro, ou seja, a distância entre as frequências de corte mínima e a máxima que define a faixa de frequências que passam pelo filtro, sendo as restantes frequências rejeitadas.

Também se conclui que quanto maior for o fator de qualidade  $Q$ , mais estreita será a largura de banda do filtro, e vice-versa, conforme se pode observar na Figura 2.19, em que  $f_i$  é a frequência de corte inferior,  $f_s$  é a frequência de corte superior,  $f_r$  é a frequência de ressonância (natural).

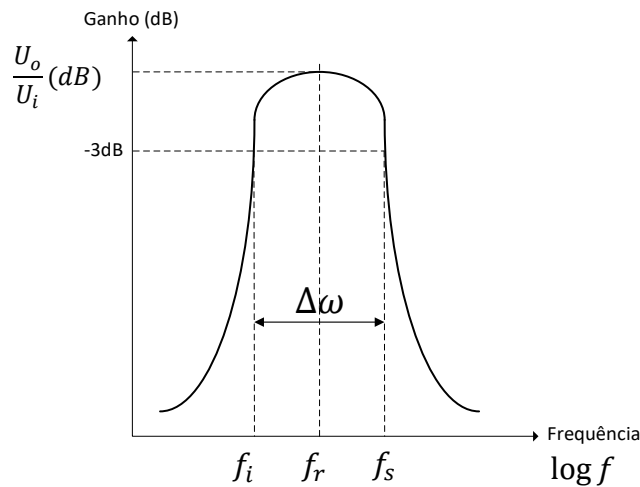


Figura 2.19 Largura de banda

## 2.5. Tipos de Comutação

### 2.5.1. Introdução

Neste ponto são abordados os fundamentos dos dispositivos semicondutores de potência do tipo MOSFET, que é o semiconductor utilizado no inversor experimental no âmbito desta dissertação, do tipo IGBT, os tipos de comutação mais comuns, e as perdas por comutação nos dispositivos semicondutores.

Nos circuitos de conversores eletrônicos de potência existem dois tipos de comutação, a comutação forçada e a comutação suave.

A comutação forçada acontece quando o dispositivo semiconductor é ativado e nesse momento força a corrente a circular pelo próprio semiconductor, e também quando é colocado ao corte quando ainda existe corrente a circular no circuito como indicado na Figura 2.20.

As grandezas representadas por  $V_{DS}$  e  $i_D$  são a tensão dreno-fonte e a corrente no dispositivo semiconductor respectivamente.

Estas situações originam perdas por comutação que serão analisadas nos pontos seguintes.

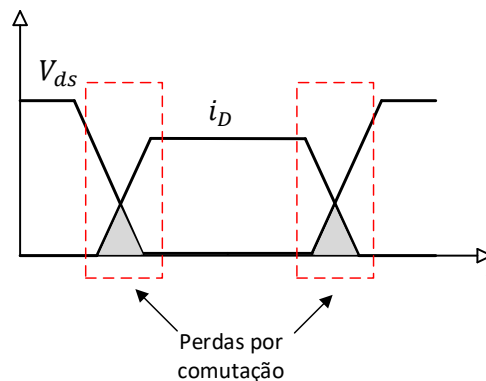


Figura 2.20 Comutação forçada

A comutação suave pode existir em duas formas [9]:

- Quando a tensão no dispositivo semiconductor é zero antes deste passar a conduzir a corrente, em que esta técnica é conhecida por comutação com a tensão a zero (*ZVS-Zero Voltage Switching*).
- Ou quando no momento antes do dispositivo semiconductor passar ao corte já não existe corrente a circular no semiconductor, esta técnica é conhecida por comutação com a corrente a zero (*ZCS-Zero Current Switching*) como podemos ver na Figura 2.21.

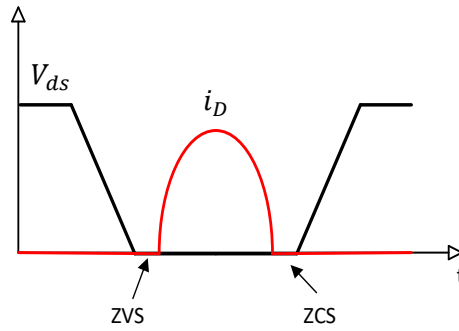


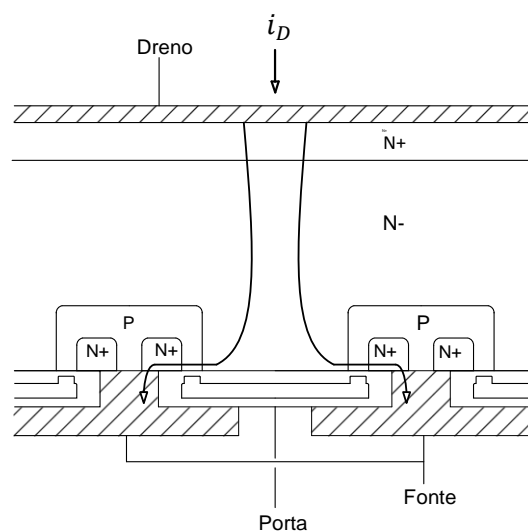
Figura 2.21 Comutação Suave

### 2.5.2. Transístor Efeito de Campo de Porta Isolada (MOSFET)

Os MOSFETs de potência diferenciam-se dos de sinal por serem estruturas MOS verticais, ou seja, as estruturas MOS longitudinais dos MOSFETs de sinal usados em microeletrônica foram transformadas em estruturas MOS verticais, e associando centenas destas células individuais em paralelo foi possível aumentar a tensão e corrente de trabalho.

O transístor de efeito de campo de porta isolada, MOSFET, é um dispositivo unipolar, ou seja, a corrente é devida só a um tipo de portadores majoritários com três terminais. O eletrodo de comando ou porta (*G-Gate*) é eletricamente isolado do material semiconductor por uma fina camada de silício. Nos outros dois terminais, dreno (*D-Drain*) e fonte (*S-Source*), são aplicados os sinais de potência a controlar.

A estrutura N+PN-N+ corresponde a um MOSFET (tipo N de enriquecimento) de potência como se pode ver na Figura 2.22. A zona do substrato do tipo P forma um curto-circuito com a região da metalização da fonte, formando um díodo intrínseco entre a fonte e o dreno.

Figura 2.22 Estrutura física de um MOSFET de enriquecimento, com localização do canal e da corrente  $i_D$

Com o terminal da porta curto-circuitado com a fonte,  $V_{GS} \leq 0$  para tensões  $V_{DS} > 0$ , a junção PN está polarizada inversamente, sendo a corrente com sentido dreno fonte a corrente de fuga de um díodo polarizado inversamente.

Para  $V_{DS} < 0$ , a corrente é praticamente igual à de um díodo polarizado diretamente. A aplicação de uma tensão  $V_{GS} > 0$  cria um campo elétrico dirigido à superfície do óxido para o semiconductor. Este campo origina uma acumulação de cargas negativas logo debaixo do óxido e o semiconductor P. À medida que esta tensão aumenta começam a acumular-se eletrões livres nesta região, a partir de um certo valor de tensão, designada de tensão limiar  $V_{GS_{th}}$ , forma-se um canal condutor com propriedades de semiconductor do tipo N entre as regiões dreno e fonte, que se  $V_{DS}$  for positivo origina a passagem de uma corrente  $i_D$ , conforme se pode ver na Figura 2.22.

Sendo o eléctrodo de porta do MOSFET isolado por uma camada de óxido, a corrente de comando da porta em regime permanente é uma corrente de fuga através de um dieléctrico, não atingindo normalmente a centena de  $nA$ .

A Figura 2.23 representa o símbolo do MOSFET do tipo N de enriquecimento.

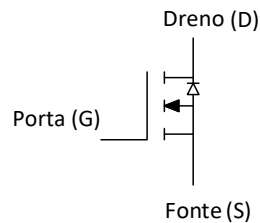


Figura 2.23 Símbolo do MOSFET do tipo N

Na Figura 2.24 apresenta-se a característica  $i_D = f(V_{DS})$ , em função da tensão  $V_{GS}$  do MOSFET de potência do tipo N de enriquecimento.

Considerando o gráfico da Figura 2.24, o MOSFET está ao corte quando  $V_{GS} < V_{GS_{th}}$ , suportando tensões positivas aos seus terminais com um valor máximo de  $V_{DSS}$ .

Quando a tensão  $V_{GS} > V_{GS_{th}}$ , para tensões dreno-fonte reduzidas, o MOSFET encontra-se na região de resistência constante, desde que  $V_{GS} - V_{GS_{th}} > V_{DS} > 0$ .

Esta região é a utilizada em aplicações de eletrónica de potência, pois a potência dissipada está dentro de valores razoáveis.

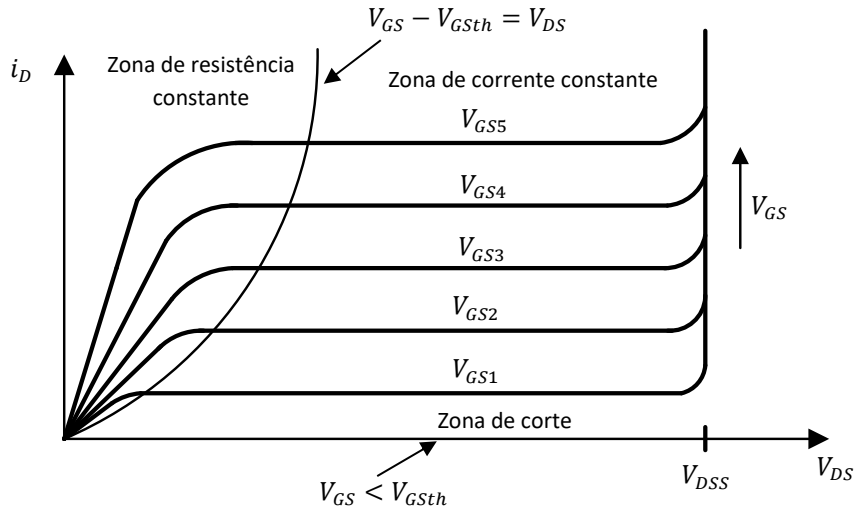


Figura 2.24 Característica tensão-corrente de um MOSFET tipo N de enriquecimento

Na região de resistência constante, o MOSFET apresenta uma resistência equivalente à condução  $R_{DS(on)}$  praticamente constante (para uma dada temperatura) e a tensão aos terminais vem dada por:

$$V_{DS(on)} = i_D \cdot R_{DS(on)} \quad (2-46)$$

Na prática para  $V_{GS} \approx 15V$  garante-se a condição de funcionamento na zona de resistência constante e não se excede o valor máximo admissível para a tensão de porta  $V_{GSM}$ . Quando a tensão de dreno-fonte aumenta, e a tensão  $V_{DS}$  iguala a tensão de estrangulamento,  $V_{GS} - V_{GSth} \approx V_{DS} > 0$ , o MOSFET entra na região de corrente constante (ou ativa), onde a corrente  $i_D$  só depende da tensão  $V_{GS}$ . Para funcionamento como interruptor evita-se a utilização do MOSFET nesta região devido à elevada potência dissipada. [10]

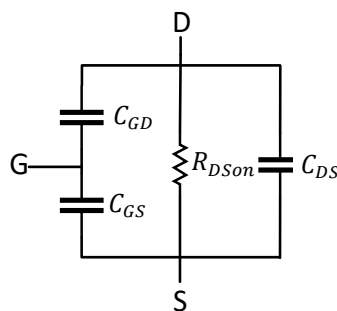


Figura 2.25 Circuito equivalente de um MOSFET à condução, na região de resistência constante, com as duas capacidades dinâmicas de entrada e saída

Na Figura 2.25 encontra-se o circuito simplificado de um MOSFET à condução na região de resistência constante, com as suas capacidades dinâmicas. Estas capacidades têm muita influência em regime dinâmico, a necessidade de carregar e descarregar as

capacidades equivalentes, porta fonte ( $C_{GS}$ ), porta dreno ( $C_{GD}$ ) e dreno fonte ( $C_{DS}$ ) são decisivas nos tempos de comutação e picos de corrente durante a comutação.

Estas capacidades resultam da proximidade física dos elétrodos e das zonas de depleção. Os valores das capacidades  $C_{GS}$ ,  $C_{GD}$  e  $C_{DS}$  não são constantes apresentando comportamentos não lineares com as tensões, devido a contribuições de capacidades das zonas de depleção e estas variam com as tensões aplicadas.

A rapidez das comutações está ligada aos processos de carga e descarga das capacidades  $C_{GS}$  e  $C_{GD}$ . [11]

Ao contrário do MOSFET de sinal, o díodo parasita, intrínseco nos MOSFETs de potência tem tempos de comutação elevados o que limita a sua utilização como díodo de roda livre em aplicações de frequências elevadas.

### 2.5.3. Transístor bipolar de porta isolada (IGBT)

O transístor bipolar de porta isolada (IGBT) tem uma estrutura vertical como se pode ver na Figura 2.26(a), muito semelhante à estrutura do MOSFET da Figura 2.22, em que foi substituída a camada N+ por uma camada P+, na Figura 2.26(b) tem-se o circuito equivalente caracterizado por um MOSFET de canal N e um TBJ PNP, e na Figura 2.26(c) o símbolo do IGBT.

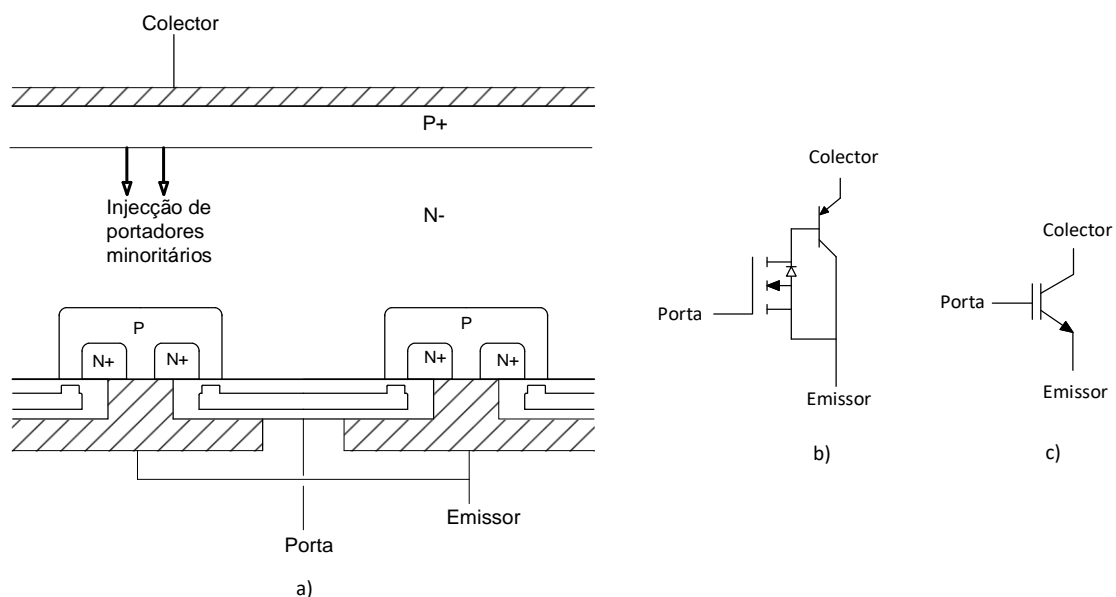


Figura 2.26 a) Estrutura física de um IGBT; b) circuito equivalente; c) símbolo do IGBT

Esta alteração introduz uma junção PN, cuja camada P quando em condução injeta portadores minoritários (lacunas) na região de deriva. A injeção destes portadores vai aumentar a condutividade da camada de deriva do MOSFET, tendo como consequência a redução da resistência de condução, possibilitando a construção de dispositivos que suportem tensões e correntes mais elevadas do que os MOSFETs.

O IGBT é um dispositivo misto como se pode ver no esquema equivalente da Figura 2.26(b), visto que a condução é feita por portadores maioritários (os eletrões do canal) e minoritários (os injetados pela junção PN).

Se o IGBT estiver polarizado inversamente o novo díodo bloqueia tensões inversas com o mesmo valor da tensão direta.

Na Figura 2.27 apresenta-se a característica  $i_c = f(V_{CE})$  de um IGBT simétrico em função da tensão  $V_{GE}$  da porta (*Gate*).

Para  $V_{CE} > 0$  a característica do IGBT é semelhante à de um TBJ do tipo NPN de sinal, exceto o tipo de comando que é igual ao de um MOSFET.

Se  $V_{GE} < V_{GEth}$  o IGBT estará na zona de corte.

Se  $V_{GE} > V_{GEth}$  e  $V_{CE} \gg V_{CEsat}$  o IGBT estará na zona ativa.

A tensão máxima direta é  $V_{DSS}$ .

Se  $V_{GE} > V_{GEth}$  e  $V_{CE} \approx V_{CEsat}$  o IGBT estará a operar na zona de saturação, que é utilizada em eletrónica de potência para colocar o IGBT à condução.

Quando  $V_{CE} < 0$  o IGBT suporta uma tensão inversa máxima  $V_{RM}$ .

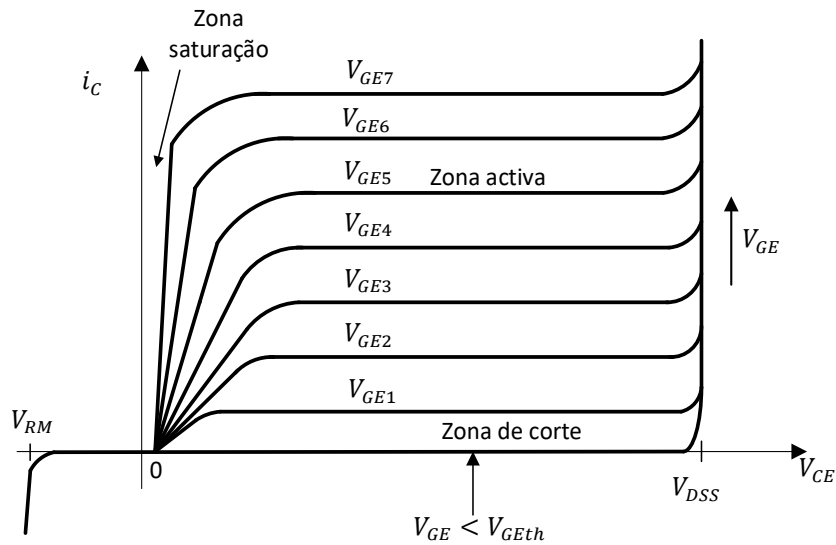


Figura 2.27 Característica tensão-corrente de um IGBT

Os circuitos de ataque (*Driver*) de porta (*Gate*) dos MOSFETs também podem ser usados para comandar os IGBTs com a vantagem de a transcondutância do IGBT ser maior, pelo que a potência destes circuitos é ainda menor. Da mesma forma os circuitos de proteção e de ajuda à comutação dos IGBTs e MOSFETs são semelhantes.

### 2.5.4. Comutação Forçada

A comutação forçada acontece quando os semicondutores passam ao estado de corte ou condução e ainda existe corrente a circular durante estas transições, o que por sua vez origina dissipações de energia nos semicondutores, conhecidas como perdas por comutação.

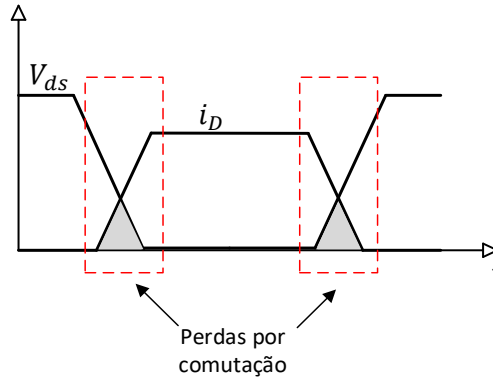


Figura 2.28 Comutação forçada

#### 2.5.4.1 Perdas por comutação

As perdas por comutação acontecem nas transições das passagens à condução e ao corte dos semicondutores e podem ser relativamente consideráveis.

Estas transições podem ser da ordem dos nanossegundos até aos microssegundos, e mesmo tendo tempos reduzidos a potência média de perdas é significativa.

Os semicondutores são controlados por carga de eletrões, isto é, o estado de condução do MOSFET é determinado pela carga de eletrões na porta (Gate) e no canal, e o estado de condução de um díodo ou de um transístor bipolar de junção é caracterizado pela presença ou ausência de carga minoritária armazenada nas junções do díodo.

Para controlar os estados de ligado ou desligado dos semicondutores a carga elétrica tem de ser inserida ou removida, e a sua quantidade controlada influencia os tempos das comutações e as perdas por comutação.

A carga é armazenada nas capacidades de saída dos semicondutores, e a energia é armazenada nas indutâncias de fuga do circuito.

##### 2.5.4.1.1 Perdas por comutação no MOSFET

As perdas no MOSFET do circuito representado na Figura 2.3, podem ser analisadas de acordo com a Figura 2.29, em que o intervalo de tempo  $t_0 < t < t_1$  é o tempo necessário para que o *driver* da porta carregue a capacidade fonte-dreno do MOSFET.

O intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  é o tempo necessário para que o *driver* da porta descarregue a capacidade até ao valor da tensão de *threshold* (limiar) que coloca o MOSFET ao corte.

A potência instantânea  $P_M(t)$  dissipada pelo semicondutor é  $P_M(t) = V_{DS}(t) \times i_D(t)$ , que é a área a sombreado. Em que  $V_{DS}$  é a tensão dreno-fonte e  $i_D$  a corrente de dreno.



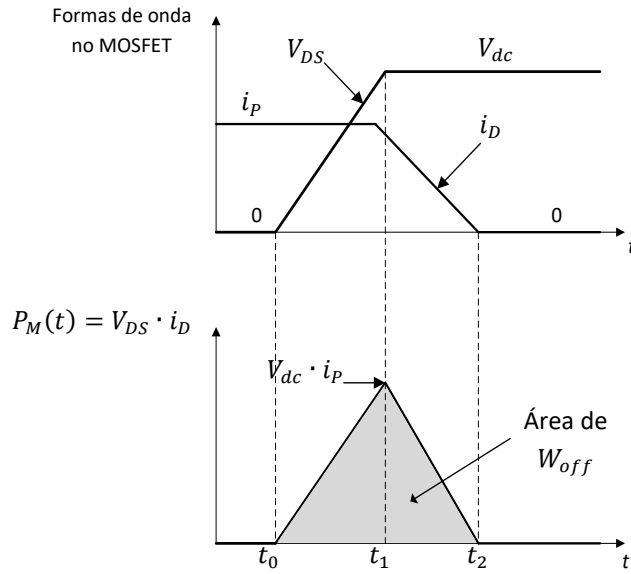


Figura 2.29 Área de perdas por comutação no MOSFET na transição condução-corte

Assumindo que as formas de onda são lineares então, a energia perdida durante a transição dos estados de condução-corte é definida pela equação (2-47), e que é a mesma para a transição de passagem corte-condução ( $W_{on}$ ):

$$W_{off} = \frac{1}{2} V_{dc} i_p (t_2 - t_0) \quad (2-47)$$

Em que  $V_{dc}$  é a tensão da fonte e  $i_p$  a corrente do primário.

A energia total dissipada durante as transições de passagem à condução e corte é dada por:

$$P_S = \frac{1}{T_s} \int P_M(t) dt = (W_{on} + W_{off}) f_s \quad (2-48)$$

Em que  $f_s$  é a frequência de comutação dos MOSFETs.

De acordo com (2-48) as perdas por comutação são diretamente proporcionais à frequência de comutação.

Se for considerada a potência adicional dissipada na passagem à condução devido à capacidade parasita  $C_{oss}$ , então a equação de perdas por comutação do MOSFET fica:

$$P_S = \frac{t_{qon} + t_{qoff}}{2} V_{dc} i_p f_s + \frac{1}{2} C_{oss} V_{dc}^2 f_s \quad (2-49)$$

Em que  $t_{qon}$  e  $t_{qoff}$  são os tempos de estabelecimento das condições de condução e corte respetivamente.

### 2.5.4.1.2 Perdas por comutação no IGBT

As perdas por comutação no IGBT são um caso particular, em que durante a transição de condução-corte ocorre o fenómeno de “cauda de corrente” (*current tailing*).

A cauda de corrente ocorre devido à recombinação lenta da carga minoritária armazenada na região N- do IGBT.

Esta situação causa um decaimento lento da corrente após a tensão da porta ter sido removida.

Na Figura 2.30 observa-se um exemplo da cauda de corrente do IGBT.

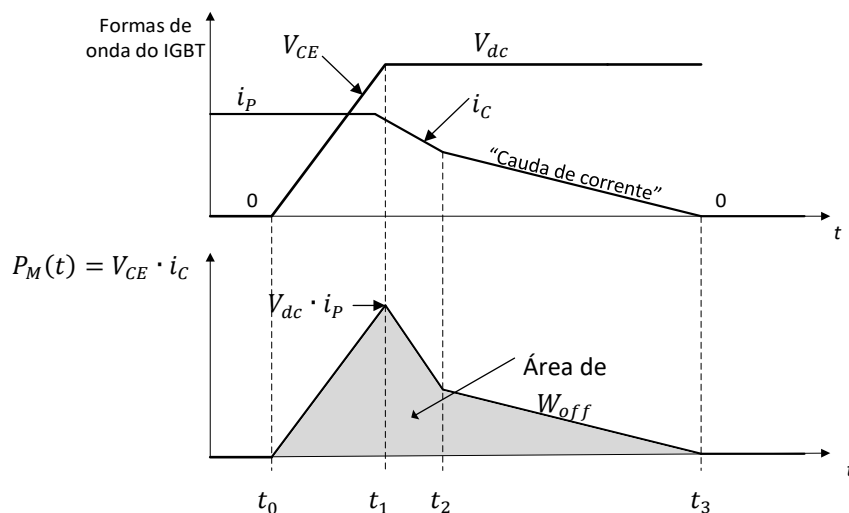


Figura 2.30 Área de perdas por comutação no IGBT na transição condução-corte

O intervalo de tempo  $t_0 < t < t_1$  corresponde ao tempo necessário para que o circuito do *driver* da porta carregue a capacidade porta-coletor do IGBT.

O intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  é o tempo necessário para que o *driver* da porta descarregue a capacidade porta-emissor do IGBT até ao valor de *threshold*.

Este tempo pode ser minimizado usando um circuito de *driver* de alta corrente, que irá descarregar mais rápido a capacidade. Mas neste momento o IGBT não fica cortado, visto que só desligou o MOSFET intrínseco do IGBT, continuando a conduzir pela junção PNP do TBJ intrínseco enquanto houver portadores minoritários na região base.

No intervalo de tempo  $t_2 < t < t_3$  a corrente é proporcional à carga minoritária armazenada.

A energia de perdas  $W_{off}$  dissipada durante a transição de passagem ao corte está a sombreado, em que a equação é igual à do MOSFET (2-47). O tempo de passagem ao estado de corte é muito superior ao do MOSFET de potência, o que limita bastante a frequência de comutação do IGBT face ao MOSFET.

### 2.5.5. Comutação Suave

A comutação suave pode ser conseguida através de simples adaptações dos circuitos que necessitam de otimização, como por exemplo na Figura 2.31 tem-se o circuito inversor com transformador e saída retificada discutido no ponto 2.3 com a adição de uma bobina  $L_r$  e um condensador  $C_r$  em série com a saída do inversor (LC série).

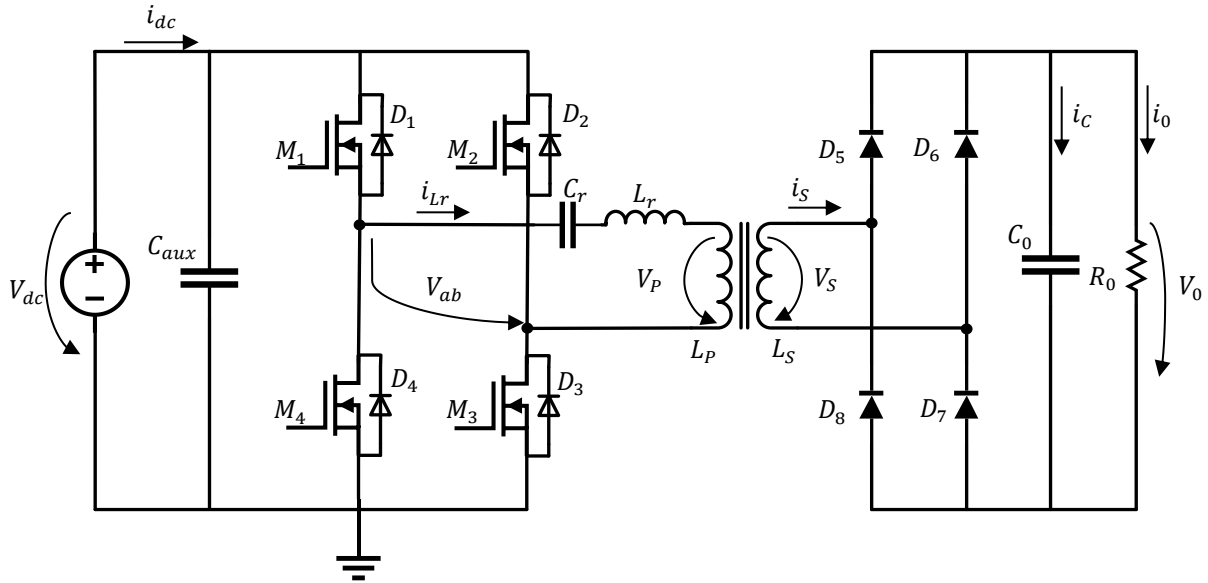


Figura 2.31 Inversor com circuito ressonante LC série com resistência de carga retificada

Dependendo da relação da frequência de ressonância,  $f_r$ , com a frequência de comutação dos semicondutores,  $f_s$ , o circuito pode operar como ZVS ou ZCS. Estes conversores podem ser designados como conversores ressonantes.

Os métodos de comutação suave do tipo ZVS e ZCS, já referenciados no ponto 2.5.1, reduzem as perdas por comutação.

Nos conversores constituídos por MOSFETs e díodos, o modo de funcionamento ZVS mitiga as perdas por comutação causadas pela carga de recuperação do díodo e a capacidade de saída dos semicondutores.

O modo de funcionamento ZCS mitiga as perdas por comutação causadas pela cauda de corrente dos IGBTs e das indutâncias dispersas. O modo ZCS também pode ser usado para a comutação de tirístores (SCR).

Na maioria dos casos onde a carga de recuperação dos díodos e a capacidade de saída dos semicondutores são as principais fontes de perdas por comutação, é preferível o modo ZVS.

A Figura 2.32 apresenta o ganho do circuito ressonante em função da frequência normalizada  $F$  com os modos de funcionamento ZCS e ZVS.

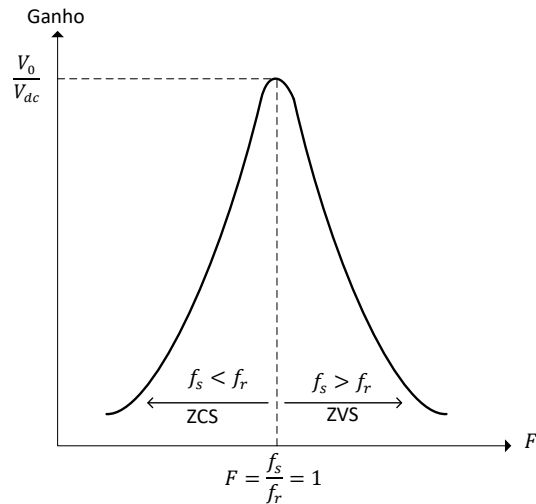


Figura 2.32 Ganho do circuito ressonante em função da frequência normalizada  $F$  com os modos ZCS e ZVS

### 2.5.5.1 ZVS - Operação do conversor acima da frequência de ressonância

Quando os conversores ressonantes operam acima da frequência de ressonância pode ocorrer o modo ZVS, em que a tensão do semicondutor é zero quando começa a conduzir a corrente.

Com algumas modificações no circuito, as transições de passagem ao corte também poderão ocorrer com a tensão a zero.

Este método pode levar a reduções significativas das perdas por comutação dos conversores baseados em MOSFETs e díodos.

Na Figura 2.33 está representado o diagrama da tensão de saída do inversor  $V_{ab}(t)$  e sua componente fundamental  $V_{ab1}(t)$ , e uma aproximação sinusoidal da forma de onda da corrente  $i_{Lr}(t)$ , para um período de funcionamento,  $T_s$ .

Para frequências de comutação superiores à frequência de ressonância, a impedância de entrada do circuito ressonante  $Z_i(s)$  é dominada pela impedância da bobina do circuito. Consequentemente o circuito ressonante apresenta-se como uma impedância efetiva do tipo indutiva à saída do inversor. A corrente do inversor  $i_{Lr}(t)$  está em atraso em relação à componente fundamental da tensão  $V_{ab}(t)$  conforme indicado na Figura 2.33.

Consequentemente o cruzamento por zero da forma de onda da tensão  $V_{ab}(t)$  ocorre antes da forma de onda da corrente  $i_{Lr}(t)$  cruzar por zero.

No intervalo de tempo correspondente à primeira metade do período de funcionamento,  $0 < t < \frac{T_s}{2}$ , a tensão do inversor,  $V_{ab}(t)$ , é igual à tensão da fonte de alimentação  $+V_{dc}$ .

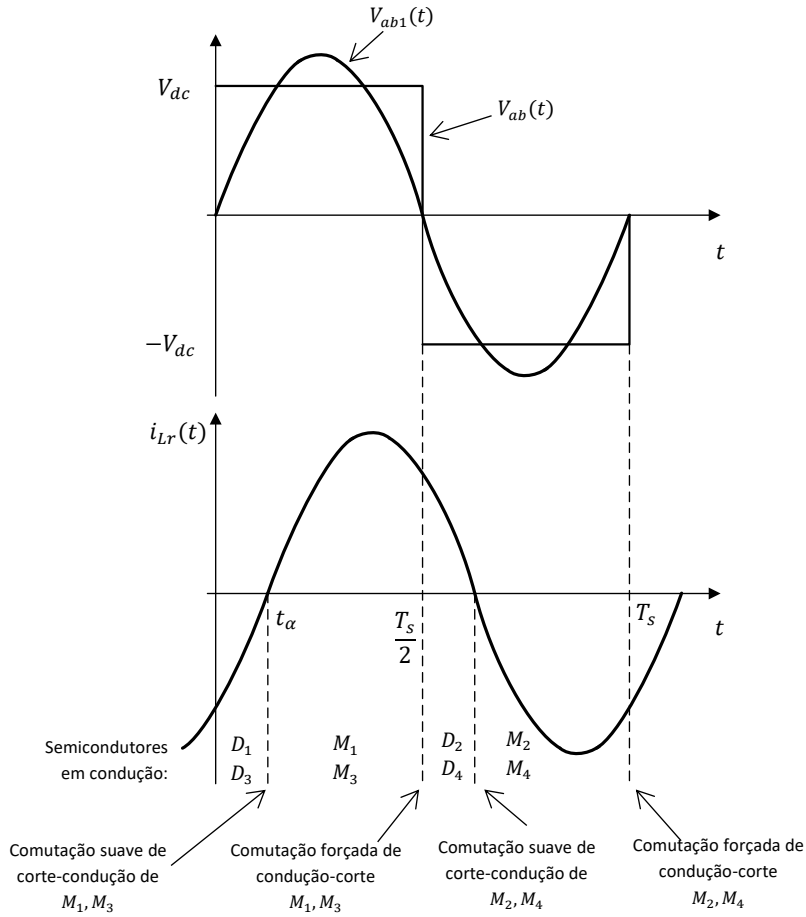


Figura 2.33 Formas de onda da tensão e corrente no modo ZVS[9]

No intervalo de tempo  $0 < t < t_\alpha$  a corrente  $i_{Lr}(t)$  é negativa e os díodos  $D_1$  e  $D_3$  conduzem. Os semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  conduzem quando  $i_{Lr}(t)$  é positiva no intervalo de tempo  $t_\alpha < t < \frac{T_s}{2}$ . As formas de onda durante o intervalo de tempo  $\frac{T_s}{2} < t < T_s$  são simétricas.

Visto que no cruzamento por zero a tensão  $V_{ab}(t)$  está em avanço em relação a  $i_{Lr}(t)$ , os semicondutores conduzem depois dos respetivos díodos antiparalelos.

De referir que durante o intervalo de tempo de condução,  $0 < t < t_\alpha$ , dos díodos  $D_1$  e  $D_3$ , os semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  podem ser colocados à condução sem que ocorram perdas por comutação.

O circuito naturalmente vai causar uma transição sem perdas ao colocar à condução os semicondutores, e são aceitáveis tempos longos na passagem corte-condução. Uma consequência desta particularidade é que são evitadas as perdas por comutação associadas à recuperação reversa dos díodos antiparalelos.

Díodos mais lentos como os díodos intrínsecos dos MOSFETs podem ser usados para substituírem díodos rápidos  $D_1$  e  $D_3$ .

A capacidade de saída dos transístores  $M_1$ ,  $M_2$ ,  $M_3$  e  $M_4$  e dos díodos  $D_1$ ,  $D_2$ ,  $D_3$  e  $D_4$  não levam a perdas por comutação. [9]

Em suma, o modo ZVS pode acontecer quando o circuito ressonante se comporta como uma carga indutiva efetiva para o inversor, e conseqüentemente o cruzamento da tensão por zero ocorre antes do cruzamento por zero da corrente.

Na configuração de ponte, o modo ZVS é caracterizado pela sequência de condução de meia-ponte  $D_1$ - $M_1$ - $D_4$ - $M_4$ , tal que os transístores são colocados à condução enquanto os respectivos díodos antiparalelos conduzem.

Desde que a tensão do semiconductor seja zero durante toda a transição de passagem à condução, as perdas por comutação devido aos tempos lentos da transição corte-condução, ou devido à carga armazenada nas capacidades dos dispositivos não ocorrem durante a passagem à condução.

Como se pode verificar na Figura 2.34 a transição de condução-corte do semiconductor é semelhante à comutação forçada de um conversor PWM.

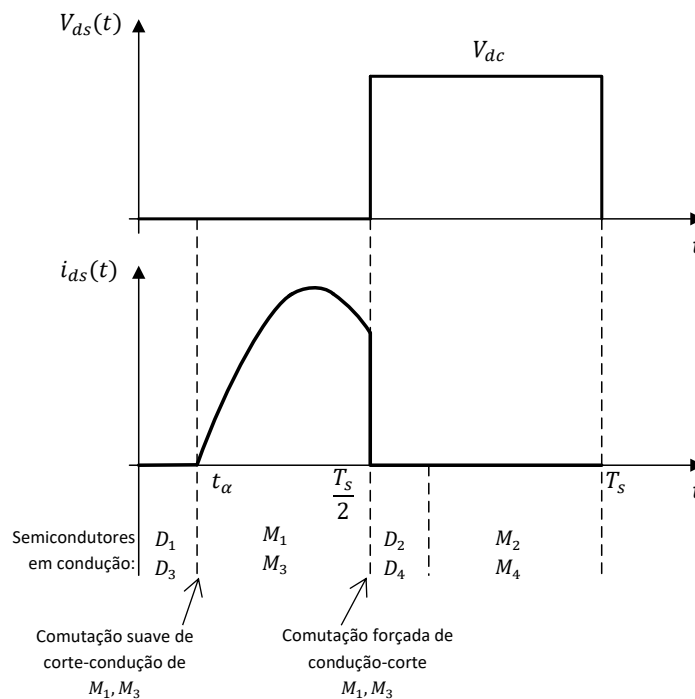


Figura 2.34 Formas de onda de tensão e corrente no semiconductor  $M_1$  no modo ZVS[9]

Nos conversores com IGBTs ou outros dispositivos com portadores minoritários, podem ocorrer perdas por comutação durante as transições de condução-corte. A "cauda de corrente" deste tipo de semicondutores faz com que  $M_1$  passe por um período instantâneo de grande dissipação de potência e podem ocorrer perdas por comutação.

### 2.5.5.2 ZCS - Operação do conversor abaixo da frequência de ressonância

Quando os conversores ressonantes operam abaixo da frequência de ressonância pode ocorrer o modo ZCS, em que o circuito faz com que a corrente do semicondutor vá para zero antes de o semicondutor passar ao corte.

A tensão de saída do inversor  $V_{ab}(t)$  e a sua componente fundamental  $V_{ab1}(t)$ , e uma aproximação sinusoidal da forma de onda da corrente  $i_{Lr}(t)$  estão representadas na Figura 2.35. Para frequências menores que a frequência de ressonância do circuito, a impedância do circuito ressonante série  $Z_i(s)$  é dominada pela reatância do condensador  $C_r$ . Conseqüentemente o circuito ressonante apresenta-se como uma carga efetiva capacitiva à saída do inversor, e a sua corrente  $i_{Lr}(t)$  está em avanço em relação à componente fundamental da tensão do inversor  $V_{ab1}(t)$  como está exposto na Figura 2.35. A consequência é que a forma de onda da corrente  $i_{Lr}(t)$  cruza por zero primeiro que a forma de onda da tensão  $V_{ab}(t)$ .

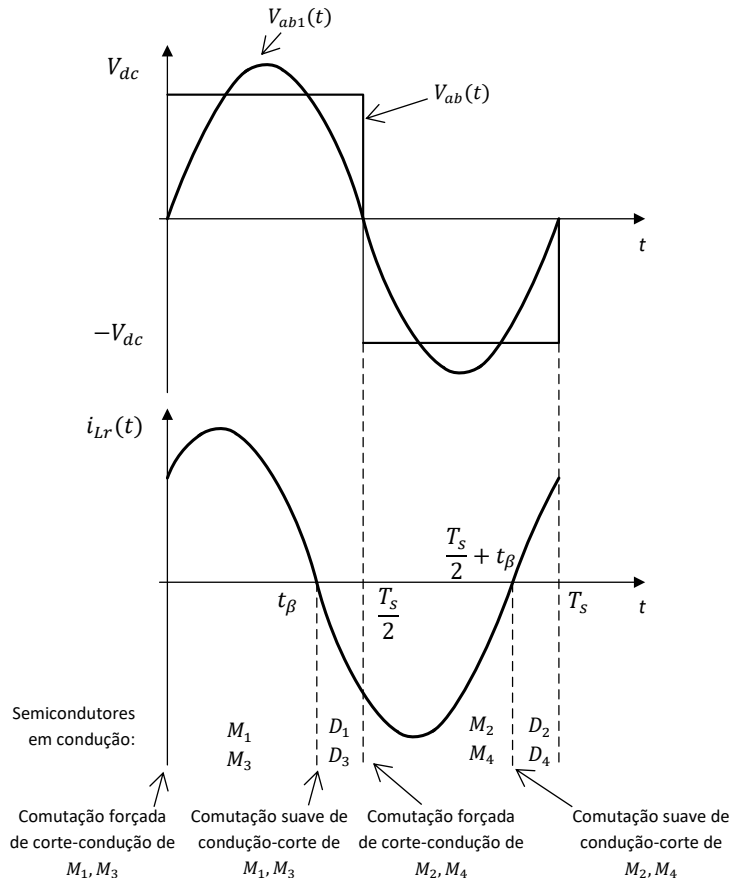


Figura 2.35 Formas de onda da tensão e corrente no modo ZCS[9]

No intervalo de tempo correspondente à primeira metade do período de funcionamento  $0 < t < \frac{T_s}{2}$  a tensão  $V_{ab}$  é igual a  $+V_{dc}$ . No intervalo de tempo  $0 < t < t_\beta$  a corrente  $i_{Lr}(t)$  é positiva e os semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  conduzem. Os díodos  $D_1$  e  $D_3$  conduzem

quando  $i_{Lr}(t)$  é negativa, durante o intervalo  $t_\beta < t < \frac{T_s}{2}$ . Durante o intervalo de tempo  $\frac{T_s}{2} < t < T_s$  o funcionamento é simétrico.

Sabendo que  $i_{Lr}(t)$  está em avanço em relação a  $V_{ab1}(t)$  os semicondutores conduzem antes dos seus respectivos díodos antiparalelo. Durante o intervalo de tempo  $t_\beta < t < \frac{T_s}{2}$ ,  $D_1$  conduz e  $M_1$  pode ser desligado sem ocorrerem perdas por comutação durante esta transição.

O circuito é levado por uma transição sem perdas quando os semicondutores passam ao corte, o que permite ter tempos longos de passagem ao corte.

Regra geral, o modo ZCS pode ocorrer quando o circuito ressonante se comporta como uma carga efetiva do tipo capacitiva à saída do inversor, fazendo com que o cruzamento por zero da corrente ocorra antes do cruzamento por zero da tensão.

A passagem à condução do semiconductor é semelhante à comutação forçada PWM, isto é, é feita no momento em que a corrente está a circular nos díodos antiparalelos, o que força a mudar para o semiconductor e leva a um período de tempo de dissipação de energia, como se pode ver na Figura 2.36, e que leva a perdas por comutação.

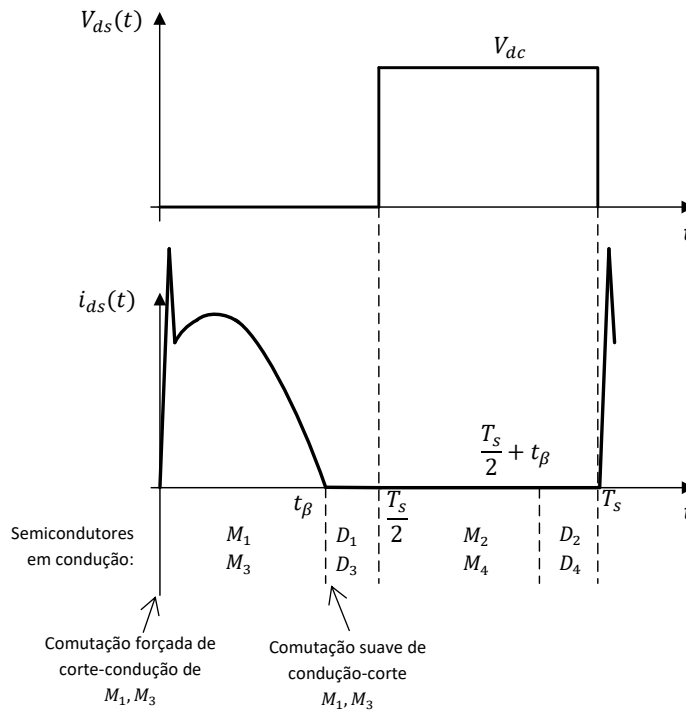


Figura 2.36 Formas de onda de tensão e corrente no transistor  $M_1$  no modo ZCS

Durante a passagem à condução do transistor  $M_1$  o diodo  $D_4$  deve estar ao corte. Nem a corrente nem a tensão no transistor é zero, e  $M_1$  passa por um período de grande dissipação de potência instantânea e ocorrem as perdas por comutação. Este pico de corrente é o maior componente das perdas por comutação.



Como no caso da comutação PWM, a corrente reversa de recuperação do diodo  $D_4$  é conduzida através de  $M_1$ . [9]

A energia armazenada na capacidade dreno-fonte de  $M_1/M_3$  e  $M_2/M_4$ , e na capacidade da camada de depleção de  $D_1$  é perdida quando o semicondutor  $M_1$  passa a conduzir.

As perdas por comutação devido às transições de passagem à condução são a maior desvantagem dos circuitos que funcionam com o modo ZCS.

Como o modo ZCS não minimiza as perdas por comutação que predominam nos conversores com MOSFETs, não se verificam melhorias na eficiência nos conversores com MOSFETs.

#### **Resumo dos pontos importantes do modo ZVS:**

- O modo ZVS ocorre quando  $f_s > f_r$ , e o circuito ressonante apresenta-se como uma impedância predominantemente indutiva à saída do inversor. Consequentemente o cruzamento por zero da tensão  $V_{ab}(t)$  ocorre antes da corrente  $i_{Lr}(t)$  cruzar por zero.
- Durante a passagem à condução não ocorrem perdas por comutação devido aos tempos lentos da transição corte-condução ou devido à carga armazenada nas capacidades dos dispositivos.
- A passagem condução-corte é uma comutação forçada.
- Nos conversores com IGBTs ou outros dispositivos com portadores minoritários, podem ocorrer perdas por comutação durante as transições de condução-corte.
- O modo ZVS é aconselhado para conversores constituídos por MOSFETs e díodos, visto que mitiga as perdas por comutação causadas pela carga de recuperação do diodo e a capacidade de saída dos semicondutores.

#### **Resumo dos pontos importantes do modo ZCS:**

- O modo ZCS ocorre quando  $f_s < f_r$ , e o circuito ressonante apresenta-se como uma impedância predominantemente capacitiva à saída do inversor. Consequentemente a corrente  $i_{Lr}(t)$  cruza por zero primeiro que a tensão  $V_{ab}(t)$ .
- Os semicondutores passam ao corte sem perdas, o que permite ter tempos longos de passagem condução-corte.
- A passagem corte-condução é uma comutação forçada.
- O modo ZCS não minimiza as perdas por comutação que predominam nos conversores com MOSFETs.
- O modo de funcionamento ZCS mitiga as perdas por comutação causadas pela cauda de corrente dos IGBTs e das indutâncias dispersas. O modo ZCS também pode ser usado para a comutação de tirístores (SCR)



## Capítulo 3 Conversor Ressonante em Ponte

### 3.1. Introdução

Neste capítulo apresenta-se o conversor ressonante em ponte com transformador e saída retificada, usado no âmbito desta dissertação, para alimentação dos circuitos de comando de porta dos dispositivos semicondutores de potência dos diferentes módulos do gerador de Marx.

É apresentado o conceito do fenómeno das indutâncias de fuga de um transformador, as equações que predominam no dimensionamento do circuito ressonante, os modos de funcionamento contínuo e descontínuo e os seus intervalos de frequência que definem qual o regime que o conversor opera.

São abordados também alguns métodos de modulação da tensão do inversor com o objetivo de controlar a tensão de saída do conversor.

Apresenta-se também o dimensionamento do circuito ressonante usado no âmbito desta dissertação e sua simulação.

Por último apresenta-se as vantagens e desvantagens deste conversor.

O circuito da Figura 3.1 consiste numa fonte de alimentação de tensão contínua  $V_{dc}$ , um inversor de tensão em ponte, um circuito ressonante  $L_r C_r$  série, um transformador de impulsos, um retificador a díodos de onda completa e uma resistência de carga,  $R_0$ , que representa o *driver* de comando dos IGBTs do gerador de Marx.

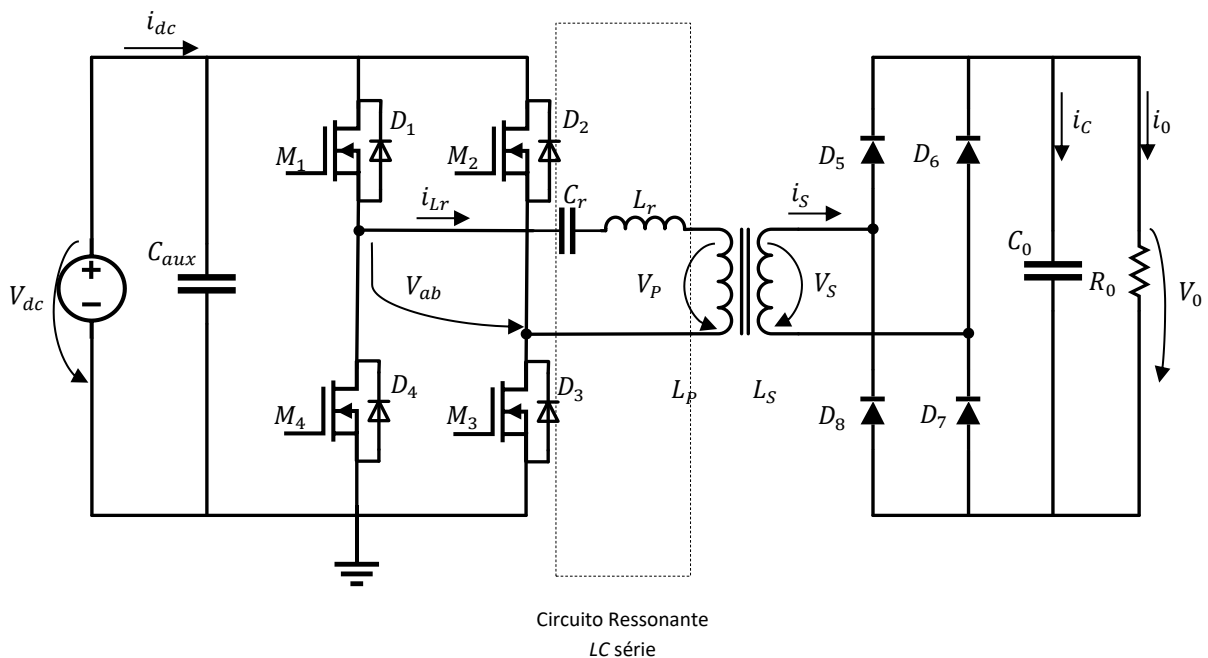


Figura 3.1 Circuito ressonante LC série

A grande vantagem de usar este tipo de conversor é a capacidade de acomodar as indutâncias de fuga dos transformadores de impulsos no seu circuito ressonante, a sua eficiência na conversão de potência e baixa geração de interferências eletromagnéticas.

O circuito inversor ressonante série que está representado na Figura 3.1, produz uma tensão de onda quadrada  $V_{ab}(t)$  aos terminais de saída do inversor.

Existem muitas variantes de circuitos ressonantes, mas normalmente apenas três são consideradas para aplicações de alta tensão, a LC série (a), LC paralelo (b) e LCC híbrida (c), conforme se pode ver na Figura 3.2, em que  $C_s$  é o condensador em série e  $C_p$  é o condensador em paralelo.

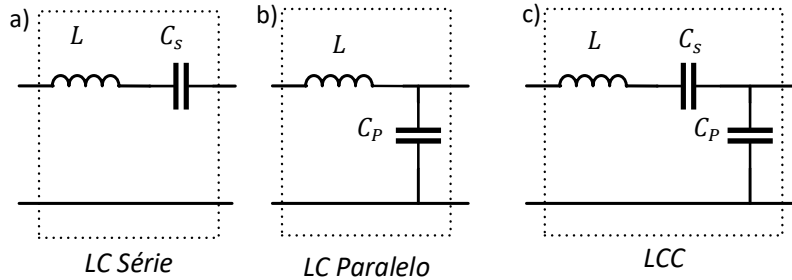


Figura 3.2 Tipos de circuitos ressonantes

O conversor ressonante em ponte da Figura 3.1 é idêntico ao inversor indicado no ponto 2.3 na Figura 2.3, com a diferença da existência do circuito ressonante LC série entre a saída do inversor e o primário do transformador.

Para efeitos de dimensionamento do circuito ressonante e dos restantes componentes do lado do primário pode-se simplificar o circuito da Figura 3.1 no circuito da Figura 3.3, em que  $R_L'$  é a resistência de carga do secundário referida ao primário.

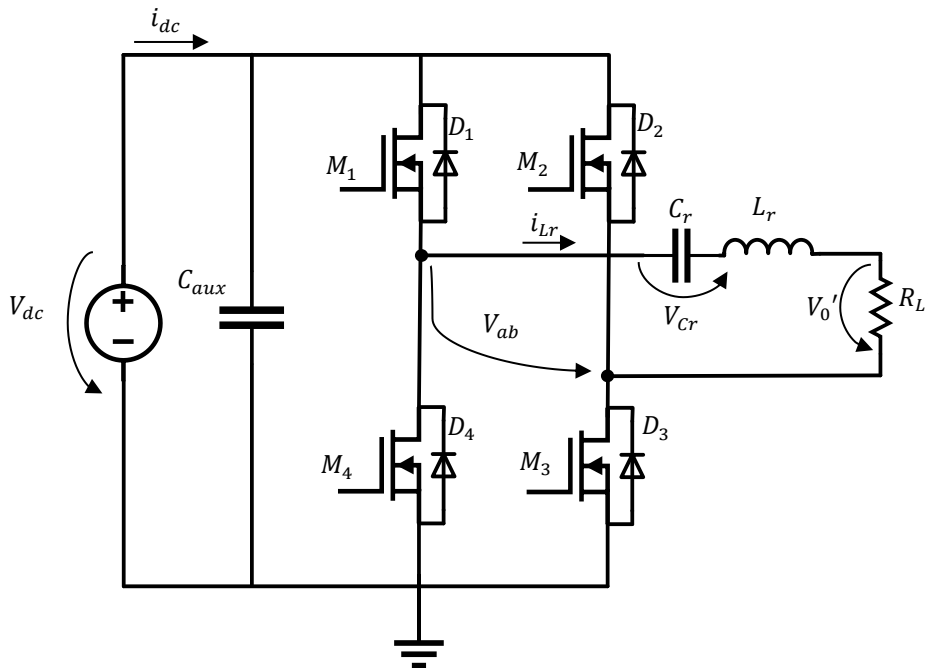


Figura 3.3 Circuito equivalente com a resistência de carga do secundário reduzida ao primário.

Apresenta-se na Figura 3.4, o espectro harmónico de  $V_{ab}(t)$  composto pela sua harmónica fundamental e ímpares. A tensão  $V_{ab}(t)$  é a tensão de saída do inversor aplicada aos terminais do circuito ressonante.

A frequência  $f_r$  do circuito ressonante está sintonizada para a componente fundamental de  $V_{ab}(t)$ , isto é, para a mesma frequência de comutação  $f_s$ , o circuito ressonante filtra as harmónicas depois da primeira harmónica de  $f_s$ .

A consequência desta filtragem é que a corrente do circuito ressonante  $i_{Lr}(t)$  bem como a tensão  $V_{Cr}(t)$  têm formas de onda sinusoidais de frequência igual a  $f_s$  sem harmónicas.

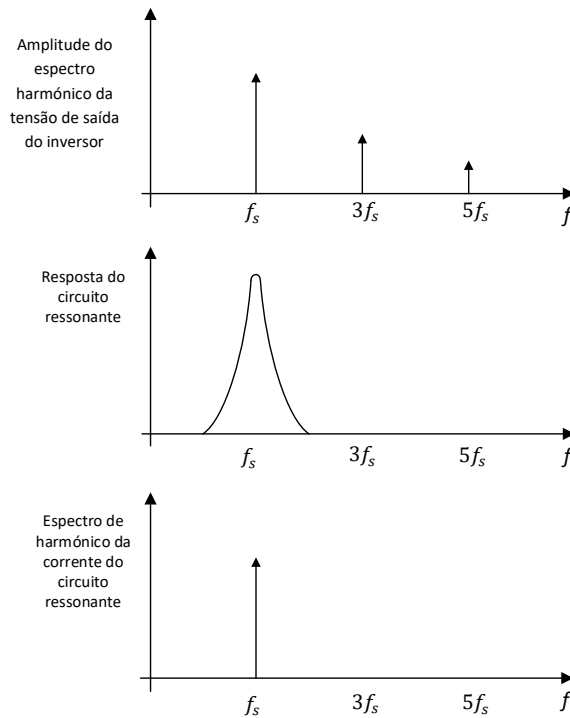


Figura 3.4 Espectro harmónico da tensão e corrente do circuito ressonante

Mudando a frequência de comutação  $f_s$  para mais perto da frequência de ressonância  $f_r$  ou mais longe, as magnitudes de  $i_{Lr}(t)$ ,  $i_s(t)$  e  $V_0$  variam e podem ser controladas. Também é possível alterar estas grandezas mantendo a frequência fixa. Um esquema bastante usado para controlar a tensão de saída do circuito com a frequência fixa é a modulação por mudança de fase (*phase-shift modulation*) [12], que é explicado em maior detalhe no ponto 3.4.2.

A aplicação dos conversores ressonantes do tipo série, paralelo, híbrido *LCC* são usados em aplicações muito específicas, como as fontes de alta tensão, devido a este tipo de fontes ter indutâncias de fuga e capacidades parasitas elevadas nos enrolamentos nos transformadores de alta tensão.

Os conversores ressonantes são usados essencialmente para anular a impedância criada por estes elementos reativos, que contribuem para as perdas por comutação, permitindo comutações suaves. Como já referido anteriormente no ponto 2.5.5, as

perdas por comutação são reduzidas através dos métodos ZCS e ZVS, sendo esta a grande vantagem do uso dos conversores ressonantes.

As transições de condução e corte dos vários elementos semicondutores do conversor ocorrem no cruzamento por zero da corrente. Conseqüentemente as perdas por comutação serão reduzidas, e os conversores ressonantes podem operar a frequências superiores à dos conversores PWM normais.

O modo ZVS pode eliminar algumas das fontes de interferências eletromagnéticas do conversor.

Os conversores ressonantes também têm algumas desvantagens. Os elementos do conversor ressonante podem ser escolhidos para se obter uma boa eficiência num único ponto de operação, o que torna difícil otimizar os elementos ressonantes para que tenham uma boa performance numa gama variada de correntes, de resistência de carga e tensões de entrada.

Se o fator de qualidade  $Q$  do circuito for muito alto, podem circular correntes elevadas através dos elementos do circuito ressonante, até mesmo quando a resistência de carga é removida, levando a uma fraca eficiência. Para valores da frequência normalizada  $F \approx 1$ , pode-se verificar na equação (3-1) que  $Q$  é diretamente proporcional a  $i_{Lr}$ :

$$Q = \frac{Z_0}{R_L'} \Leftrightarrow Q = \frac{Z_0 \cdot i_{Lr}}{V_{ab}} \Leftrightarrow i_{Lr} = \frac{Q \cdot V_{ab}}{Z_0} \quad (3-1)$$

Em que a frequência de ressonância é definida pela equação (2-35), e a relação entre  $f_s$  e  $f_r$  é definida pela frequência normalizada  $F$ :

$$F = \frac{f_s}{f_r} \quad (3-2)$$

As formas de onda sinusoidais podem ter grandes amplitudes comparando com as formas de onda quadradas dos conversores PWM, ignorando é claro, os picos de corrente devido à carga armazenada nos semicondutores dos conversores.

Neste caso os conversores ressonantes podem ter mais perdas por condução do que perdas por comutação, o que pode anular o benefício de se ter as perdas por comutação reduzidas com este tipo de conversor.

As propriedades dos inversores com conversores ressonantes também podem ser estudadas usando um método chamado de Aproximação Sinusoidal, que pode ser consultado com mais detalhe em [9].

Esta aproximação intuitiva tem bastante precisão a quando da operação em modo de condução contínua com um fator de qualidade  $Q$  alto, mas torna-se menos precisa quando o circuito ressonante opera com um fator de qualidade  $Q$  baixo, ou quando o conversor opera dentro ou mesmo perto do modo de condução descontínua. A explicação acerca do modo de condução descontínua encontra-se no ponto 3.2.1.

As harmônicas de ordem superior a  $f_s$  são negligenciadas sendo as formas de onda do circuito ressonante assumidas como puramente sinusoidais.

Isto permite que sejam obtidos circuitos equivalentes simples do conversor, que podem ser resolvidos usando uma análise linear.

### 3.1.1. Indutâncias de Fuga

As indutâncias de fuga são elementos indutivos presentes num transformador que resultam da imperfeição do acoplamento magnético entre enrolamentos.

Qualquer fluxo magnético que não ligue o enrolamento primário ao enrolamento secundário atua como uma impedância indutiva em série com o primário, assim esta indutância de fuga é vista num esquema elétrico como uma indutância adicional antes do enrolamento primário de um transformador ideal. [13]

Em determinadas aplicações como fontes comutadas, balastros eletrônicos, as indutâncias de fuga do transformador são um fator crítico no dimensionamento de um produto. [14]

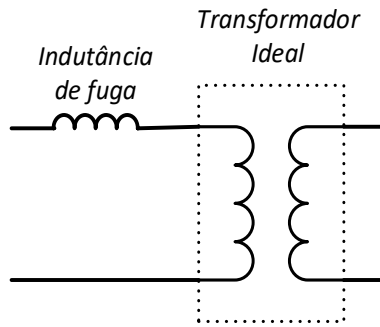


Figura 3.5 Esquema equivalente do transformador com a indutância de fuga

As indutâncias de fuga são um dos elementos que mais contribuem para as perdas por comutação, mas uma adequada adaptação destas no circuito ressonante podem-se tornar no elemento fundamental na ajuda da comutação suave.

### 3.1.2. Circuito ressonante $LC$ série não amortecido e onduladores de tensão

Algumas das equações importantes que ainda não foram demonstradas ao longo da dissertação serão apresentadas neste ponto.

#### 3.1.2.1 Circuito ressonante $LC$ série não amortecido

As equações do conversor ressonante série da Figura 3.3 podem ser determinadas negligenciando a parte resistiva do circuito, e onde a tensão de entrada é  $V_{ab}(t)$  no instante de tempo  $t = t_0$ .

Considerando as condições iniciais da bobina  $i_{Lr}(0)$ , do condensador  $V_{Cr}(0)$ , e como variáveis de estado a corrente da bobina  $i_{Lr}$  e a tensão do condensador  $V_{Cr}$ , as equações do circuito podem ser escritas da seguinte forma [15]:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_{Cr} = V_{ab} \quad (3-3)$$

e

$$C_r \frac{dV_{Cr}}{dt} = i_{Lr} \quad (3-4)$$

A solução para este conjunto de equações para  $t \geq t_0$ :

$$i_{Lr}(t) = I_{Lr}(0)\cos\omega_0(t - t_0) + \frac{V_{ab} - V_{Cr}(0)}{Z_0}\sin\omega_0(t - t_0) \quad (3-5)$$

e

$$V_{Cr}(t) = V_{ab} - (V_{ab} - V_{Cr}(0))\cos\omega_0(t - t_0) + Z_0 I_{Lr}(0)\sin\omega_0(t - t_0) \quad (3-6)$$

Onde a frequência angular já dada anteriormente pela equação (2-33):

$$\omega_0 = \omega_r = 2\pi f_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (3-7)$$

e a impedância característica do circuito ressonante  $Z_0$  é definida por:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3-8)$$

E a corrente  $i_{Lr}$  é dada por:

$$i_{Lr} = \frac{V_{ab}}{Z_0} = V_{ab} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (3-9)$$

Com base na equação (3-9) podemos obter o valor máximo de corrente no circuito ressonante  $LC$  série, assumindo que idealmente se tem  $V_{ab} = V_{dc}$ . Esta aproximação é importante para determinar a corrente que irá surgir no primário em caso de curto-circuito no secundário. Podemos concluir que a impedância característica do circuito



ressonante  $Z_0$  funcionará como um limitador à corrente de curto-circuito, sendo que, em determinados casos, pode ser usada como proteção do conversor contra curto-circuitos. De acordo com [12] a condição necessária para que a impedância  $Z_0$  funcione como proteção contra curto-circuitos é a operação do conversor no modo ZVS.

### 3.1.2.2 Onduladores de tensão (inversor)

Neste ponto são apresentadas as equações dos onduladores de tensão (inversores), algumas delas já expostas no ponto 2.3.1.1.2, mas para uma carga do tipo  $RLC$ , com base no desenvolvimento das séries de Fourier para a tensão de saída do inversor  $V_{ab}$  e a corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$ .

A tensão da forma de onda quadrada à saída do inversor  $V_{ab}$  é dada pela série de Fourier, já descrita na equação (2-5) em que  $V_{dc}$  é a tensão da fonte de alimentação:

$$V_{ab} = \sum_{k=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{k\pi} \sin(k\omega t) \quad (3-10)$$

$$V_{ab1} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \approx 1,27V_{dc} \quad (3-11)$$

De acordo com a equação (2-7) o valor eficaz da tensão  $V_{ab}$ :

$$V_{ab} = V_{dc} \quad (3-12)$$

A corrente do circuito ressonante é dada por:

$$i_{Lr} = \sum_{k=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_{dc}}{k\pi Z_k} \sin(k\omega t - \varphi_k) \quad (3-13)$$

O valor eficaz da corrente  $I_{Lr}$  é dado por:

$$I_{Lr} = \sqrt{\sum_{k=1,3,5}^{\infty} \frac{1}{2} \left( \frac{4V_{dc}}{k\pi Z_k} \right)^2} \quad (3-14)$$

O fator de amortecimento vem dado por:

$$\xi = \frac{R_L'}{2Z_0} \quad (3-15)$$

A impedância  $RLC$  série do circuito é dada por:

$$Z_n = \sqrt{R_L'^2 + \left(n\omega_s L_r - \frac{1}{n\omega_s C_r}\right)^2} = Z_0 \sqrt{4\xi^2 + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s}\right)^2} \quad (3-16)$$

Em que  $n$  é o múltiplo de harmônicas.

E o ângulo de fase da impedância  $RLC$  série:

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega_s L_r - \frac{1}{n\omega_s C_r}}{R_L'} = \tan^{-1} Q \left( \frac{n\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega_s} \right) \quad (3-17)$$

A frequência natural,  $\omega_0$ , também conhecida por frequência de ressonância e que é definida por  $L_r$  e  $C_r$ , e a frequência de comutação é definida por  $\omega_s$  ( $rad/s$ ) ou  $f_s$  ( $Hz$ ).

A relação entre a tensão de saída  $V_o$  na resistência de carga e a tensão de alimentação de entrada  $V_{dc}$  é o ganho do conversor.

$$M = \text{ganho} = \frac{V_o}{V_{dc}} \quad (3-18)$$

### 3.2. Modos de Funcionamento

O conversor ressonante série opera no ponto ótimo quando a frequência de comutação,  $f_s$ , coincide exatamente com a frequência de ressonância,  $f_r$ , resultando em  $F = 1$ , tendo assim o seu ganho máximo de tensão  $V_0/V_{dc} = 1$ . Contudo devido à grande dificuldade de operar neste ponto de funcionamento, que se deve essencialmente à dificuldade de os componentes de mercado não terem exatamente os mesmos valores dos calculados, muitas vezes opta-se por operar no regime ZVS ou ZCS.

Na Figura 3.6 encontra-se o gráfico do ganho do circuito ressonante LC série em função da frequência normalizada  $F$ .

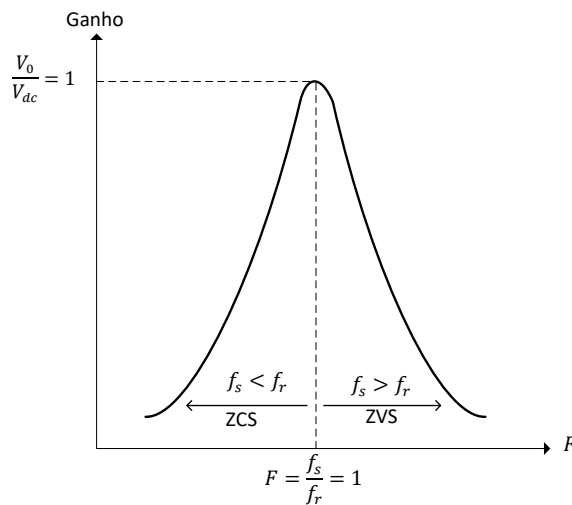


Figura 3.6 Ganho do circuito ressonante LC série em função da frequência normalizada  $F$

Mas mesmo a operar nestes regimes podemos ter comportamentos distintos dependendo de certos intervalos de  $f_s$ .

O conversor com comando de plena onda da Figura 3.7 pode funcionar em 3 modos principais definidos pelos seguintes intervalos:

$$\begin{cases} f_s < \frac{1}{2}f_r \\ \frac{1}{2}f_r < f_s < f_r \\ f_r > f_s \end{cases}$$

Que dependem sempre da relação da frequência normalizada  $F$ , e do fator de qualidade  $Q$ .

$Q$  e  $F$  determinam se a corrente irá circular continuamente ou descontinuamente.

Para esta explicação não é tido em conta o transformador por não acrescentar valor e não alterar a validade da mesma.

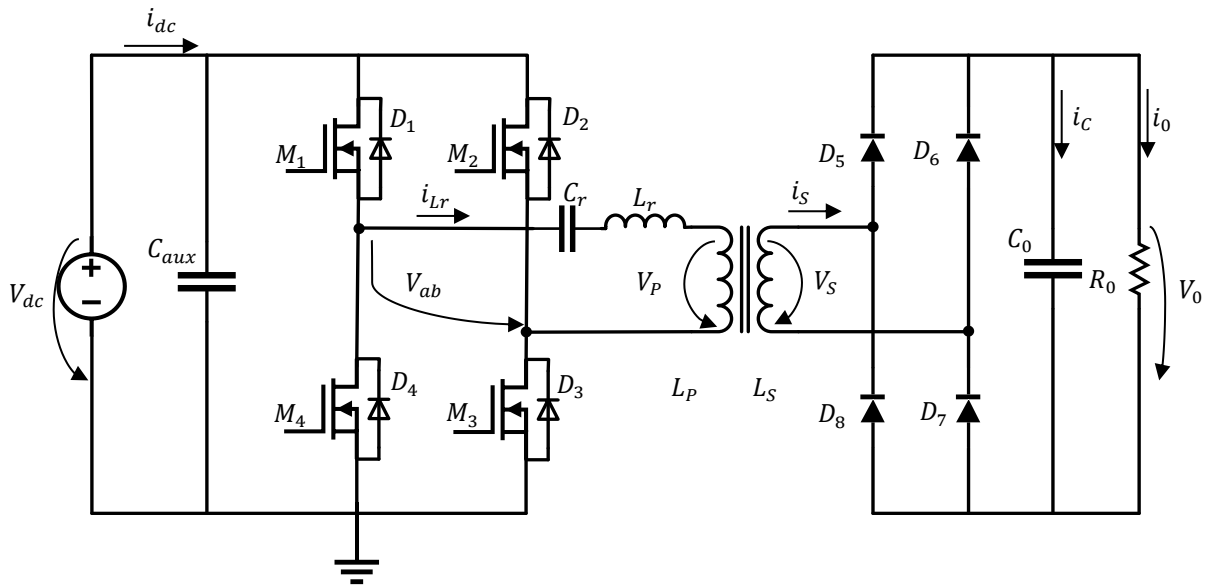


Figura 3.7 Circuito ressonante LC série

A corrente do circuito ressonante é definida por  $i_{Lr}$ , a tensão no condensador ressonante é  $V_{Cr}$ , a tensão à saída da ponte inversora é  $V_{ab}$ , o lado do secundário do transformador é composto pela ponte retificadora e um condensador em paralelo com a resistência de carga, que são representados por uma fonte de tensão  $V_0$ , e a tensão nos terminais do circuito ressonante é  $V_{Tanque}$ , conforme se pode observar no exemplo da Figura 3.8, que representa uma simplificação do conversor ressonante da Figura 3.7.

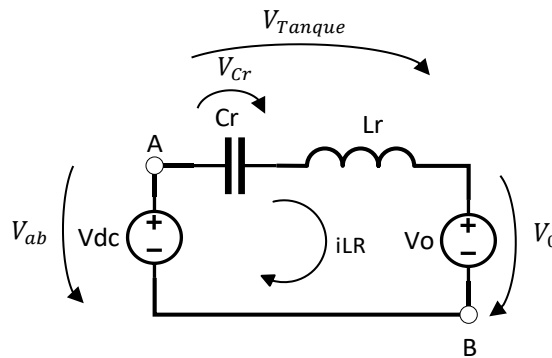


Figura 3.8 Circuito ressonante simplificado

Quando a corrente  $i_{Lr}$  é positiva, esta é conduzida através de  $M_1$  e  $M_3$  se estiverem ativos, caso contrário é conduzida pelos díodos  $D_2$  e  $D_4$ . Similarmente quando a corrente  $i_{Lr}$  é negativa esta é conduzida através de  $M_2$  e  $M_4$  se estiverem ativos, caso contrário é conduzida através dos díodos  $D_1$  e  $D_3$ .

Para  $i_{Lr} > 0$ :

- $M_1$  e  $M_3$  a conduzir:  $V_{ab} = +V_{dc}$       $V_{Tanque} = +V_{dc} - V_0$
- $D_2$  e  $D_4$  a conduzir:  $V_{ab} = -V_{dc}$       $V_{Tanque} = -V_{dc} - V_0$

Para  $i_{Lr} < 0$

- $M_2$  e  $M_4$  a conduzir:  $V_{ab} = -V_{dc}$      $V_{Tanque} = -V_{dc} + V_0$
- $D_1$  e  $D_3$  a conduzir:  $V_{ab} = +V_{dc}$      $V_{Tanque} = +V_{dc} + V_0$

### 3.2.1. Modo Condução Descontínuo $f_s < 1/2 f_r$

O modo de condução descontínuo é caracterizado pela ausência de corrente num intervalo de tempo, conforme se pode observar na Figura 3.9. Na metade do período de operação  $\frac{T}{2}$ , o período de comutação,  $T_s$ , excede um período de ressonância  $T_r$ , e assim verifica-se que  $f_s < \frac{1}{2} f_r$ .

Este modo de condução opera abaixo de metade da frequência de ressonância, estando assim no modo de comutação ZCS, mas havendo descontinuidade da corrente, sendo designado como modo descontínuo.

Na Figura 3.9 encontram-se representadas as formas de onda de corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$ , da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ , da tensão à saída da ponte inversora  $V_{ab}$ , e os sub-intervalos de funcionamento.

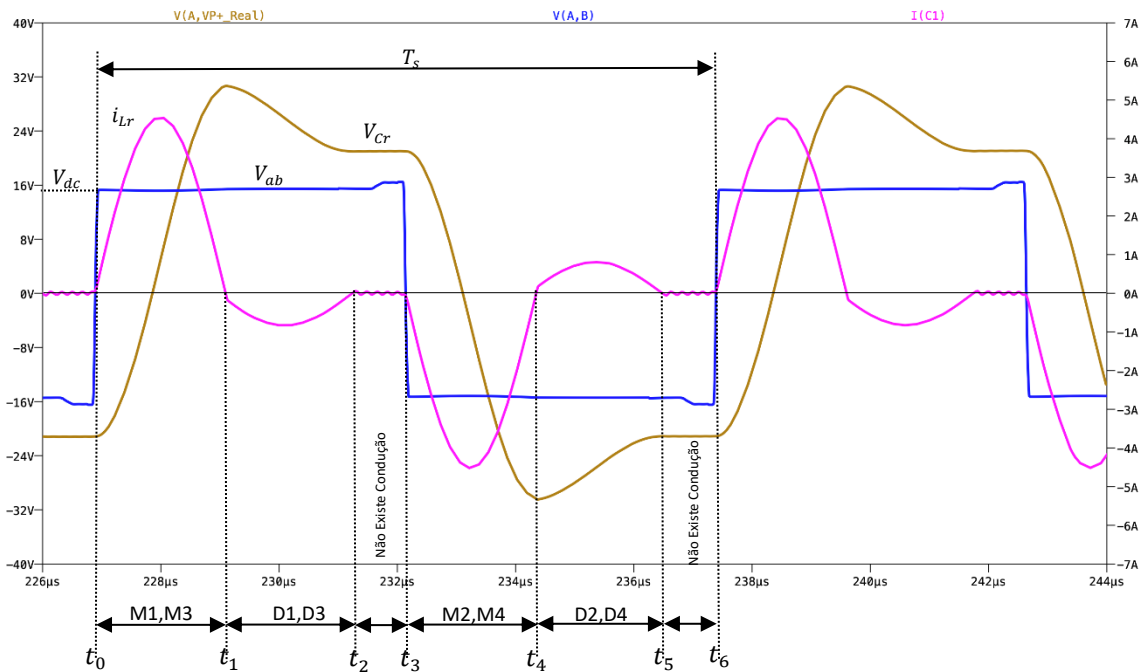


Figura 3.9 Formas de onda de  $V_{Cr}$ ,  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  do modo descontínuo  $f_s < \frac{1}{2} f_r$

O período  $T_s$  está compreendido entre  $t_0 < t < t_6$  e é dividido em 6 partes, em que cada parte corresponde a um sub-intervalo de funcionamento de troca de energia entre a carga ( $V_0$ ), o circuito ressonante e a fonte  $V_{dc}$ .

O intervalo de tempo  $t_0 < t < t_1$  corresponde ao 1º sub-intervalo, em que a fonte  $V_{dc}$  transfere energia para  $V_0$ , a corrente  $i_{Lr}$  e a tensão à saída de  $V_{dc}$  são positivos. Em  $t = t_0$  os semicondutores  $M_1$  e  $M_3$  começam a conduzir com a corrente  $i_{Lr}$  igual a zero.

Esta situação é conhecida por comutação suave.  $M_1$  e  $M_3$  conduzem a corrente menos de metade de um período,  $\frac{T_s}{2}$ .

Na Figura 3.10 observam-se os sub-intervalos de funcionamento no intervalo de tempo  $t_0 < t < t_3$  do modo descontinuo  $f_s < \frac{1}{2}f_r$ .

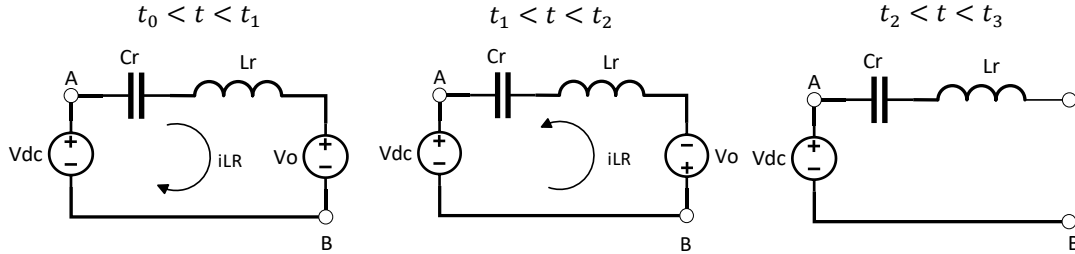


Figura 3.10 Sub-intervalos entre  $t_0 < t < t_3$  do modo descontinuo  $f_s < \frac{1}{2}f_r$

O intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  corresponde ao 2º sub-intervalo, em que parte da energia do circuito ressonante e de  $V_0$  é devolvida à fonte  $V_{dc}$ , ou seja, a corrente  $i_{Lr}$  é negativa e  $V_{dc}$  positivo. Neste momento os díodos antiparalelo  $D_1$  e  $D_3$  conduzem a corrente negativa  $i_{Lr}$ .

Em  $t = t_1$  a corrente  $i_{Lr}$  cruza por zero, e a tensão  $V_{Cr}$  atinge o seu valor máximo.

O intervalo de tempo  $t_2 < t < t_3$  corresponde ao 3º sub-intervalo,  $V_{ab}$  mantém-se positivo e a fonte  $V_{dc}$  deixa de receber ou fornecer energia, como se a fonte  $V_0$  tivesse sido desacoplada. Neste momento não existe circulação de corrente.

O intervalo de tempo  $t_3 < t < t_4$  corresponde ao 4º sub-intervalo, o intervalo de tempo  $t_4 < t < t_5$  corresponde ao 5º sub-intervalo, e o intervalo de tempo  $t_5 < t < t_6$  corresponde ao 6º sub-intervalo que são similares aos sub-intervalos anteriores e já descritos mas com a polaridade oposta, por este motivo não existe necessidade de voltar a repetir a mesma descrição.

Na Figura 3.11 observam-se os sub-intervalos de funcionamento no intervalo de tempo  $t_3 < t < t_6$  do modo descontinuo  $f_s < \frac{1}{2}f_r$ .

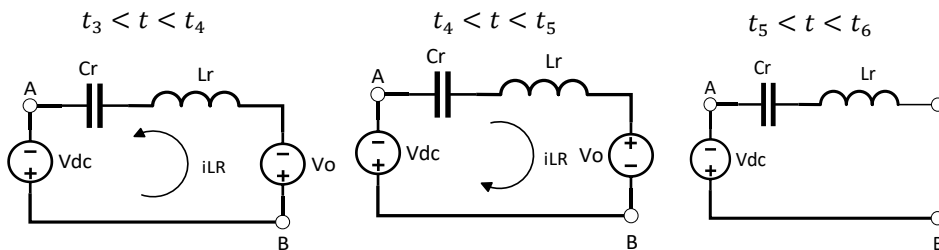


Figura 3.11 Sub-intervalos entre  $t_3 < t < t_6$  do modo descontinuo  $f_s < \frac{1}{2}f_r$

Neste modo de operação, os transístores passam ao corte com a corrente e a tensão a zero, desde que a corrente na bobina caia para zero.

Também os diodos passam à condução com a corrente a zero e ficam inversamente polarizados com a corrente a zero.

Desde que os transístores passem ao corte com a corrente a zero neste modo de operação, é possível usar tirístores em aplicações de baixa frequência de comutação.

A desvantagem deste modo são os picos de corrente elevados no circuito que causam perdas por condução elevadas quando comparadas com o modo de condução contínuo, resultando num rendimento fraco.

### 3.2.2. Modo Condução Contínuo $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$

Este modo de condução opera abaixo da frequência de ressonância, estando no modo de comutação ZCS e acima de metade do valor da frequência de ressonância, não havendo descontinuidade da corrente, sendo assim designado como modo contínuo.

Na Figura 3.12 encontram-se as formas de onda da corrente na bobina  $i_{Lr}$ , da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ , e da tensão à saída da ponte inversora  $V_{ab}$ .

O período  $T_s$  está compreendido entre  $t_0 < t < t_4$  e é dividido em 4 sub-intervalos de funcionamento de troca de energia entre  $V_0$ , o circuito ressonante e a fonte  $V_{dc}$ .

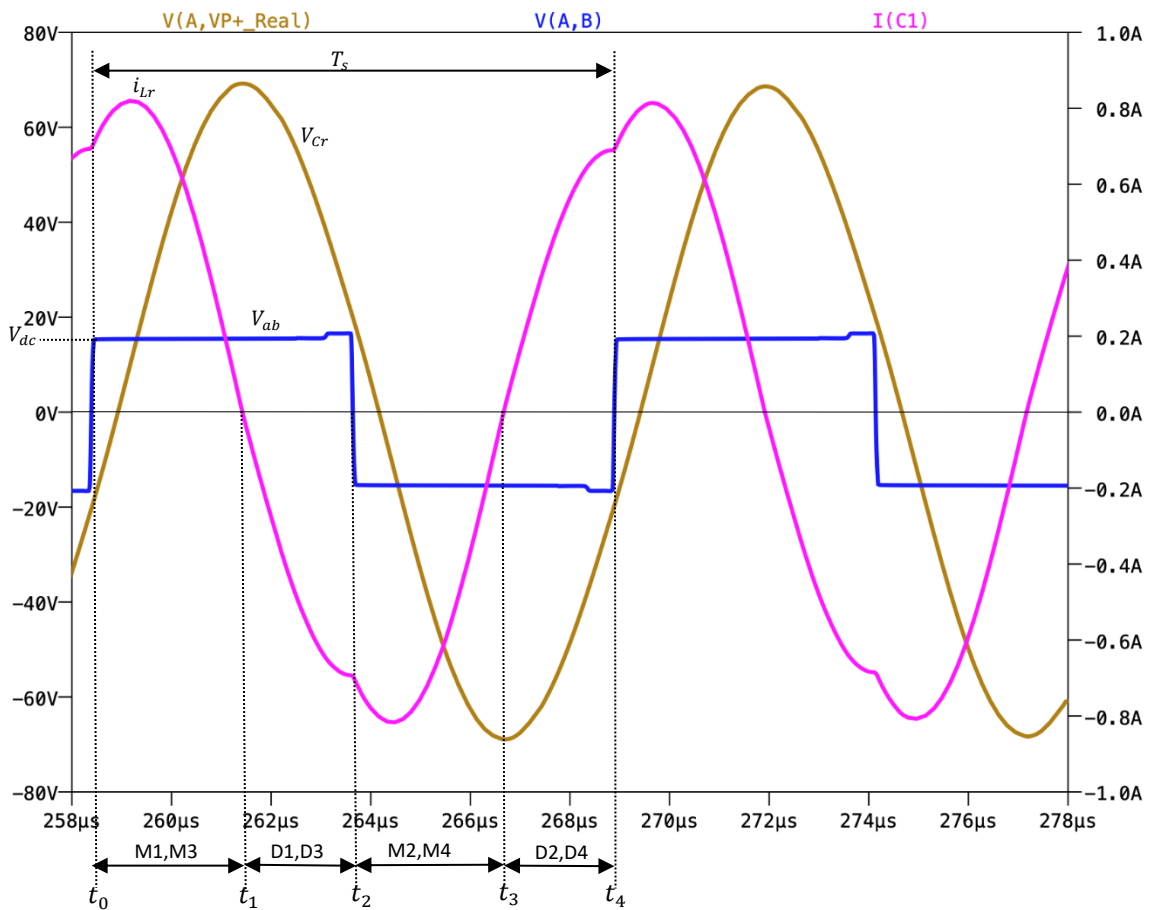


Figura 3.12 Formas de onda de  $V_{Cr}$ ,  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  do modo contínuo  $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$

O intervalo de tempo  $t_0 < t < t_1$  corresponde ao 1º sub-intervalo, em que a fonte  $V_{dc}$  transfere energia para  $V_0$ , em que a corrente é positiva. Em  $t = t_0$ ,  $M_1$  e  $M_3$  começam a conduzir, mas neste momento já existe a corrente  $i_{Lr}$  a circular no circuito. Esta situação provoca perdas por comutação na passagem à condução.

O intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  corresponde ao 2º sub-intervalo, em que a fonte  $V_{dc}$  recebe energia de  $V_0$  e parte do circuito ressonante, ou seja, a corrente  $i_{Lr}$  é negativa e  $V_{dc}$  positivo. Neste momento os díodos antiparalelo  $D_1$  e  $D_3$  conduzem a corrente  $i_{Lr}$ . Em  $t = t_1$  a corrente  $i_{Lr}$  cruza por zero, e a tensão  $V_{Cr}$  atinge o seu valor máximo, e a corrente  $i_{Lr}$  cruza por zero com a tensão nos transístores a zero, dando-se uma transição condução-corte suave.

Na Figura 3.13 observam-se os sub-intervalos de funcionamento no intervalo de tempo  $t_0 < t < t_4$  do modo contínuo  $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$

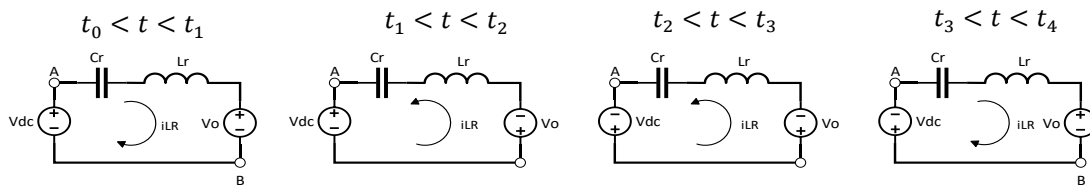


Figura 3.13 Sub-intervalos entre  $t_0 < t < t_4$  do modo contínuo  $\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$

O intervalo de tempo  $t_2 < t < t_3$  corresponde ao 3º sub-intervalo e o intervalo de tempo  $t_3 < t < t_4$  corresponde ao 4º e último sub-intervalo de um período de comutação, e que são similares aos sub-intervalos anteriores já descritos, mas com a polaridade oposta.

Este método oferece poucas vantagens para transístores como os MOSFETs, sendo mais vantajosa para IGBTs devido ao prolongamento da corrente na passagem ao corte, chamada de cauda de corrente devido ao tipo de construção destes semicondutores já referido no ponto 2.5.3 e no ponto 2.5.4.1.2.

### 3.2.3. Modo Condução Contínuo $f_s > f_r$

Este modo de condução opera acima da frequência de ressonância, estando no modo de comutação ZVS, não havendo descontinuidade da corrente, sendo designado como modo contínuo. Na Figura 3.14 encontram-se as formas de onda da corrente  $i_{Lr}$ , da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ , e da tensão à saída da ponte inversora  $V_{ab}$ .

O período  $T_s$  está compreendido entre  $t_0 < t < t_4$  e é dividido em 4 sub-intervalos de funcionamento de troca de energia entre  $V_0$ , o circuito ressonante e a fonte  $V_{dc}$ .



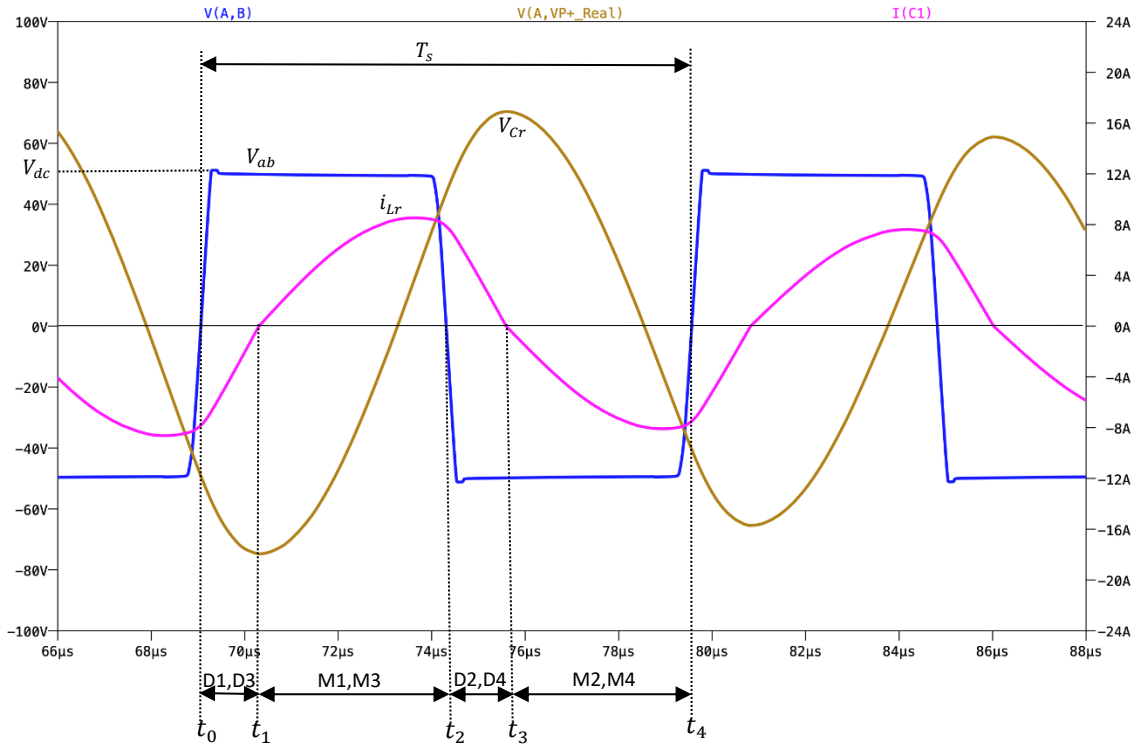


Figura 3.14 Formas de onda ( $V_{Cr}$ ,  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ ) e os sub-intervalos para o modo contínuo  $f_s > f_r$

O intervalo de tempo  $t_0 < t < t_1$  corresponde ao 1º sub-intervalo, em que a fonte  $V_{dc}$  recebe energia do circuito ressonante,  $i_{Lr}$  é negativa e  $V_{ab}$  positivo. Em  $t = t_0$   $D_1$  e  $D_3$  começam a conduzir a corrente  $i_{Lr}$ .

O intervalo de tempo  $t_1 < t < t_2$  corresponde ao 2º sub-intervalo, em que a fonte  $V_{dc}$  fornece energia ao circuito ressonante, ou seja, a corrente  $i_{Lr}$  é positiva e  $V_{ab}$  positivo. Em  $t = t_1$ ,  $M_1$  e  $M_3$  começam a conduzir a corrente quando esta cruza por zero, o que evita perdas por comutação na passagem à condução dos transístores.

A corrente  $i_{Lr}$  ao cruzar por zero a tensão  $V_{Cr}$  atinge o seu valor mínimo.

O intervalo de tempo  $t_2 < t < t_3$  corresponde ao 3º sub-intervalo e o intervalo de tempo  $t_3 < t < t_4$  corresponde ao 4º e último sub-intervalo de um período de comutação, e que são similares aos sub-intervalos anteriores já descritos, mas com a polaridade oposta.

Na Figura 3.15 observam-se os sub-intervalos de funcionamento no intervalo de tempo  $t_0 < t < t_4$  do modo contínuo  $f_s > f_r$ .

$$t_0 < t < t_1$$

$$t_1 < t < t_2$$

$$t_2 < t < t_3$$

$$t_3 < t < t_4$$

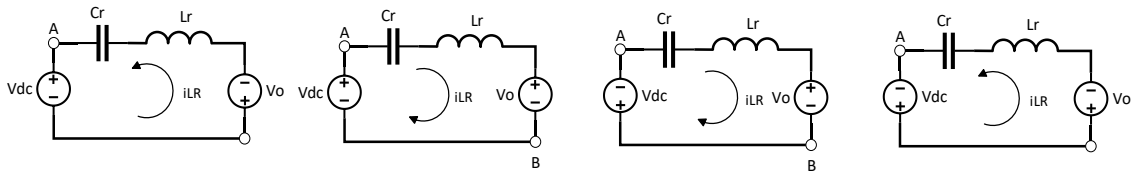


Figura 3.15 Sub-intervalos entre  $t_0 < t < t_4$  do modo contínuo  $f_s > f_r$

De notar que devido à grande tensão negativa aplicada ao circuito LC ressonante ( $V_{tanque} = -V_{dc} - V_0$ ), a corrente através dos díodos vai rapidamente para zero

A vantagem em operar neste modo contínuo,  $f_s > f_r$ , é a capacidade de colocar os transístores à condução antes da corrente cruzar por zero, evitando perdas por comutação na transição de corte-condução, sendo o ideal para os MOSFETs, como já foi visto nos pontos 2.5.2 e 2.5.4.1.1. Também se verifica que os díodos em antiparalelo com os transístores não necessitam de ser de recuperação rápida, devido ao facto de estarem a passar ao corte com a corrente a zero.

A grande desvantagem é que os interruptores são colocados ao corte ainda a conduzir a corrente  $i_{Lr}$ , o que causa grandes perdas por comutação na passagem ao corte.

Na Tabela 3.1 encontra-se um resumo com uma comparação dos modos de condução.

Tabela 3.1 Comparação dos modos de condução

Modo de condução	Intervalo de funcionamento	Ideal para	Desvantagens	Vantagens
Modo de condução contínuo	$f_s > f_r$	MOSFET	Os interruptores são colocados ao corte ainda a conduzir a corrente $i_{Lr}$ , o que causa grandes perdas por comutação na passagem ao corte Tensão $V_{Cr}$ e corrente $i_{Lr}$ elevadas.	Evita perdas por comutação na transição de corte-condução, sendo o ideal para os MOSFETs.
	$\frac{1}{2}f_r < f_s < f_r$	IGBT	A transição corte-condução é forçada, por isso não é aconselhável para os MOSFETs, que têm bastantes perdas nesta transição. Tensão $V_{Cr}$ elevada.	Devido à transição condução-corte se fazer com a corrente a zero, torna-se ideal para IGBTs devido ao prolongamento da corrente na passagem ao corte.
Modo de condução descontinuo	$f_s < \frac{1}{2}f_r$	SCR	Picos de corrente $i_{Lr}$ elevados no circuito que causam perdas por condução elevadas quando comparadas com o modo de condução contínuo, resultando num rendimento fraco.	Ideal para os tirístores (SCR), que passam à condução com a corrente a zero e ficam inversamente polarizados com a corrente a zero. Tensão $V_{Cr}$ é reduzida.

### 3.3. Tipos de comando

Existem vários tipos de comando do inversor da Figura 3.16 com a finalidade de regular a tensão à saída. Podemos dividi-los em dois grupos.

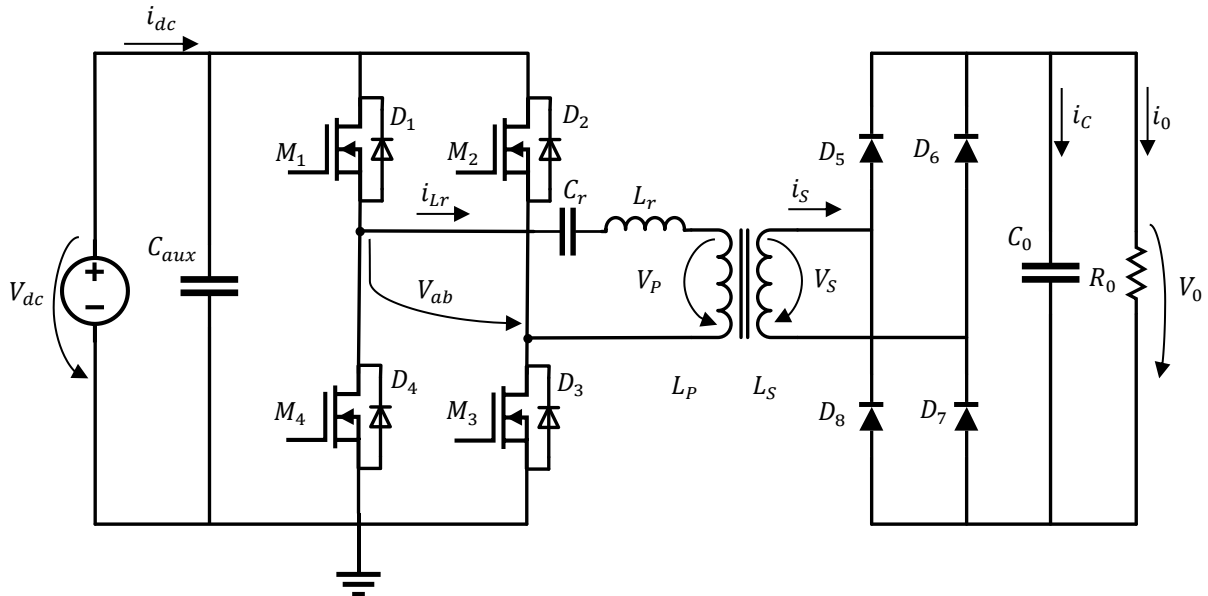


Figura 3.16 Circuito do conversor ressonante LC série com transformador

Comando a 2 níveis:

- Comando de plena onda: os dispositivos semicondutores são comandados aos pares e de modo complementar com um fator de ciclo de  $\delta = 0,5$  conforme se pode observar na Figura 3.17 a), ou seja,  $M_1$  e  $M_3$  estão à condução durante a 1ª metade do período de comutação e  $M_2$  e  $M_4$  estão ao corte, na 2ª metade do período invertem. Este foi o tipo de comando usado no âmbito desta dissertação.
- Comando por modulação de largura de impulsos (*pulse width modulation*) PWM: conforme se observa na Figura 3.17 b) o inversor comuta a uma frequência  $1/T$  muitas vezes superior à frequência fundamental  $1/T_F$ , em que o fator de ciclo  $\delta$  é obtido por comparação de uma forma de onda triangular chamada de portadora, de frequência  $1/T$ , com uma forma de onda sinusoidal de menor frequência,  $1/T_F$ , chamada de modulante. O funcionamento é caracterizado da seguinte forma, por cada período  $T$  com  $T \ll T_F$ , para o intervalo de tempo  $0 < t < \delta T$ ,  $M_1$  e  $M_3$  são comandados à condução e  $M_2$  e  $M_4$  ao corte. Durante o intervalo de tempo  $\delta T < t < T$ ,  $M_1$  e  $M_3$  são comandados ao corte e  $M_2$  e  $M_4$  são colocados à condução.

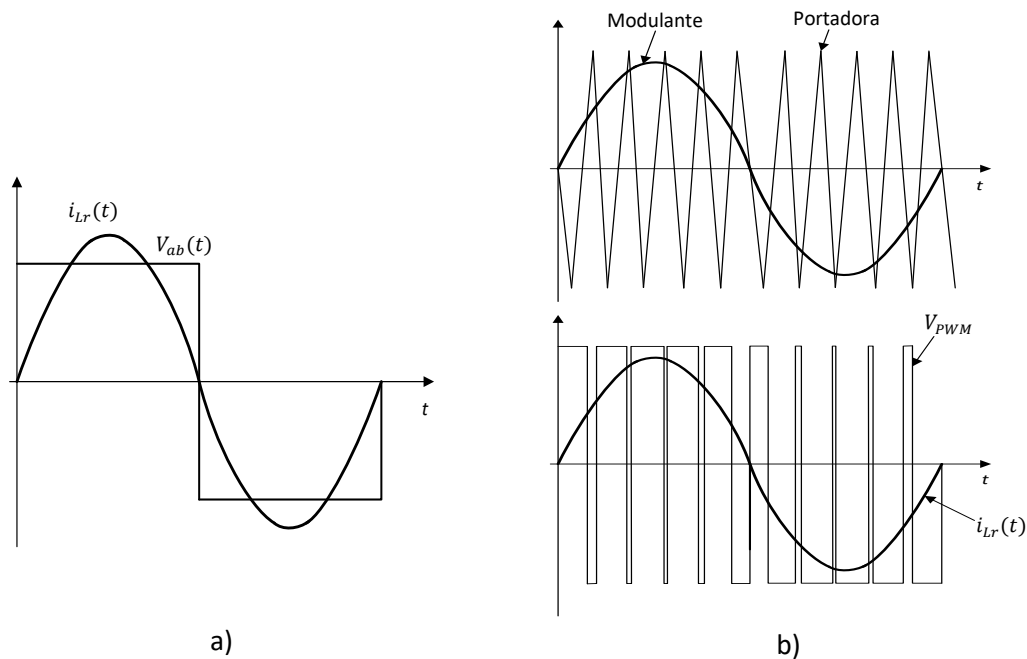


Figura 3.17 Formas de onda de tensão e corrente para: Comando de plena onda a); PWM b)

#### Comando a 3 níveis:

- Comando por modulação de largura de um impulso ou por mudança de fase (*PSM-Phase Shift Modulation*): Conforme se pode observar na Figura 3.18 a) Consiste numa modulação de frequência fixa, em que o que varia é o tempo que os dispositivos semicondutores estão a conduzir. A sua explicação está descrita com mais detalhe no ponto 3.4.2.
- Comando por largura de impulso de três níveis PWM: conforme se observa na Figura 3.18 b), o seu funcionamento é semelhante à forma de onda da Figura 3.17 b), mas que neste caso é feita a comparação da modulante com duas portadoras, que estão desfasadas  $90^\circ$  entre si, em que a portadora A quando comparada com a modulante gera a alternância positiva de  $V_{PWM}$ , e quando a portadora B é comparada com a modulante é gerada a alternância negativa de  $V_{PWM}$ .

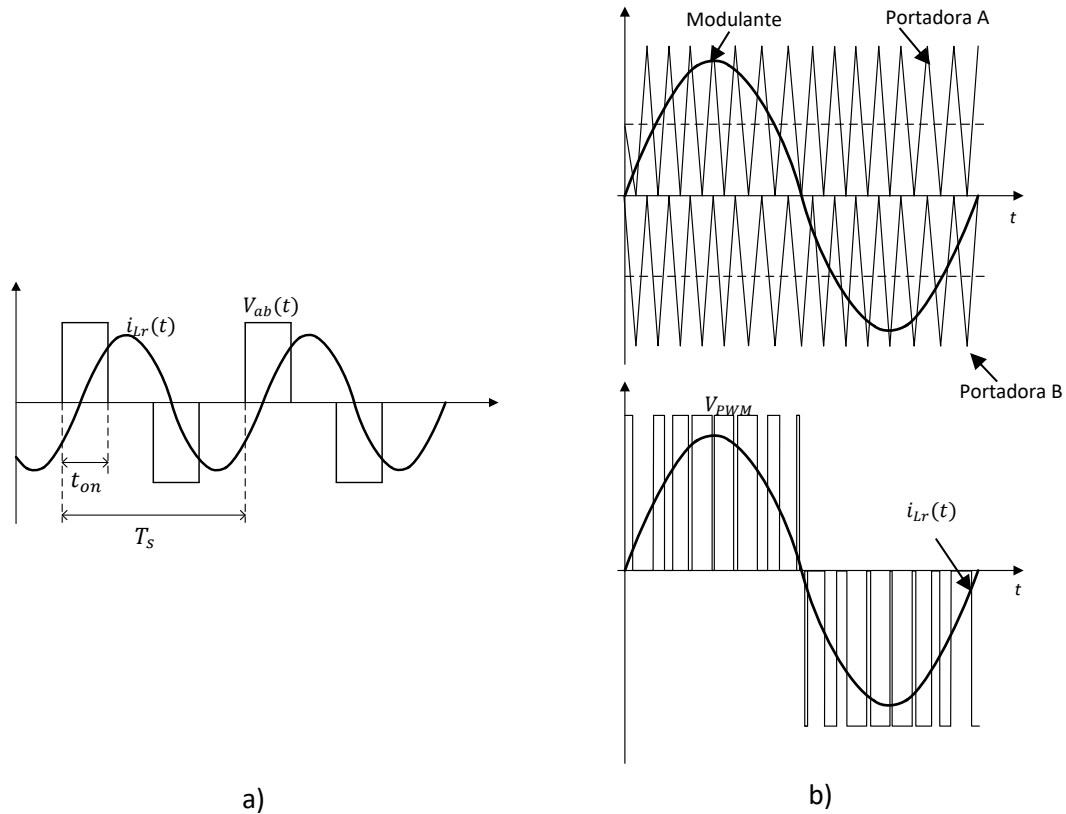


Figura 3.18 Formas de onda de tensão e corrente para comando a três níveis, em que: PSM a); PWM b)

### 3.4. Regulação de tensão da saída

O conversor ressonante série opera no ponto ótimo quando a frequência de comutação coincide exatamente com a frequência de ressonância tendo assim o seu ganho máximo de tensão. Contudo a tensão de saída não pode ser controlada enquanto a frequência e a fase estiverem fixas.

Quando existe a possibilidade de a resistência de carga variar é necessário fazer a regulação da tensão de saída.

Apesar de não ter sido usado nenhum tipo de regulação de tensão nesta dissertação, é feita uma breve descrição nos pontos 3.4.1 e 3.4.2 dos dois tipos de regulação mais usados para inversores com circuitos ressonantes  $LC$  série.

### 3.4.1. Modo de controlo integral de ciclo do conversor ressonante série

O modo de controlo integral de ciclo é um método no domínio do tempo, estudado em [16], com o objetivo de ajustar a tensão de saída continuando a satisfazer as condições ótimas de operação. É um método de controlo com a frequência constante, que consiste em modular a amplitude através de quatro modos de funcionamento.

O conversor comuta nos cruzamentos por zero da corrente, mantendo sempre o ponto ótimo de operação.

Para esta descrição é considerado o conversor da Figura 3.16.

Os quatro modos básicos de operação são: (a) Modo de alimentação, (b) Modo de ressonância livre, (c) Modo de regeneração, (d) Modo descontínuo.

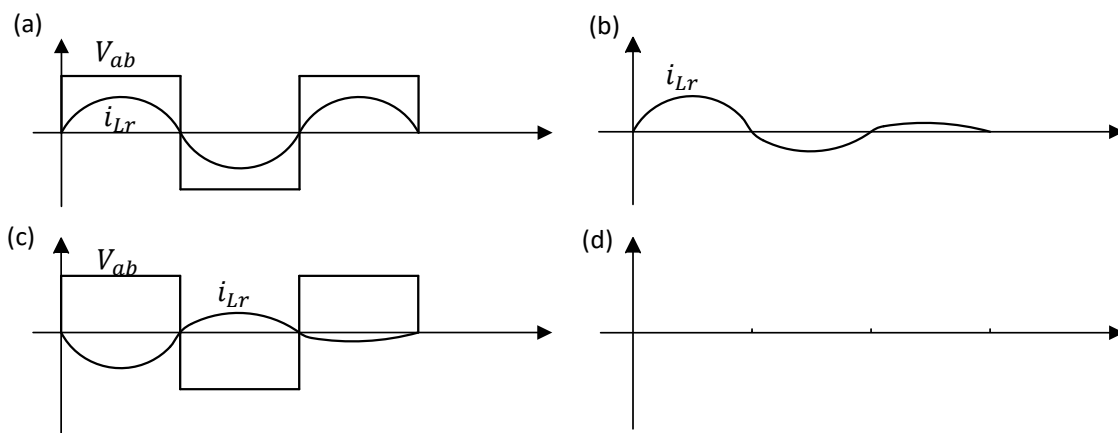


Figura 3.19 Modo de alimentação (a), modo de ressonância livre (b), modo de regeneração (c), modo descontínuo (d)

a) Modo de alimentação:

Os pares de transístores  $M_1/M_3$  e  $M_2/M_4$  da Figura 3.16 passam à condução e ao corte alternadamente em sincronismo com os cruzamentos por zero da corrente. Durante este modo a potência é transferida para a resistência de carga, a Figura 3.19 a) demonstra isso.

b) Modo de ressonância livre:

Os pares de semicondutores  $D_4/M_3$  e  $M_4/D_3$  (ou  $D_1/M_2$  e  $M_1/D_2$ ) passam à condução e ao corte alternadamente. Neste modo a fonte de tensão DC, composta por  $V_{dc}$  e  $C_{aux}$ , é desligada do circuito ressonante e da resistência de carga. A corrente do circuito ressonante  $i_{Lr}$  entra em roda livre e é transferida para a resistência de carga como se pode ver na Figura 3.19 b).

c) Modo de regeneração:

Os semicondutores  $M_1, M_2, M_3, M_4$  estão ao corte. Os pares de díodos  $D_1, D_3$  e  $D_2, D_4$  ficam diretamente polarizados e ao corte alternadamente em sincronismo com a corrente  $i_{Lr}$ . A tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $i_{Lr}$  estão desfasadas.

Consequentemente a corrente  $i_{Lr}$  diminui mais rapidamente que no modo de ressonância livre. Na Figura 3.19 c) observa-se as formas de onda no modo de regeneração.

d) Modo descontínuo:

Após os modos anteriores, os semicondutores  $M_1, M_2, M_3, M_4$  continuam ao corte e a corrente  $i_{Lr}$  chega a zero como se pode observar na Figura 3.19 d) sem energia no circuito ressonante.

A tensão  $V_p$  na saída do circuito ressonante pode ser controlada usando a correta seleção destes modos, consequentemente a tensão aplicada à resistência de carga  $V_0$  segue a evolução de  $V_p$ . A seleção do modo só é permitida quando a corrente cruza por zero. O modo de alimentação aumenta a tensão  $V_p$  enquanto o modo de ressonância livre e o modo de regeneração diminuem a tensão  $V_p$ .

No modo de regeneração é devolvida à fonte uma parte da energia acumulada no circuito ressonante.

Este método piora o fator de potência da entrada. Consequentemente o modo de alimentação e ressonância livre com ou sem o modo descontínuo são usados para controlo da tensão de saída.

Vantagens do modo de controlo integral do ciclo:

- Para um fator de qualidade Q alto, o rácio entre as tensões de saída e entrada é uma função linear do fator de ciclo do modo de alimentação e do modo de ressonância livre e é independente da resistência de carga
- A tensão de saída é controlável a partir de zero até ao máximo permitido pelo conversor, mesmo com pouca resistência de carga.

Desvantagens do modo de controlo integral do ciclo:

- Os níveis da tensão de saída são discretos por natureza
- O *ripple* da tensão de saída é grande devido ao fenómeno do limite do ciclo
- Perdas por comutação devido à descarga da carga da capacidade de saída do dispositivo semiconductor
- Performance dinâmica é fraca
- Grande complexidade de controlo

Este método de controlo é usado em fontes de alimentação de raio-x. Este método de controlo não é adequado para fontes de alimentação pulsadas, por exemplo para radares, que necessitam de uma regulação da tensão de saída apertada, e um *ripple* baixo.

### 3.4.2. Modulação por mudança de fase (PSM-Phase Shift Modulation)

Este método consiste em controlar cada semicondutor comandado com tempos de condução ( $t_{on}$ ) e de corte desfasados entre si. A frequência é fixa e o que varia é o tempo  $t_{on}$  que cada semicondutor está à condução, ou seja, varia o fator de ciclo. Isto permite o dimensionamento ótimo dos componentes reativos.

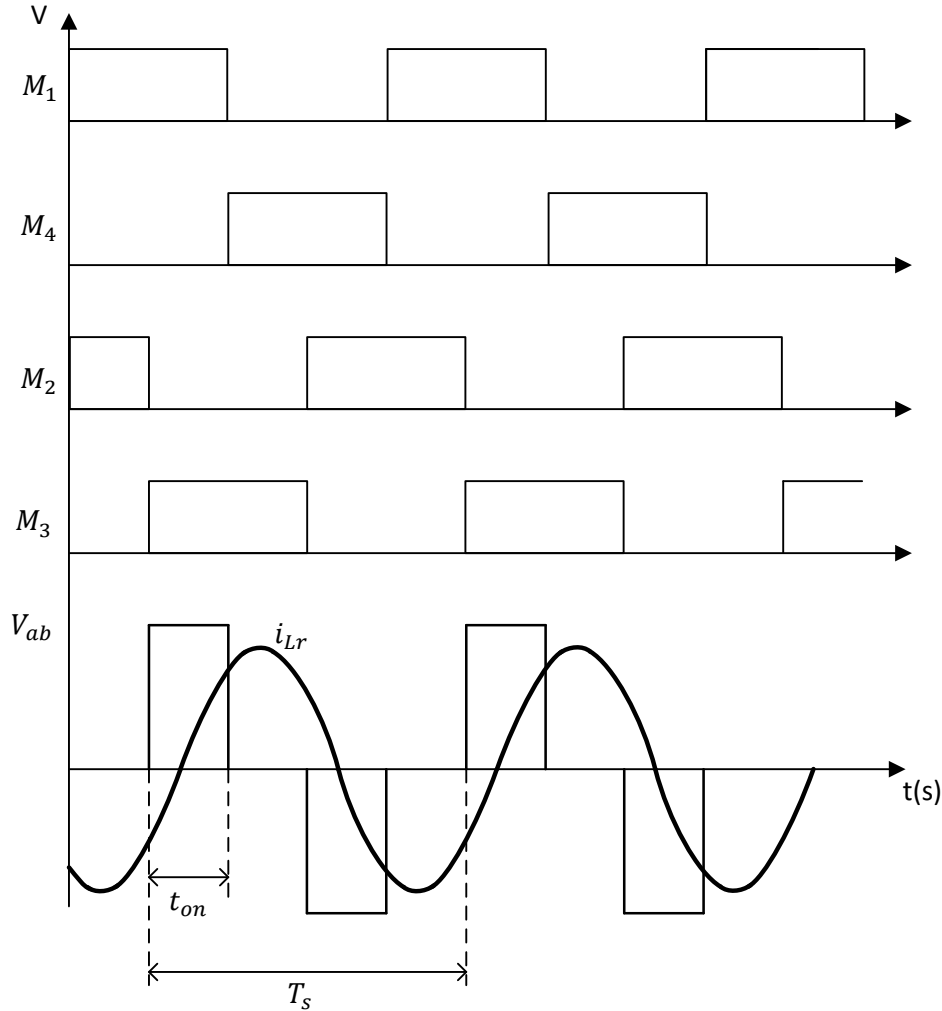


Figura 3.20 Modulação por mudança de fase [12]

Uma onda quase-quadrada  $V_{ab}$  é gerada à saída do inversor e aplicada ao circuito ressonante série da Figura 3.16. Os semicondutores  $M_1$  e  $M_4$  são comandados com um fator de ciclo de 50%, e complementares um do outro, e o mesmo se passa com  $M_2$  e  $M_3$ , mas o comando de  $M_2$  e  $M_3$  estão desfasados de  $M_4$  e  $M_1$  respetivamente, fazendo com que a tensão do primário do transformador  $V_p$  seja nula durante estes intervalos de tempo.

A magnitude deste desfasamento é feita com base nos requisitos de controlo.

A tensão de saída do conversor é controlada pela variação do fator de ciclo de  $V_{ab}$ . Mantendo a frequência de comutação acima da frequência de ressonância o conversor entra no modo de comutação ZVS de operação, ou se mantiver a frequência de comutação abaixo da frequência de ressonância entra no modo de comutação ZCS.



### 3.5. Dimensionamento do circuito ressonante

Para o dimensionamento foram assumidos alguns pressupostos. É assumido que todos os componentes são ideais, o condensador de saída tem uma capacidade suficiente para se aproximar a uma fonte de tensão constante em regime permanente.

Os efeitos da indutância de magnetização e capacidades parasitas do transformador são omitidos, não existem perdas no conversor e a tensão da fonte  $V_{dc}$  é sempre constante.

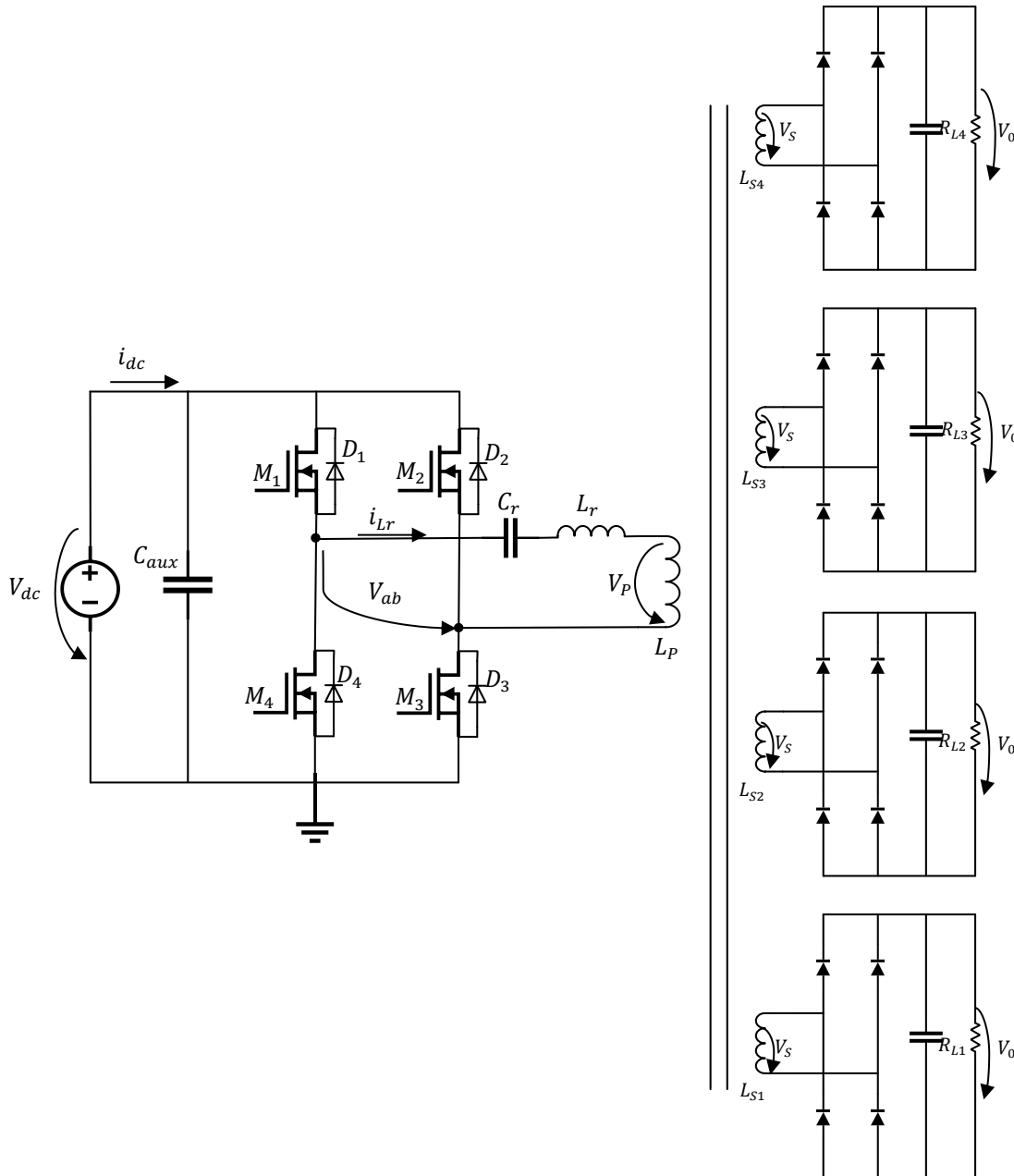


Figura 3.21 Circuito ressonante com 4 Secundários e 8 Estágios de Marx

Na Figura 3.21 encontra-se o esquema do circuito do conversor ressonante com transformador e quatro secundários independentes, com dois estágios por cada secundário, o que totaliza os oito estágios do gerador de Marx.

Cada resistência de carga  $R_L$  representa um *driver* de comando de dois braços de dois IGBTs do gerador de Marx.

O dimensionamento está focado nos elementos do circuito ressonante e nos valores teóricos das correntes e tensões aplicadas ao lado primário e secundário do transformador.

Para efeitos de dimensionamento é possível colocar um circuito equivalente conforme está representado na Figura 3.22, em que  $R_L'$  é a resistência equivalente de todos os secundários vista do lado do primário.

Visto que as resistências de carga estão em paralelo, a sua relação será dada por:

$$R_{L \text{ equivalente}} = \frac{R_{L1} \cdot R_{L2} \cdot R_{L3} \cdot R_{L4}}{R_{L1} + R_{L2} + R_{L3} + R_{L4}} \quad (3-19)$$

A resistência de carga de um secundário  $R_L$ , é determinada através da potência necessária para o funcionamento normal dos circuitos de comando dos IGBTs, ou seja, com a tensão nominal de  $V_S = 20V$  a potência de um secundário é obtida através da medição da corrente, resultando em  $P_{1 \text{ secundário}} = 7,06W$ , logo:

$$R_{L \text{ 1 secundário}} = \frac{V_S^2}{P_{1 \text{ secundário}}} = \frac{20^2}{7,06} = 56,56 \Omega \quad (3-20)$$

Como as resistências de carga de todos os secundários são praticamente iguais e com base na equação (3-19), podemos assumir:

$$R_L = R_{L \text{ equivalente}} = \frac{R_{L \text{ 1 secundário}}}{\text{total secundários}} = \frac{56,56}{4} = 14,14 \Omega \quad (3-21)$$

A resistência de carga equivalente do secundário vista do lado do primário é obtida por:

$$R_L' = \frac{R_L}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} \quad (3-22)$$

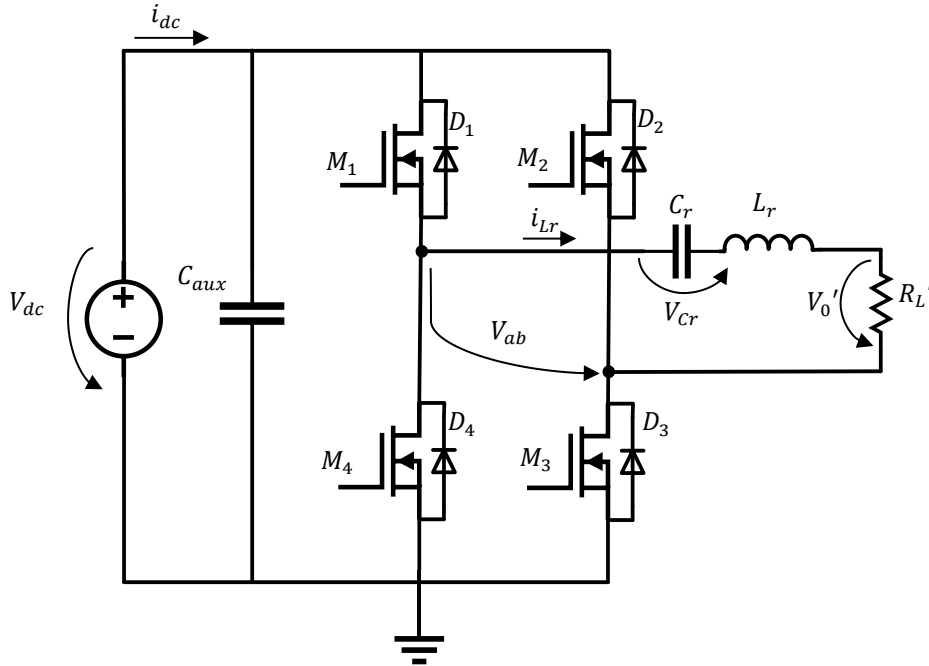


Figura 3.22 Circuito equivalente com a resistência de carga do secundário reduzida ao primário.

### 3.5.1. Parâmetros do circuito

Os parâmetros do conversor necessários para definir o dimensionamento dos componentes do circuito ressonante são dados pela Tabela 3.2.

Tabela 3.2 Parâmetros do conversor

Resistência de carga equivalente	$R_L$	14,14 $\Omega$
Tensão à saída do Inversor	$V_{ab}$	13,3 V
Indutâncias de Fuga do transformador	$L_r$	8 $\mu H$
Frequência de comutação	$f_s$	95,3 kHz
Frequência normalizada $f_s/f_r$	$F$	1,01
Número de espiras do enrolamento primário	$N_P$	20
Número de espiras do enrolamento secundário	$N_S$	30

Relação de Transformação:

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{20}{30} = 0,667 \quad (3-23)$$

A resistência equivalente dos secundários referida ao primário:

$$R_L' = \frac{R_L}{\left(\frac{N_S}{N_P}\right)^2} = \frac{14,14}{\left(\frac{30}{20}\right)^2} = 6,28 \Omega \quad (3-24)$$

### 3.5.2. Determinação dos parâmetros do circuito ressonante

Fator de Qualidade:

$$Q = \frac{Z_0}{R_L'} = 2,16 \quad (3-25)$$

O fator de qualidade escolhido foi  $Q = 2,16$  porque é o valor mais baixo de  $Q$  que mantém a forma de onda da corrente o mais sinusoidal possível sem aumentar muito a amplitude desta.

Impedância Característica:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \Rightarrow Z_0 = Q \cdot R_L' \Rightarrow Z_0 = 2,16 \times 6,28 = 13,65 \Omega \quad (3-26)$$

Para determinar a indutância da bobina ressonante:

$$L_r = Z_0^2 \cdot C_r = 13,65^2 \times C_r \quad (3-27)$$

Como a frequência normalizada é:

$$F = \frac{f_s}{f_r} = 1,01 \quad (3-28)$$

A frequência normalizada escolhida é  $F = 1,01$ , porque para se ter  $F = 1$ , que é o ponto ótimo da frequência normalizada onde se obtém a máxima transferência de energia, torna-se muito difícil de se obter os componentes comerciais com os valores obtidos no dimensionamento, sendo assim preferível operar muito perto de  $F$  mas um pouco acima, de modo a possibilitar a operação no modo ZVS, visto que o inversor é composto por MOSFETs.

Então a frequência de ressonância será:

$$f_r = \frac{f_s}{F} \Leftrightarrow f_r = \frac{95,3 \times 10^3}{1,01} = 94,35 \text{kHz} \quad (3-29)$$

O condensador  $C_r$  pode ser determinado através de:

$$\begin{aligned}
 f_r &= \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 94,35\text{kHz} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_r C_r &= \frac{1}{(94,35 \times 10^3 \times 2\pi)^2} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_r C_r &= 2,85 \times 10^{-12} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow C_r &= \frac{2,85 \times 10^{-12}}{L_r}
 \end{aligned} \tag{3-30}$$

Substituindo (3-30) em (3-27), obtém-se o valor da indutância do circuito ressonante  $L_r$ :

$$\begin{aligned}
 L_r &= 13,56^2 \times \frac{2,85 \times 10^{-12}}{L_r} \Leftrightarrow L_r = \sqrt{13,56^2 \times 2,85 \times 10^{-12}} \Leftrightarrow \\
 \Leftrightarrow L_r &= 22,87\mu\text{H}
 \end{aligned} \tag{3-31}$$

Substituindo (3-31) em (3-30) obtém-se o valor da capacidade do condensador ressonante:

$$C_r = \frac{2,85 \times 10^{-12}}{22,87 \times 10^{-6}} \Leftrightarrow C_r = 124,4\text{nF} \tag{3-32}$$

O valor da bobina  $L'_r$  a adicionar ao circuito é o resultado da diferença do resultado da equação (3-31) com o valor da indutância de fuga do transformador, que se encontra na Tabela 3.2:

$$L'_r = 22,87\mu\text{H} - 8\mu\text{H} \Leftrightarrow L'_r \approx 15\mu\text{H} \tag{3-33}$$

Na prática o valor do condensador  $C_r$  não é exatamente  $124,4\text{ nF}$  e sim  $124\text{nF}$ , e a bobina  $L'_r$  a adicionar ao circuito ressonante será de  $15\mu\text{H}$ .

### 3.5.3. Corrente no lado do primário

Com o objetivo de obter uma tensão no secundário  $V_S = 20V$  e atendendo à relação de transformação do transformador podemos determinar o valor da tensão no primário  $V_P$ :

$$V_{ab} \approx V_P = \frac{N_P}{N_S} \cdot V_S \Rightarrow V_P = \frac{20}{30} \times 20 \Rightarrow V_P = 13,34V \quad (3-34)$$

De lembrar que a tensão  $V_P = V_{P\ rms}$  devido à tensão  $V_P$  ser uma onda quadrada em que o seu valor eficaz é igual ao seu máximo. Deste modo podemos determinar a corrente eficaz no lado primário, ou seja, a corrente que circula no circuito ressonante é determinada por:

$$i_p = i_{L_r} = \frac{V_{ab}}{R_L'} = \frac{13,34}{6,28} \Rightarrow i_{L_r\ RMS} = 2,12A \quad (3-35)$$

E o valor de pico da onda sinusoidal da corrente:

$$i_{L_r\ pico} = i_{L_r\ RMS} \cdot \sqrt{2} = 3A \quad (3-36)$$

A tensão de pico no condensador  $V_{C_r\ pk}$  pode então ser determinada:

$$\begin{aligned} V_{C_r\ pk} &= X_C i_{p\ pk} = \frac{1}{\omega_r C_r} i_{p\ pk} = \frac{i_{L_r\ pk}}{2\pi f_r C_r} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_{C_r\ pk} &= \frac{3}{2\pi \times 94 \times 10^3 \times 124,4 \times 10^{-9}} \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow V_{C_r\ pk} &= 40,8V \end{aligned} \quad (3-37)$$

### 3.5.4. Secundário

Corrente eficaz dos quatro secundários:

$$i_{S\ RMS} = \frac{V_S}{R_L} = \frac{20}{14,14} = 1,41A \quad (3-38)$$

E o valor máximo da onda sinusoidal da corrente:

$$i_{s\ max} = i_{S\ RMS} \cdot \sqrt{2} = 2A \quad (3-39)$$

E a corrente que circula por cada secundário pode ser determinada:

$$\frac{i_{s \max}}{\text{total secundários}} = \frac{2}{4} = 0,5A \quad (3-40)$$

Em que o seu valor eficaz é:

$$i_{s \text{ RMS/segundário}} = \frac{0,5}{\sqrt{2}} = 0,353A \quad (3-41)$$

A potência total da resistência de carga dos quatro secundários:

$$P = \frac{U^2}{R_L} = \frac{20^2}{14,14} = 28W \quad (3-42)$$

E a potência por secundário:

$$\frac{P}{4} = 7W \quad (3-43)$$

Visto que o circuito LC série também se comporta como um filtro passa-banda, podemos determinar a sua largura de banda  $\Delta\omega$ :

$$\Delta\omega = \frac{\omega_r}{Q} = \frac{2\pi f_r}{Q} = \frac{2\pi \times 94,35 \times 10^3}{2,16} = 274,45 \times 10^3 \text{ rad/s} \quad (3-44)$$

$$\Delta f = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = 43,7 \text{ kHz} \quad (3-45)$$

O fator de amortecimento  $\xi$  é determinado:

$$\xi = \frac{R_L'}{2Z_0} = \frac{6,28}{2 \times 13,56} = 0,23 \quad (3-46)$$

O que faz com que o circuito seja um sistema sub-amortecido  $0 < \xi < 1$ .

### 3.6. Simulação do circuito

O esquema do conversor ressonante  $LC$  série com transformador e secundários independentes na Figura 3.21 foi simulado no software LTspice. Contudo, por uma questão de simplicidade e à semelhança do dimensionamento, foi considerado usar um secundário equivalente em vez de quatro secundários independentes.

O esquema do circuito simulado encontra-se em Anexo, na Figura A.1.

### 3.7. Vantagens e Desvantagens

Neste ponto são apresentadas as vantagens e desvantagens do conversor ressonante série com transformador e múltiplos secundários.

Vantagens do conversor ressonante série:

- O transformador de alta frequência não irá saturar devido ao uso do condensador em série  $C_r$  que elimina a componente DC.
- A indutância de fuga  $L_f$  do transformador é anulada pelo circuito ressonante
- Adequado para aplicações de alta tensão se o *ripple* da corrente de saída for baixo.
- Alta eficiência para uma larga gama de variações da resistência de carga
- Fornece proteção contra curto-circuitos inerente quando opera acima da frequência de ressonância (ZVS) através da impedância característica  $Z_0$ .
- O modo ZVS é possível quando o conversor opera acima da frequência de ressonância.
- A tensão de saída pode ser variável consoante a necessidade, através da alteração da relação de transformação do transformador.

Desvantagens do conversor ressonante série:

- Não anula as capacidades parasitas dos enrolamentos do transformador para dentro do circuito ressonante.
- A tensão de saída não é controlável na condição de ausência ou pouca resistência de carga no conversor com frequência fixa.
- O dimensionamento do circuito ressonante é fixo para uma determinada indutância de fuga e resistência de carga, pelo que não permite ser adaptável a grandes variações da resistência de carga e alterações do transformador, como por exemplo, a adição de mais estágios do gerador de Marx sem voltar a redimensionar o circuito ressonante.



## Capítulo 4 Resultados experimentais e de simulação

### 4.1. Introdução

Neste capítulo apresentam-se os resultados experimentais e de simulação obtidos com o gerador de Marx da Figura 4.3 (a) e com o inversor da Figura 4.4 (b).

A topologia da Figura 3.21 do conversor para a alimentação dos módulos do gerador de Marx é o principal objeto de estudo, análise e validação dos temas abordados nos capítulos anteriores.

Foram realizados vários tipos de ensaios para perceber o impacto que as alterações do lado dos secundários iriam causar no circuito ressonante do lado primário, sendo:

- Com todos os sinais de comando de disparo ligados aos *drivers*.
- Sem nenhum dos sinais de comando de disparo dos IGBTs ligados aos *drivers*.
- Com o gerador de Marx a funcionar com uma carga resistiva.
- Condição adversa colocando o circuito de comando de porta do IGBT a proteger o IGBT, cortando-lhe o sinal de comando.

Os ensaios foram feitos com o Gerador de Marx existente no laboratório de Potência Pulsada do ISEL. O gerador de Marx do laboratório é composto por três “blocos principais” como se pode ver no diagrama da Figura 4.1:

- 1- Estágios de Potência
- 2- Comando de impulsos
- 3- Inversor de alimentação do circuito de comando dos IGBTs.

Os resultados das simulações apresentados no ponto 4.2.2 foram obtidos com o programa LTspice.

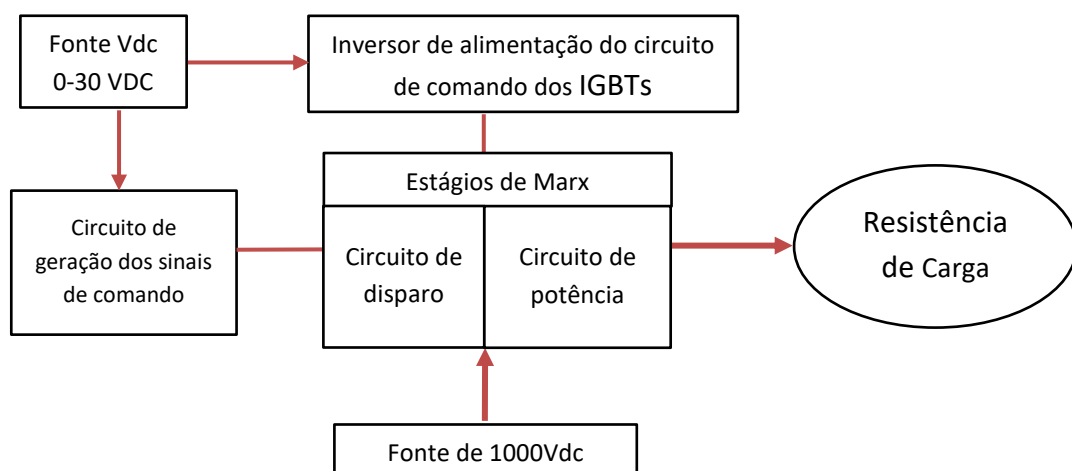


Figura 4.1 Diagrama de blocos do Gerador de Marx

Os estágios de potência são compostos por quatro placas de circuito impresso (PCB) colocadas em andares diferentes, ou seja, com quatro secundários independentes, sendo que cada placa de circuito impresso possui dois estágios de Marx, perfazendo um total de oito estágios conforme se pode observar na Figura 4.2.

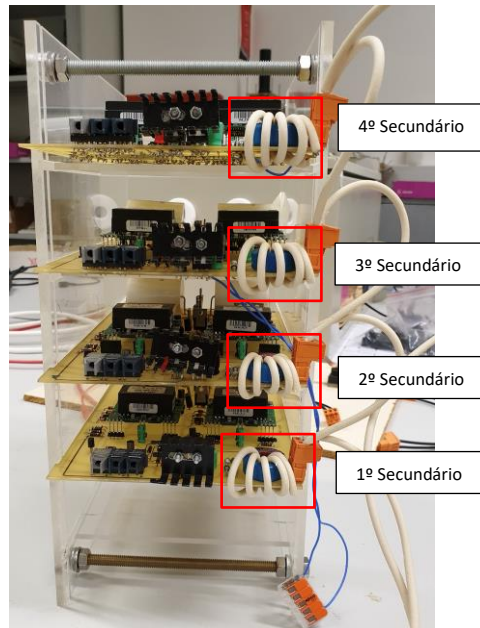


Figura 4.2 Secundários do gerador de Marx

Cada estágio tem a capacidade de fornecer 1kV de impulso para a carga resistiva, sendo que no total podemos ter até 8kV de impulso na resistência de carga.

Na Figura 4.3 a) estão enumerados os seguintes elementos:

1. Estágios de potência.
2. Comando dos disparos dos IGBTs.
3. Transformador para alimentação dos *drivers* dos IGBTs.

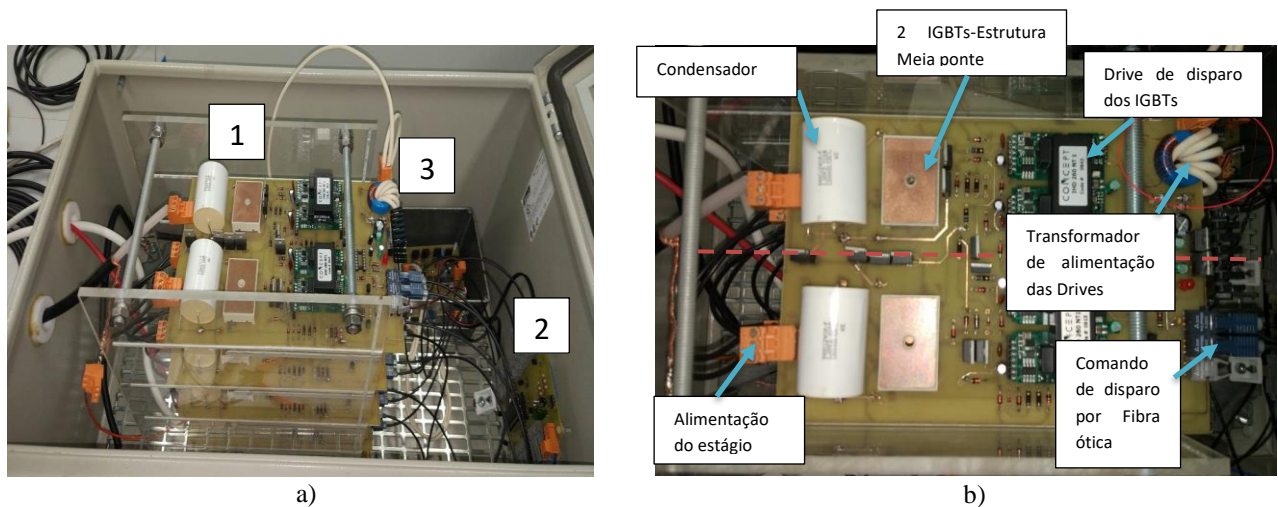


Figura 4.3 a) Gerador de Marx; b) Detalhe do estágio de potência

Os condutores de saída para a resistência de carga têm de ter um isolamento capaz de suportar 8kV sem haver disrupção elétrica, razão pela qual a sua espessura de isolamento é bastante grande.

Na Figura 4.3 b) encontram-se dois estágios de potência por PCB divididos pela linha vermelha, em que cada estágio é constituído por um condensador, dois IGBTs um para a carga dos condensadores e outro para o impulso, o respetivo *driver* do IGBT que recebe os sinais de disparo via fibra ótica da placa de comando e a alimentação é feita pelo inversor e transformador toroidal.

Os estágios são alimentados por uma fonte de alimentação de tensão contínua que pode ir até 1000 Vdc.

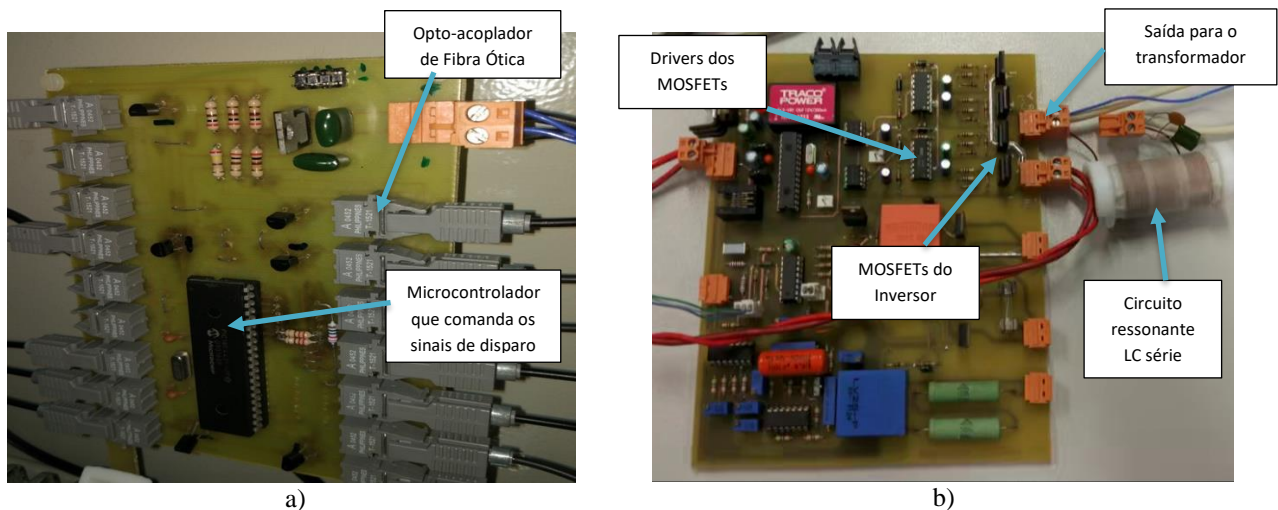


Figura 4.4 a) Circuito de comando das *drives* dos IGBTs; b) Inversor

Na Figura 4.4 a) encontra-se o circuito de comando dos disparos dos IGBTs. Para fazer o comando dos IGBTs é necessário usar fibra ótica para isolar os sinais de comando dos IGBTs, pois encontram-se a potenciais flutuantes.

Na Figura 4.4 b) encontra-se o inversor de alimentação dos *drivers* dos IGBTs com o circuito ressonante *LC* série. O inversor é composto por MOSFETs, é alimentado com uma tensão contínua e faz a conversão para uma tensão alternada, de modo a fornecer a tensão aos *drivers* dos estágios de potência através dos transformadores.

Na Figura 4.5 encontra-se a carga resistiva de  $500\Omega$  usada nos ensaios.



Figura 4.5 Carga resistiva de  $500\Omega$

## 4.2. Resultados experimentais e simulados

Apresentam-se neste ponto os ensaios realizados:

- Com a fibra ótica dos sinais de comando de disparo dos circuitos de comando dos semicondutores ligada aos *drivers*, em 4.2.2.
- Sem a fibra ótica dos sinais de comando de disparo dos IGBTs ligada aos *drivers*, em 4.2.3.
- Com o gerador de Marx a funcionar com uma carga resistiva, em 4.2.4.
- Condição adversa colocando o circuito de comando de porta do IGBT a atuar e a proteger o IGBT, cortando o sinal de comando para o IGBT, em 4.2.5.

### 4.2.1. Parâmetros dos Ensaios

Apresentam-se na Tabela 4.1 os parâmetros do circuito dos ensaios.

Os valores dos componentes e parâmetros dos ensaios e simulação da Tabela 4.1 foram obtidos após o dimensionamento no ponto 3.5.

Tabela 4.1 Parâmetros dos ensaios

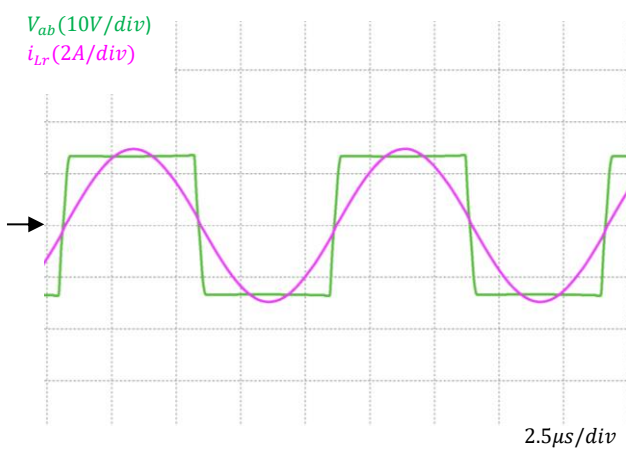
Carga resistiva equivalente no secundário	$R_L$	14,14 $\Omega$
Tensão à saída do Inversor	$V_{ab}$	13,3 V
Indutância da bobina ressonante	$L_r$	23 $\mu H$
Capacidade do condensador ressonante	$C_r$	124 nF
Frequência de comutação	$f_s$	95,3 kHz
Frequência de ressonância	$f_r$	94 kHz
Frequência normalizada $F$	$F$	1,01
Fator de Qualidade	$Q$	2,16

### 4.2.2. Ensaios com sinais de comando dos estágios

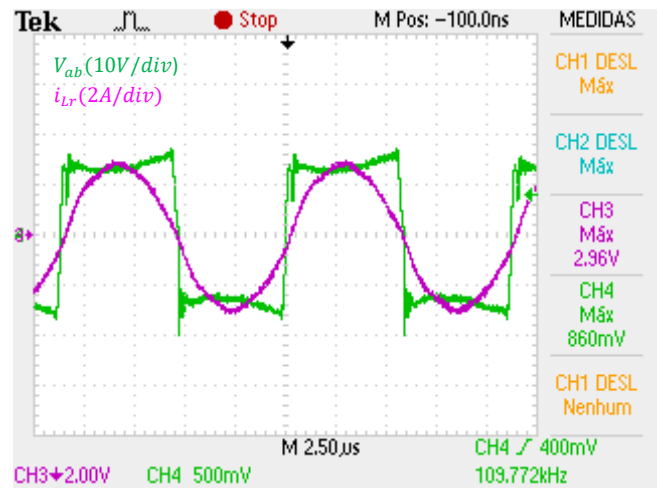
Neste ponto são apresentados os ensaios com os sinais de comando de disparo dos *drivers* dos semicondutores.

A Figura 4.6 apresenta os resultados obtidos por simulação e por ensaio experimental da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$ , da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  e da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ .

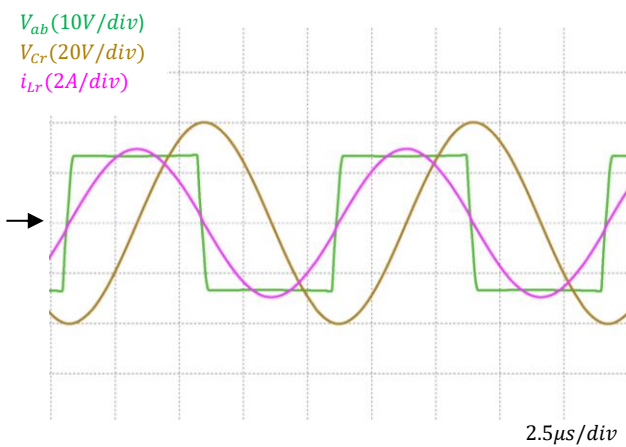
De acordo com o descrito no capítulo Capítulo 3, observa-se na Figura 4.6 as formas de onda da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$ , com uma amplitude de  $V_{ab} \approx 13V$ , da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  com uma amplitude de  $i_{Lr} \approx 3A$ , e da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$  com uma amplitude de  $V_{Cr} \approx 40V$ .



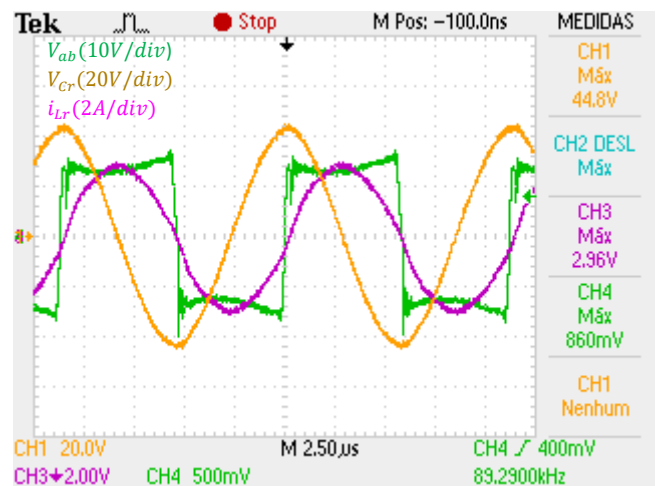
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.6 Formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $V_{Cr}$ , obtidas por: (a) e (c) simulação; (b) e (d) ensaio experimental.

Pode-se verificar que as amplitudes das formas de onda da simulação e da parte experimental têm uma boa concordância.

Verifica-se que a forma de onda da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$  do ensaio experimental é diferente da simulação, isto é, existe alguma oscilação nas transições da alternância positiva para negativa, e uma certa concavidade. As oscilações ocorrem durante os tempos mortos, quando a corrente circula pelos díodos de roda livre, e devem-se ao facto da existência de indutâncias parasitas no circuito perto dos MOSFETs, e a concavidade está relacionada com a corrente que circula no MOSFET e as suas capacidades intrínsecas, que é típico deste tipo de semicondutor.

Verificou-se através dos ensaios que a forma de onda da tensão  $V_{ab}$  melhora consideravelmente com  $F > 1$  quando comparada com o funcionamento abaixo da frequência de ressonância,  $F < 1$ .

De referir que na teoria e simulando com os valores dos componentes teóricos é possível ter o funcionamento do conversor com a frequência normalizada  $F = 1$  ( $F = f_s/f_r$ ), que é o ideal, mas na prática é quase impossível, devido à dificuldade de se conseguir o exato valor dos componentes, ficando sempre  $F \neq 1$ .

O objetivo foi trabalhar sempre perto da frequência de ressonância, não conseguindo operar neste ponto, optou-se por trabalhar um pouco acima da frequência, devido o inversor ser composto por MOSFETs, operando assim no modo ZVS.

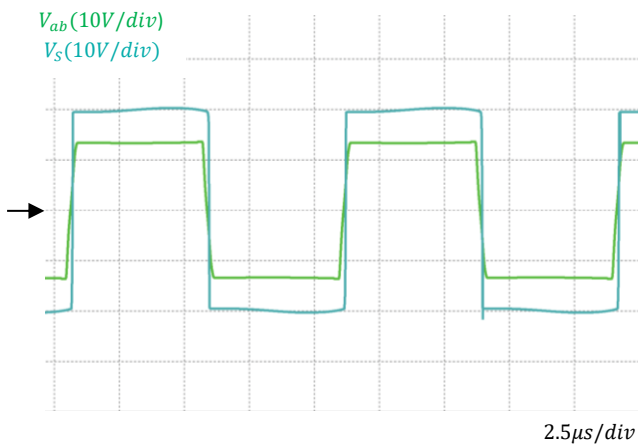
Regista-se assim uma boa concordância entre os resultados da simulação e os experimentais apresentados na Figura 4.6 a), c) e b), d) respetivamente

Na Figura 4.7 apresentam-se os resultados obtidos pela simulação e ensaio experimental da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$ , da tensão no 4º secundário do transformador  $V_S$  e da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$ .

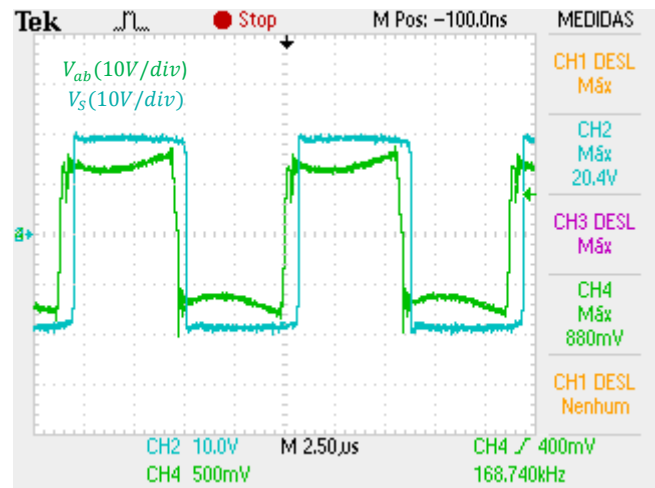
Em que a tensão à saída do inversor  $V_{ab}$  tem uma amplitude  $V_{ab} \approx 13V$ , a corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  tem uma amplitude de  $i_{Lr} \approx 3A$  e a tensão  $V_S$  do 4º secundário do transformador tem uma amplitude de  $V_S \approx 20V$ .

Pode-se verificar que as amplitudes das formas de onda da simulação e da parte experimental são muito idênticas, com exceção da forma de onda da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$  do ensaio experimental, que é diferente da simulação, e que a causa é a mesma que já foi referida para os resultados da Figura 4.6.

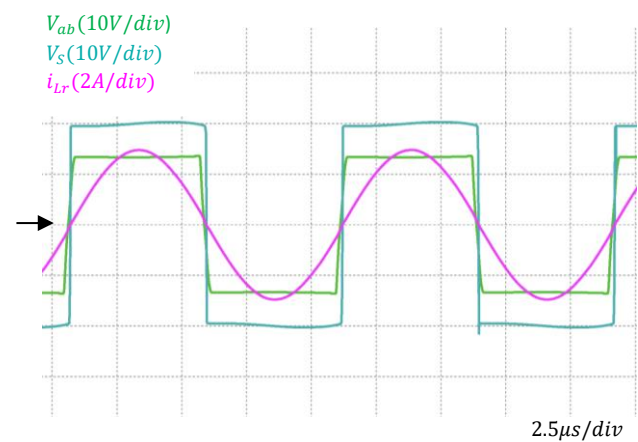




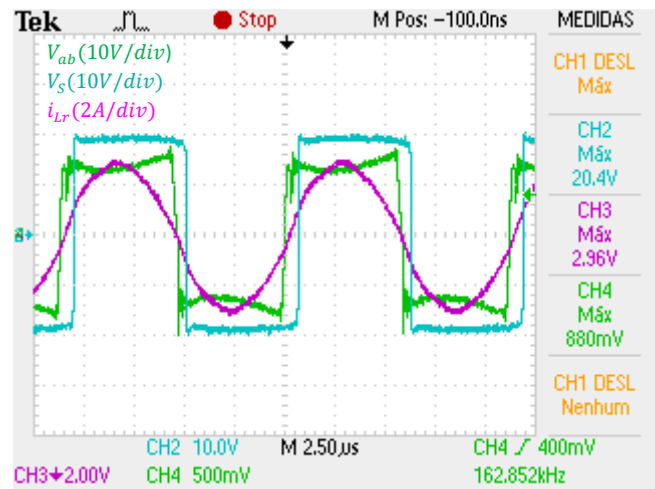
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 4.7 Formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $V_s$ , obtidas por: (a) e (c) simulação; (b) e (d) ensaio experimental.

No entanto também é possível verificar que a forma de onda da tensão no secundário do transformador  $V_s$  do ensaio experimental é diferente da simulação, em que no ensaio experimental está desfasada da tensão  $V_{ab}$ .

Esta ocorrência deve-se ao facto do conversor não estar a operar exatamente na frequência de ressonância, estando a corrente  $i_{Lr}$ , que circula no enrolamento primário do transformador, em atraso em relação à tensão de saída do inversor  $V_{ab}$ , e que é agravada pelo comprimento dos condutores de ligação ao transformador que aumenta a indutância e que não é tido em conta na simulação.

O que faz com que a tensão  $V_s$  do enrolamento secundário esteja desfasada de  $V_{ab}$ .

Regista-se assim uma boa concordância entre os resultados da simulação e os experimentais apresentados na Figura 4.7 a), c) e b), d) respetivamente.

Conforme se pode verificar, todas as formas de onda têm os valores de suas amplitudes idênticos aos calculados no dimensionamento, o que valida a teoria dos circuitos ressonantes e o método analítico usado para dimensionamento do circuito.

### 4.2.3. Comparação dos ensaios com e sem sinais de comando dos estágios

Observa-se na Figura 4.8 os resultados obtidos por ensaio experimental da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$ , da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ , da tensão no 4º secundário do transformador,  $V_S$ , e da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$ .

Na Figura 4.8 (a) e (c) observam-se os resultados obtidos por ensaio experimental sem os sinais de comando dos *drivers*, e na Figura 4.8 (b) e (d) observam-se os resultados obtidos por ensaio experimental com os sinais de comando dos *drivers*.

Pretende-se com os resultados da Figura 4.8 fazer uma comparação de dois ensaios com e sem os sinais de comando dos *drivers*, com o objetivo de compreender os efeitos que têm no conversor ressonante.

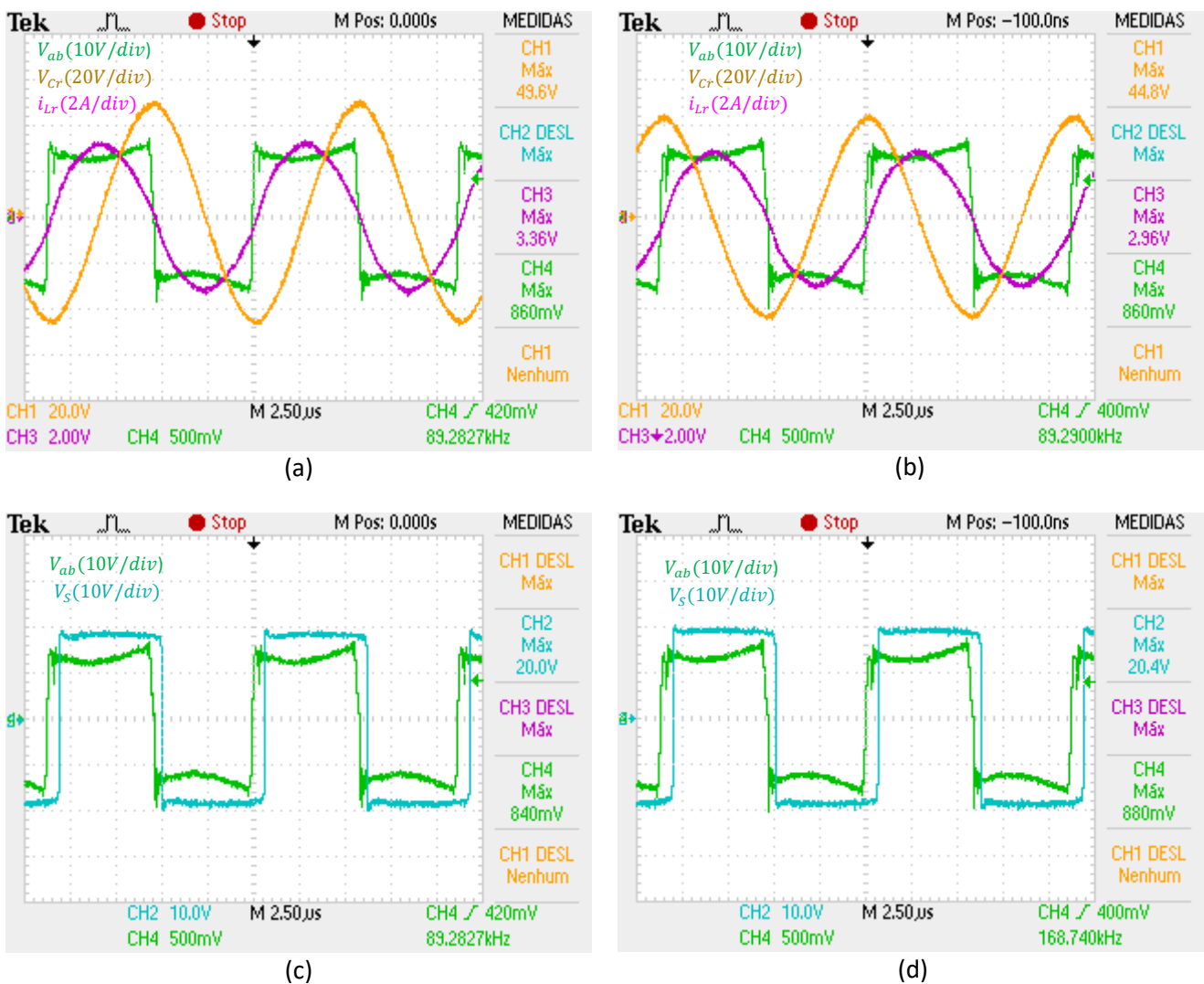


Figura 4.8 Formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $V_{Cr}$  e  $V_S$  obtidas por: (a) e (c) ensaio sem sinais de comando dos *drivers*; (b) e (d) ensaio com sinais de comando dos *drivers*



Observa-se na Figura 4.8 a) e b) as formas de onda da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$  com uma amplitude de  $V_{ab} \approx 13V$ , da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  com uma amplitude de  $i_{Lr} \approx 3,4A$  na Figura 4.8 a), e em b) com uma amplitude de  $i_{Lr} \approx 3A$ . Esta diferença de amplitude de  $i_{Lr}$  deve-se ao facto do funcionamento interno do opto acoplador, consumindo mais corrente na ausência dos sinais de fibra ótica.

Observa-se também na Figura 4.8 a) e b) as formas de onda da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$  com uma amplitude de  $V_{Cr} \approx 50V$  e  $V_{Cr} \approx 40V$  respetivamente. Verifica-se assim que com a tensão  $V_{Cr}$  é diretamente proporcional à corrente  $i_{Lr}$ , o que já foi demonstrado na equação (3-37).

Observa-se na Figura 4.8 c) e d) as formas de onda da tensão no 4º secundário do transformador  $V_S$ , com uma amplitude de  $V_S \approx 20V$ . Pode-se verificar que as amplitudes das formas de onda são idênticas.

### 4.2.3.1 Análise da tensão dos secundários

Na Figura 4.9 e na Figura 4.10 apresentam-se os resultados obtidos por ensaio experimental da tensão à saída do inversor  $V_{ab}$  e das tensões do 4º e 3º (Figura 4.9) e do 2º e 1º (Figura 4.10) secundários do transformador,  $V_S$ . Em que, na Figura 4.9 e Figura 4.10 a),c) e b),d) observa-se a tensão do secundário  $V_S$  sem os sinais de comando e com os sinais de comando dos *drivers* respetivamente.

Pretende-se com os resultados das Figura 4.9 e Figura 4.10 fazer uma comparação de dois ensaios com e sem os sinais de comando dos *drivers*, com o objetivo de compreender o efeito que têm nos secundários do transformador.

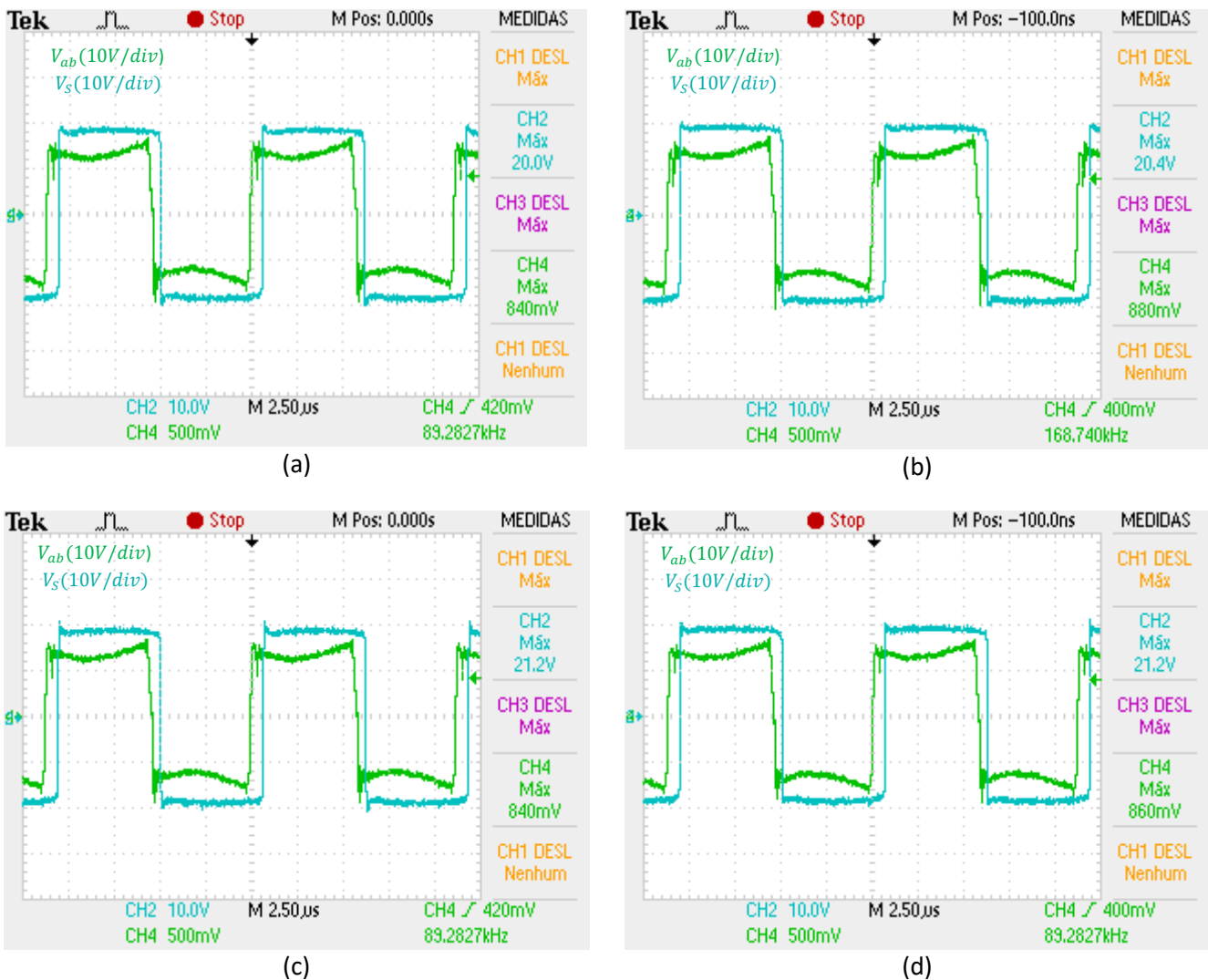


Figura 4.9 Formas de onda de  $V_{ab}$  e  $V_S$  obtidas por: a),c) ensaio sem sinais de comando dos *drivers*; b),d) ensaio com sinais de comando dos *drivers*, em que (a) e (b) correspondem ao 4º secundário, (c) e (d) ao 3º secundário

Observa-se na Figura 4.9 as formas de onda da tensão do 3º e 4º secundário do transformador  $V_S$  com uma amplitude de  $V_S \approx 20V$ . Pode-se verificar que as amplitudes das formas de onda são idênticas, não havendo qualquer diferença, até mesmo na Figura 4.9 a) e c) que exige mais corrente no lado primário, a tensão no secundário mantém-se praticamente igual como já foi verificado no ponto anterior.

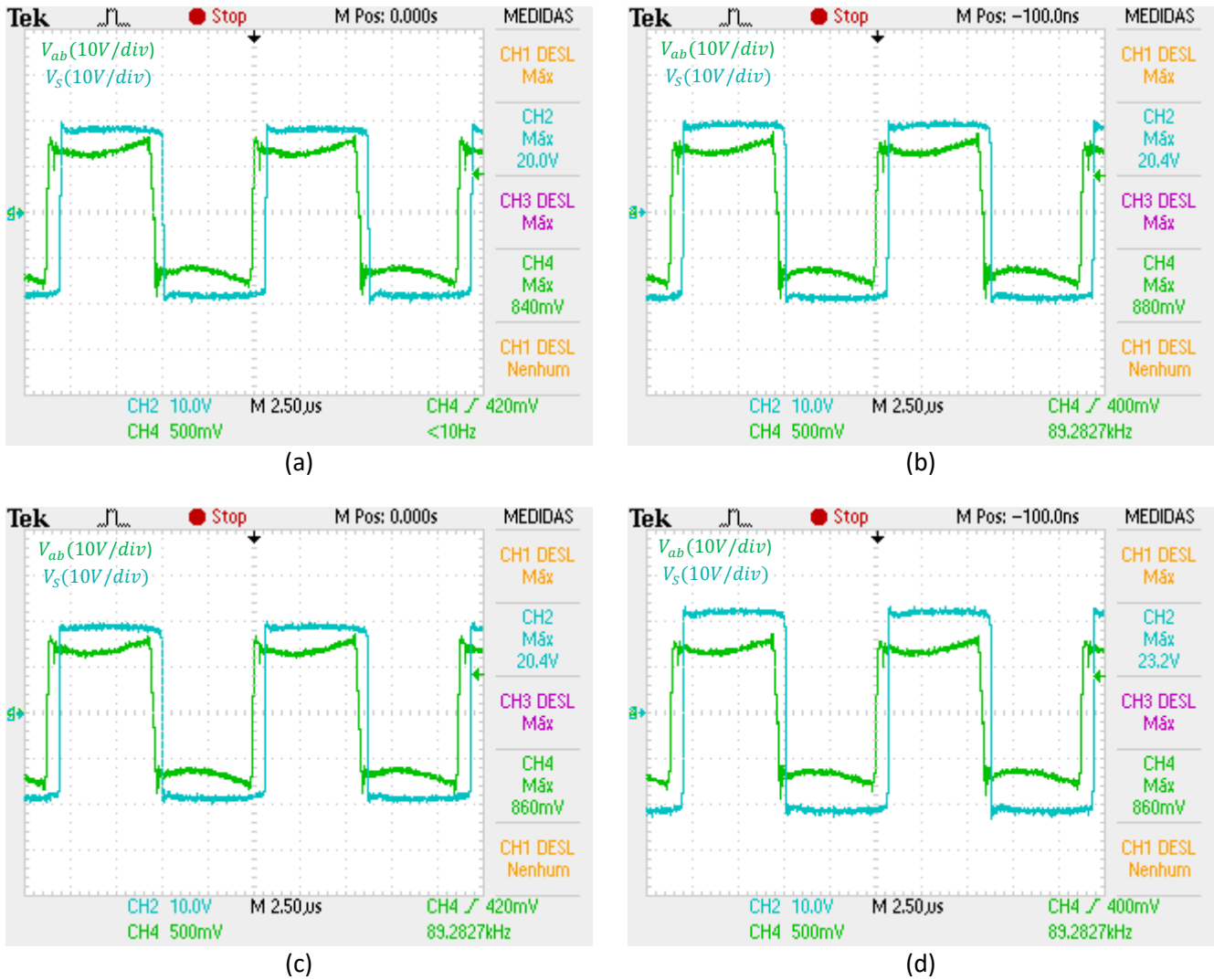


Figura 4.10 Formas de onda de  $V_{ab}$  e  $V_s$  obtidas por: a),c) ensaio sem sinais de comando dos *drivers*; b),d) ensaio com sinais de comando dos *drivers*, em que (a) e (b) correspondem ao 2º secundário, (c) e (d) ao 1º secundário

Na Figura 4.10 b),d) as tensões no 2º e 1º secundários do transformador,  $V_s$ , são superiores para o ensaio com sinais de comando dos *drivers*, o que em parte se deve ao facto de a resistência de carga ser menor do que no ensaio com ausência de sinais de comando dos *drivers*, e à distribuição dos enrolamentos nos transformadores que não são iguais e que se tentam equilibrar entre si.

#### 4.2.4. Ensaio com resistência de carga na saída do gerador de Marx de 500 Ohm

A Figura 4.11 exibe os resultados obtidos por ensaio experimental com uma carga resistiva de 500  $\Omega$  colocada à saída do gerador de Marx, da tensão  $V_{ab}$  à saída do inversor, da tensão no condensador ressonante  $V_{Cr}$ , da tensão no 1º secundário do transformador  $V_S$ , da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  e da tensão  $V_{Pulse}$  do impulso do gerador de Marx aplicada na resistência de carga.

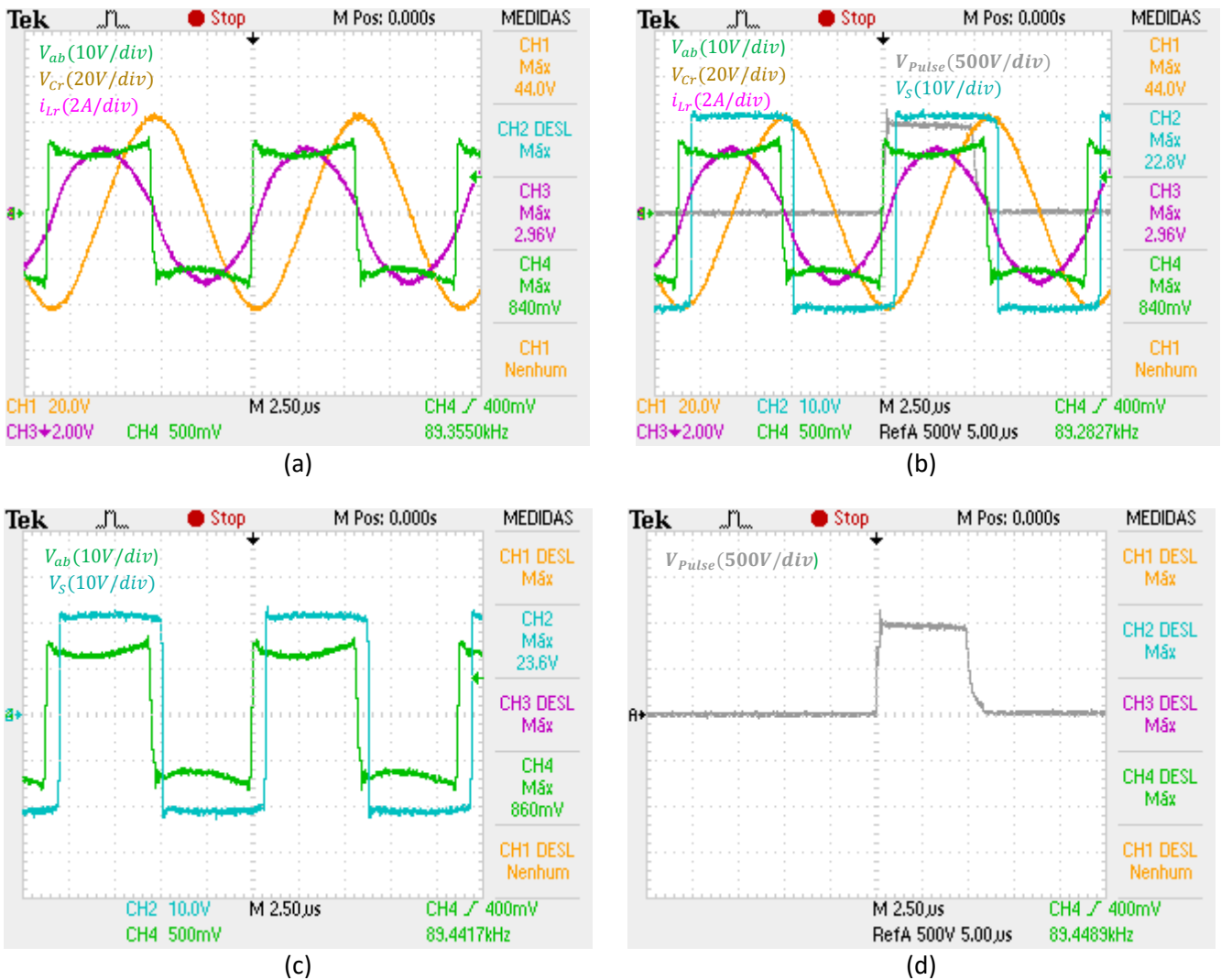


Figura 4.11 Formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ ,  $V_{Cr}$ ,  $V_S$  e  $V_{Pulse}$ , para os ensaios com uma carga resistiva de 500 Ohm colocada à saída do gerador de Marx.

Na Figura 4.11 a) observam-se as formas de onda da tensão  $V_{ab}$ ,  $V_{Cr}$  e da corrente  $i_{Lr}$  durante o funcionamento do gerador de Marx com uma carga resistiva de 500  $\Omega$ , em que é possível constatar que as amplitudes mantem-se iguais às amplitudes das formas de onda do ponto 4.2.2, nos ensaios com sinais de comando.

Na Figura 4.11 b) é possível observar as formas de onda  $V_{ab}$ ,  $V_{Cr}$  e  $i_{Lr}$  no momento em que é gerado o impulso na carga resistiva determinado pela tensão  $V_{Pulse}$  com cerca de  $V_{Pulse} \approx 1kV$ .

Na Figura 4.11 c) observam-se as formas de onda da tensão  $V_{ab}$  e da tensão no enrolamento secundário,  $V_S$ . A amplitude de  $V_S$  é igual ao ensaio com sinais de comando da Figura 4.10 d), no ponto 4.2.3.1, relativa à análise dos secundários com cerca de  $V_S \approx 22V$ .

Na Figura 4.11 d) observa-se a forma de onda da tensão  $V_{Pulse}$  aplicada à resistência de carga pelo gerador de Marx com cerca de  $V_{Pulse} \approx 1kV$ .

Podemos concluir que se verifica que o funcionamento do gerador de Marx com ou sem carga resistiva não altera o funcionamento do conversor ressonante, o que prova a sua robustez e isolamento face à operação do gerador de Marx.

#### 4.2.5. Ensaio em condições adversas

Conforme descrito no ponto 4.1, o ensaio em condições adversas consistiu em provocar uma anomalia no circuito de comando de porta do IGBT, levando a atuar e a proteger o IGBT, cortando o sinal de comando para um IGBT do 8º estágio de potência, no 4º secundário do transformador.

O objetivo foi perceber o impacto que este tipo de anomalias do gerador de Marx tem no conversor ressonante.

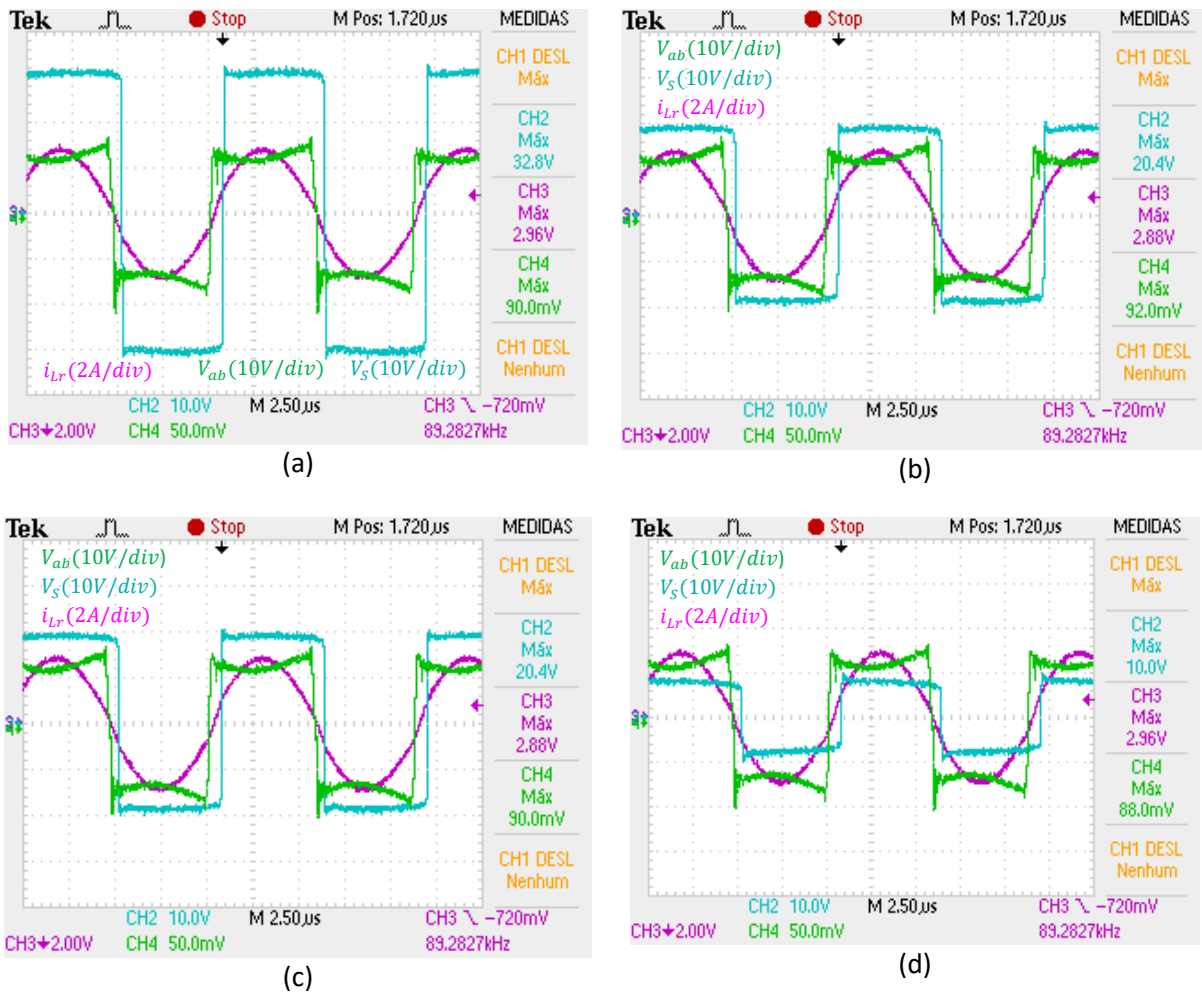


Figura 4.12 Formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  e  $V_S$  para o ensaio experimental em condição adversa obtidas por: (a) 4º secundário, (b) 3º secundário, (c) 2º secundário, e (d) 1º secundário.

Na Figura 4.12 apresenta-se os resultados obtidos por ensaio experimental em condição adversa, da tensão  $V_{ab}$  à saída do inversor, da corrente no circuito ressonante  $i_{Lr}$  e da tensão  $V_S$  do 1º até ao 4º secundário do transformador.

Na Figura 4.12 a) observa-se as formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  e a tensão no 4º secundário  $V_S$ . Verifica-se que durante a condição adversa a tensão aumenta cerca de 10V, ficando  $V_S \approx 30V$ . A tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $i_{Lr}$  mantêm-se estáveis e idênticas ao ensaio do ponto 4.2.4.

Na Figura 4.12 b) e c) observa-se as formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  no conversor ressonante, e a tensão  $V_S$  no 3º e 2º secundário respetivamente. Não se verifica qualquer alteração face ao já verificado no ensaio experimental com uma carga resistiva de 500  $\Omega$  colocada à saída do gerador de Marx do ponto 4.2.4, mantendo-se as formas de onda estáveis.

Na Figura 4.12 d) observa-se as formas de onda de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$  e a tensão  $V_S$  no 1º secundário. Verifica-se que durante a condição adversa a tensão diminui cerca de 10V, ficando  $V_S \approx 10V$ . A tensão  $V_{ab}$  e a corrente  $i_{Lr}$  mantêm-se estáveis e idênticas ao verificado no ensaio do ponto 4.2.4.

Esta condição adversa coloca os enrolamentos secundários dos extremos desequilibrados, isto é, o 4º secundário com mais 10V ficando com uma tensão  $V_{S4º} \approx 30V$  e o 1º secundário com menos 10V ficando com uma tensão  $V_{S1º} \approx 10V$ , enquanto que em funcionamento normal estariam com uma tensão  $V_S \approx 20V$ .

No momento desta ocorrência, o circuito de comando de porta do IGBT protege-se desligando-se, diminuindo drasticamente a corrente no secundário onde ocorre a condição severa. Visto que a tensão do enrolamento primário  $V_p$  mantém-se inalterada, a tensão do 4º secundário  $V_{S4º}$  aumenta e a tensão do 1º secundário  $V_{S1º}$  diminui.

Ao diminuir a tensão do 1º secundário  $V_{S1º}$ , a corrente deste secundário aumenta, com o objetivo de manter a mesma potência entregue à resistência de carga (circuito de comando do IGBT), fazendo com que a corrente  $i_{Lr}$ , que circula no enrolamento primário, se mantenha inalterada face ao funcionamento normal.

O facto de a tensão do 4º secundário ficar com  $V_{S4º} \approx 30V$ , poderá comprometer o bom funcionamento do regulador linear de tensão, que opera com os limites de tensão mínima e máxima de entrada de [10V, 25V], e dos condensadores de estabilização da tensão à saída da ponte retificadora.

O desequilíbrio das tensões nos enrolamentos do 1º e 4º secundário não é verificado nos enrolamentos do 2º e 3º secundário.

De referir que este ensaio de condição adversa foi também realizado nos restantes secundários, tendo-se verificado sempre o mesmo comportamento descrito nos parágrafos anteriores, concluindo que esta ocorrência é independente do estágio que sofra a anomalia, e afeta sempre da mesma forma a tensão do enrolamento do 1º e 4º secundário.

Na Figura 4.13 apresenta-se o *driver* de comando do IGBT usado neste ensaio.



Figura 4.13 Driver para 2 IGBTs para 1 estágio de potência Concept IHD660





## Capítulo 5 Conclusões

### 5.1. Introdução

Neste capítulo são apresentadas as conclusões do estudo desta dissertação, tanto a nível teórico, simulação e experimental.

Também são feitas algumas considerações para implementação futura usando como base esta dissertação.

### 5.2. Acerca do trabalho realizado

Neste trabalho foram apresentados um conjunto de conceitos e análises teóricas necessárias para o projeto, simulação e montagem do protótipo de um inversor com um circuito ressonante  $LC$  série e transformadores para alimentação dos circuitos de comando de um gerador de Marx.

As metodologias do projeto deverão permitir a construção de um protótipo de um conversor DC-AC  $LC$  série ressonante, com perdas por comutação reduzidas, e que possa operar nas proximidades de uma determinada frequência de ressonância, sendo esta determinada pelo tipo número de estágios do GM, frequência normalizada  $F$ , e pelo fator de qualidade  $Q$ .

Para a realização deste objetivo impuseram-se algumas condições iniciais:

- Inversor baseado em semicondutores do tipo MOSFET canal N
- O comando dos semicondutores do inversor é feito só com 2 sinais para cada par de semicondutores, obrigando a trabalhar com a modulação de comando de plena onda
- O inversor tem de operar com uma frequência de comutação igual à frequência de ressonância

Partindo dos pressupostos anteriores e da análise teórica realizada dos diferentes métodos de alimentação, foi desenvolvido um inversor com um circuito ressonante  $LC$  série ligado a um transformador com múltiplos secundários independentes para alimentação dos circuitos de comando dos estágios de potência de um gerador de Marx. Conceptualmente a topologia proposta do conversor ressonante  $LC$  série com transformador, é mais otimizada em relação a um inversor normal com transformador à sua saída, o que pode permitir ter maior rendimento através das comutações suaves que aumentam o tempo de vida útil dos dispositivos do conversor. Na Figura 5.1 é possível observar as formas de onda  $V_{ab}$  e  $i_{Lr}$  do inversor com os transformadores, mas sem o circuito ressonante.

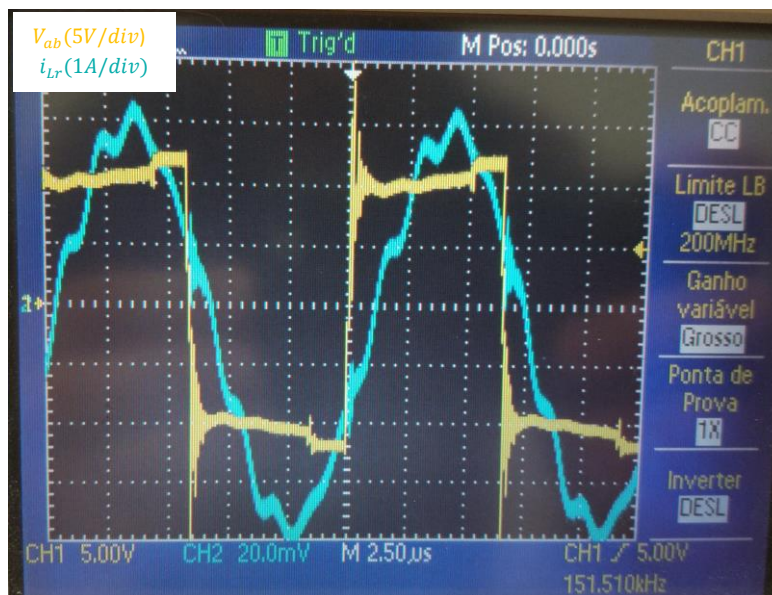


Figura 5.1 Formas de  $V_{ab}$ ,  $i_{Lr}$ , obtidas para o ensaio sem o circuito ressonante

Pode-se observar os picos de tensão de  $V_{ab}$  causados pelas comutações forçadas dos semicondutores e a forma de onda pouco sinusoidal de  $i_{Lr}$  que não se encontra em fase com a tensão  $V_{ab}$ , devido à falta do circuito ressonante  $LC$  série.

Foi feita a análise das etapas de funcionamento de um conversor normal, isto é, sem o circuito ressonante  $LC$  série, em que é estudado a circulação da corrente e das tensões em cada etapa com o auxílio das formas de onda do circuito. É também possível verificar as perdas por comutação forçada devido ao desfasamento natural da corrente em relação à tensão.

A existência de indutâncias de fuga em grande número no circuito devido ao transformador de alta frequência é o fator motivador à utilização de um filtro  $LC$  série, em que as suas indutâncias de fuga são anuladas pelo condensador deste filtro. Tendo em conta a importância real das indutâncias de fuga, é também dedicado um ponto para apresentar a análise teórica destes elementos.

De referir também que o ganho deste conversor é dado por  $M = \frac{V_0}{V_{dc}} \leq 1$ .

Foi necessário analisar o funcionamento do conversor em vários modos de funcionamento e perceber as vantagens e desvantagens de cada um deles. O objetivo seria ter  $f_s = f_r$ , mas devido à dificuldade de se ter o valor dos componentes calculados exatamente iguais aos que existem comercialmente, e tendo em conta que para o caso do conversor estudado ser baseado em MOSFETs, o modo de funcionamento ZVS,  $f_s > f_r$ , é preferível devido às propriedades intrínsecas destes semicondutores.

Também foi ensaiado o funcionamento do conversor  $f_s < f_r$  em que ficou claro que não é o tipo de funcionamento pretendido, devido à existência de comutações forçadas

durante a transição corte-condução, e que causam picos elevados de corrente num curto espaço de tempo, o que comprova a análise teórica.

O funcionamento do circuito foi simulado no programa LTspice da Analog Devices, permitindo assim prever o funcionamento real do inversor bem como a sua otimização. A sua simulação seguiu a regra de simplificação colocada no dimensionamento, a redução dos quatro secundários independentes a um só secundário do transformador.

O circuito projetado foi construído para funcionar com oito estágios do GM, dois por cada secundário, mas se existir necessidade de colocar mais estágios implicará o redimensionamento do circuito ressonante  $LC$  série, de forma acomodar o aumento das indutâncias de fuga.

O conversor foi ensaiado experimentalmente com os quatro secundários do GM, em que foi analisada a variação de carga no secundário do transformador, isto é, com as fibra-ópticas ligadas o circuito consome menos do que se estiverem desligadas. O que é visível em termos da corrente do circuito ressonante, mas o comportamento do circuito mantém-se estável, visto que só varia a amplitude da corrente.

Foi também ensaiado em condições normais o GM a operar com uma carga resistiva, o que também não afeta as formas de onda nem a amplitude da corrente do conversor, o que comprova o isolamento do conversor ressonante face ao GM.

Para o caso do ensaio com condição adversa, verifica-se que o aumento de 10V no 4º secundário poderá comprometer a alimentação do circuito de comando dos estágios se estes não forem devidamente protegidos contra sobretensões. Sendo este o ponto negativo desta montagem do transformador com um primário e múltiplos secundários independentes, e que para este tipo de adversidade o circuito apresentado no ponto 2.3.3 com os transformadores ligados em cascata é mais robusto.

Os resultados experimentais confirmam a teoria, que poderá ser a validade da execução do projeto.

Pode-se concluir que este circuito permite diminuir as perdas por comutação, aproveitando a existência das indutâncias de fuga dos vários transformadores toroidais usados, sendo também muito estável, visto que não é afetado pelas variações de carga resistiva do gerador de Marx.

### 5.3. Perspetivas futuras

Este trabalho poderá ter continuidade, servindo de base para modelação matemática do sistema, criando com isto modelos de previsão para se poder estudar os limites de funcionamento do conversor ressonante série e as suas condicionantes.

Com esta modelação poderá ser estudada a possibilidade de fazer o controlo em cadeia fechada para controlar a tensão de saída conforme as variações da resistência de carga o exigirem.

Poderá ser estudado as vantagens e desvantagens de dois tipos de modelação, comparando o funcionamento com comando de plena onda, e com modelação por mudança de fase.

Será útil projetar uma placa de circuito impresso que permita a colocação de bobinas e condensadores para que o conversor seja adaptável para um possível aumento do número de estágios de um GM, como por exemplo o Gerador de Impulsos Otimizado (GIO). [17]

Outro estudo interessante será a implementação do conversor com os secundários do transformador ligados em cascata e comparar com o conversor com os secundários independentes.

E também quantificar a melhoria do rendimento do conversor com circuito ressonante e comparar com o rendimento do conversor sem o circuito ressonante.

## Bibliografia

- [1] L. M. S. Redondo, "Pulsed Power Fundamentals (semiconductor based technology)."
- [2] B. a Merello, A. Rugginenti, M. Grasso, and I. Rectifier, "Using Monolithic High Voltage Gate Drivers," *Int. Rectifier*, p. 11, 2008.
- [3] S. De and S. Bindu, "Design and Simulation of Unipolar Solid-State Marx Generator," no. 2, pp. 19–24, 2015.
- [4] H. Canacsinh, L. M. Redondo, and J. F. Silva, "Isolated autonomous capacitive power supplies to trigger floating semiconductors in a marx generator," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, no. May 2014, pp. 821–826, 2007.
- [5] M. H. Rashid, *Power Electronics Handbook*. 2007.
- [6] L. Li, K. Liu, and J. Qiu, "Repetitive high voltage rectangular waveform pulse adder for pulsed discharge of capacitive load," *IEEE Trans. Dielectr. Electr. Insul.*, vol. 20, no. 4, pp. 1218–1223, 2013.
- [7] A. Mchutchon, "RLC Resonant Circuits," no. 3, pp. 1–7, 2013.
- [8] V. Meireles, *Circuitos Eléctricos*, 2nd ed. Lidel.
- [9] Robert W. and D. M. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*. 2002.
- [10] L. Redondo, *Apontamentos sobre Semicondutores de Potência para Engenharia Electrotécnica*, no. ISEL. 2008.
- [11] J. F. Silva, *Eletrónica de Potência*, 2nd ed. Fundação Calouste Gulbenkian, 2013.
- [12] N. Vishwanathan, "DC to DC Converter Topologies for High Voltage Power Supplies Under Pulsed Loading," no. February. 2004.
- [13] Voltech Instruments Ltd, "Measuring Leakage Inductance," *Notes*, 2001.
- [14] M. Dekker, "Chapter 17 Winding Capacitance and Leakage Inductance," *Transform. Inductor Des. Handb.*, p. 17, 2004.
- [15] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. Robbins, "Power Electronics: Converters, Applications and Design." p. 824, 1998.
- [16] V. Vorpérian, "Analysis of Resonant Converters," California Institute of Technology, Pasadena California, 1984.
- [17] H. Canacsinh, "Modulador Pulsado de Alta Tensão Bipolar Baseado Em Semicondutores De Potência, Análise E Otimização Do Funcionamento," IST, 2015.



Anexo

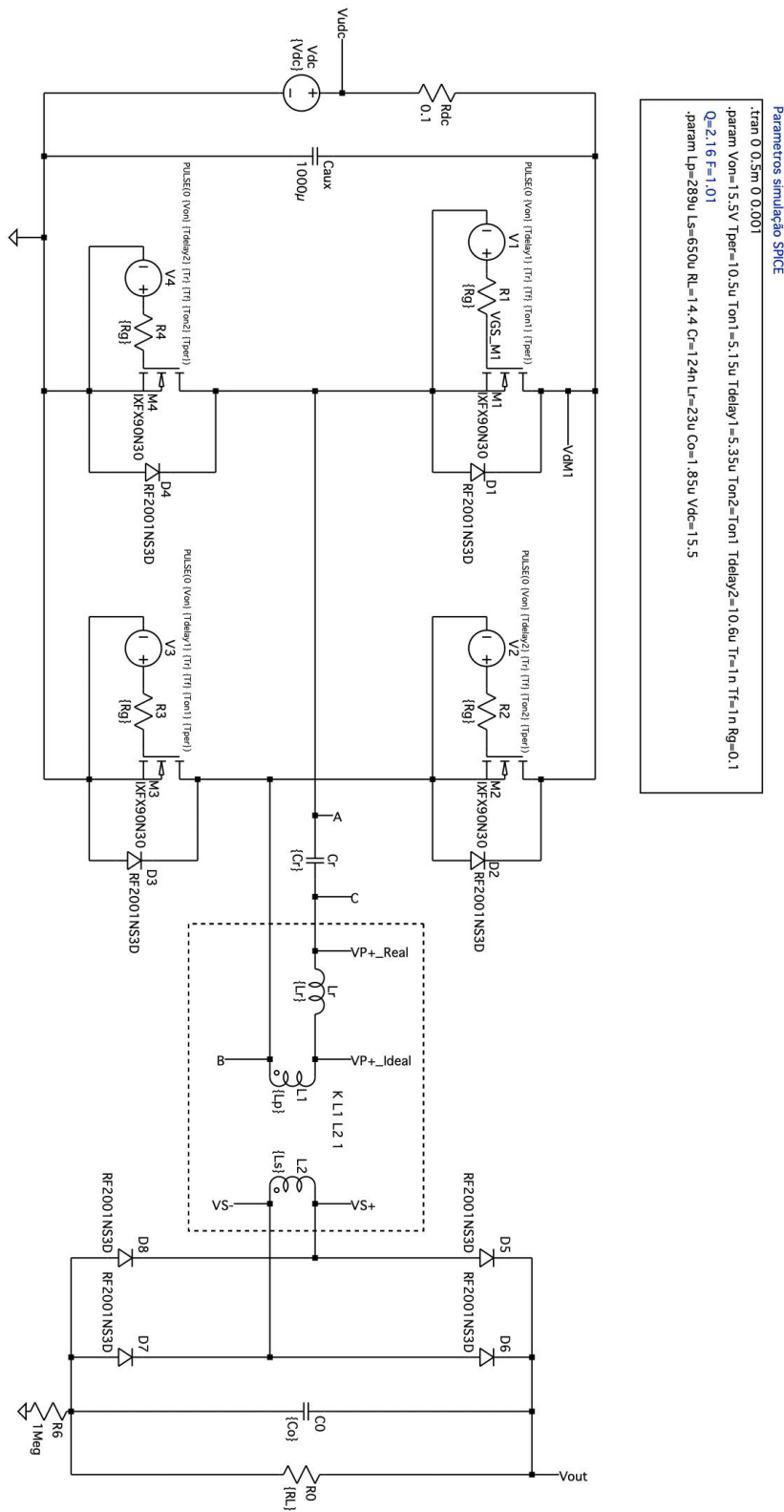


Figura A.1 Circuito Simulado no software LTspice