

Transformador para Fonte de Alta-tensão Contínua

JOÃO DAVID FERREIRA DA SILVA
(Licenciado em Engenharia Electrotécnica)

Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Electrotécnica – ramo de Automação e Electrónica Industrial

Orientador:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Júri:

Presidente: Professor Doutor Elmano da Fonseca Margato

Vogais:

Professor Doutor Luís Manuel dos Santos Redondo

Professor Doutor Acácio João Galhardo Baptista

Setembro de 2013

Agradecimentos

Este trabalho é o culminar de um percurso no ISEL no qual, várias pessoas, directa ou indirectamente tiveram um papel importante. A todas elas o meu obrigado.

Gostaria no entanto, deixar um especial agradecimento às pessoas que me são mais próximas, uma vez que foram as mais sacrificadas em prol do sucesso do mesmo.

Como tal, quero agradecer aos meus pais, Domingos Silva e Maria Augusta Silva, à minha irmã Filipa Silva e à minha namorada Andreia Lino.

Gostaria de deixar também um agradecimento especial, ao Professor Doutor Luís Redondo, por todo o apoio, disponibilidade e ensinamentos por si sempre demonstrados, ao professor Hiren Canacsinh, pela sua disponibilidade e suporte sempre que foi necessário e ao meu colega de laboratório António Cavaleiro, pela companheirismo e ajuda.

A todos os demais, que fizeram parte deste percurso mas que não estão aqui referidos, o meu muito obrigado!

Resumo

Neste trabalho pretende-se fazer o estudo, o dimensionamento e a implementação experimental de dois transformadores de alta tensão e alta frequência e os respectivos circuitos ressonantes para uma fonte de tensão contínua. Estes sistemas serão alimentados por um inversor de tensão.

Inicialmente realizou-se um estudo sobre o modo de funcionamento do inversor de tensão. De seguida procedeu-se ao dimensionamento dos transformadores e à construção do seu modelo matemático para posterior simulação, permitindo a optimização do mesmo. Posteriormente, foram determinados os parâmetros não lineares dos transformadores, feitas as devidas simulações e construídos os respectivos circuitos ressonantes.

Por fim procedeu-se à implementação prática, dos sistemas previamente dimensionados e simulados e à apresentação dos devidos resultados.

Abstract

In this work it's intent to study, the development and experimental implementation of two high frequency and high voltage transformers and their corresponding resonant converters, for a DC Power Supply. These systems are supplied from a voltage inverter.

At the beginning, it was studied the voltage inverter's operating mode. The next procedure was transformer's development, its assembling and the mathematical model's design for testing in simulation environment, allowing the optimization of the parameters.

Then, it was calculated all the typical parameters of high voltage and high frequency transformer and it was done the transformer model's simulation and assembled the resonant converters.

Finally it was proceeded the practical implementation of the systems pre-developed and simulated, and the presentation of its results.

Índice

Agradecimentos	i
Resumo	iii
Abstract	v
Índice	vii
Lista de Figuras	x
Lista de Tabelas	xv
Lista de Abreviaturas	xvi
CAPÍTULO I – Introdução	1
1.1 – Motivação	2
1.2 – Objectivos	2
1.3 - Estrutura da dissertação	3
CAPÍTULO II – Fontes de Alimentação	4
2 – Introdução	4
2.1 - Fontes de alimentação	4
2.1.1 - Fontes de regulação linear	5
2.1.2 - Fontes de alimentação comutadas	6
2.1.3 - Comparações entre fontes de regulação linear e comutadas	8
2.1.4 - Frequência de comutação	11
2.2 – Conversores	12
2.2.1 – Conversor Forward	14
2.2.2 – Conversor em ponte completa (<i>Full-Bridge</i>) ou inversor de tensão	17
2.3 – Circuito ressonante	21
2.4 – Transformador	23

2.4.1 - Energia armazenada no transformador	23
2.4.2 – Perdas e aumento de temperatura no transformador	24
2.4.3 – Factor de enchimento ou factor de utilização da janela (K_u)	26
2.4.4 – Topologia	26
2.4.5 – Frequência e factor de ciclo	27
2.4.6 – Núcleo	27
CAPÍTULO III – Modelo do transformador	28
3.1 – Introdução	28
3.2 – Transformador de dois enrolamentos	28
3.2.1 - Decomposição do fluxo magnético	29
3.2.2 – Coeficientes de auto-indução e de indução mútua	34
3.3 - Modelo do Transformador	40
3.3.1 – Influência da frequência no transformador	41
CAPÍTULO IV - Dimensionamento e determinação experimental dos parâmetros do transformador de alta tensão e alta frequência	46
4.1 – Introdução	46
4.2 – Dimensionamento do transformador	46
4.3 – Construção do transformador	52
4.4 – Parâmetros não lineares do transformador	54
4.4.1 - Coeficiente de auto-indução de magnetização do transformador	54
4.4.2 - Indutância de fugas do transformador	55
4.4.3 - Capacidades distribuídas do transformador	55
4.5 – Determinação experimental dos parâmetros não lineares do transformador	57
4.5.1 – Determinação da indutância de fugas	57
4.5.2 – Determinação da indutância de magnetização	59
4.5.3 – Cálculo da capacidade distribuída equivalente	62

CAPÍTULO V - Conversor Ressonante	70
5.1 – Introdução	70
5.2 – Ressonância	70
5.3 – Tipos de conversores ressonantes	71
5.4 – Conversor ressonante série por modulação de fase	72
5.4.1 – Modos de operação	74
5.4.1.1 – Análise do modo 1 de operação	75
5.4.1.2 – Análise do modo 2 de operação	76
5.4.1.2 – Análise do modo 3 de operação	77
5.5 – Construção do circuito ressonante	78
CAPÍTULO VI - Simulações e Resultados Experimentais	84
6.1 – Introdução	84
6.2 – Conversor em ponte-completa	84
6.2.1 – Simulação do conversor em ponte-completa	84
6.2.2 – Ensaio do conversor em ponte completa	86
6.3 – Determinação das características não lineares do transformador	87
6.3.1 – Determinação da capacidade distribuída do transformador	87
6.4 – Simulação e ensaio dos transformadores a partir do modelo matemático	89
6.5 – Simulação e ensaio do conversor ressonante para os transformadores	92
CAPÍTULO VII – Conclusões	105
Referências bibliográficas	106

Lista de Figuras

Figura 2.1 – Regulação linear da tensão de saída de uma fonte de tensão contínua	5
Figura 2.2 – Diagrama de blocos de uma fonte comutada com o mecanismo de regulação de tensão	6
Figura 2.3 – Formas de onda de tensão e corrente	9
Figura 2.4 – Conversor <i>Forward</i>	14
Figura 2.5 – Conversor <i>Forward</i> com malha de desmagnetização no primário do transformador	15
Figura 2.6 – Formas de onda de tensão características do circuito	16
Figura 2.7 – Conversor em ponte completa	17
Figura 2.8 – 4 Etapas de funcionamento de um conversor em ponte completa	18
Figura 2.9 – 1ª Etapa de funcionamento do conversor	18
Figura 2.10 – 2ª Etapa de funcionamento do conversor	19
Figura 2.11 – 3ª Etapa de funcionamento do conversor	20
Figura 2.12 – 4ª Etapa de funcionamento do conversor	20
Figura 2.13 – Formas de onda de tensão de entrada e corrente no conversor em ponte completa	21
Figura 2.14 – Conversor série ressonante	22
Figura 2.15 – Conversor paralelo ressonante	22
Figura 2.16 – Conversor série paralelo ressonante	23
Figura 2.17 – Gráfico para a determinação do conversor da potência de saída em função da tensão de entrada	26
Figura 3.1 - Esquema simplificado de um transformador de 2 enrolamentos	28
Figura 3.2 – Ilustração de campo que atravessa uma superfície	29

Figura 3.3 - Esquema simplificado das linhas de fluxo de um transformador com o primário energizado e o secundário em vazio	32
Figura 3.4 – Espira amperiana (rectângulo abcd) utilizada para calcular o campo magnético de um solenóide	36
Fig. 3.5 - (a) Curva de magnetização; (b) ciclo de histerese típico de um transformador com núcleo ferro magnético	37
Figura 3.6 – Modelo eléctrico equivalente de um transformador	40
Figura 3.7 - Modelo eléctrico equivalente de um transformador real para frequências elevadas	42
Figura 3.8 - Modelo eléctrico equivalente de um transformador real com as grandezas do secundário referidas ao primário	42
Figura 3.9 – Esquema equivalente em T do transformador elevador de tensão ligado a uma carga com as grandezas do secundário referidas ao primário	44
Figura 4.1 – Forma de onda aproximada da potência no primário do transformador para uma carga resistiva	47
Figura 4.2 – Estrutura simplificada dos transformadores de dois enrolamentos, onde 1 e 2 correspondem respectivamente as camadas do primário e secundário: a) núcleo ETD, b) núcleo AMCC	53
Figura 4.3 – Construção dos transformadores: a) ETD 59, b) AMCC100	54
Figura 4.4 – Aspecto final dos transformadores: a) ETD 59, b) AMCC100	54
Figura 4.5 – Configuração inclinada dos enrolamentos com o objectivo de reduzir a capacidade entre espiras	57
Figura 4.6 – Modelo equivalente do transformador para o ensaio em vazio	57
Figura 4.7 – Modelo equivalente do transformador para o ensaio em vazio em que o bloco Z representa o medidor de impedâncias	58
Figura 4.8 – Modelo equivalente das impedâncias do transformador reduzido ao primário para o ensaio em curto-circuito	59
Figura 4.9 – Representação de uma bobina com capacidade distribuída sobre o efeito de uma onda quadrada	62

Figura 4.10 – Comparação da corrente medida e preditiva no indutor (a) ; tensão de excitação e corrente deduzida através da capacidade distribuída (b)	62
Figura 4.11 – Circuito simplificado para o teste da capacidade distribuída do transformador	63
Figura 4.12 – Representação ideal das formas de onda esperadas, onde a primeira onda representa a tensão no MOSFET, a segunda a tensão no primário do transformador e a terceira a tensão no diodo e a quarta a tensão no secundário do transformador	63
Figura 4.13 – Circuito Integrado 555	66
Figura 4.14 – Circuito Integrado 555 (montagem como astável ou oscilador)	67
Figura 4.15 – Diagrama de ligações inversor NAND	68
Figura 4.16 – Circuito para geração de um impulso no primário do transformador para o cálculo da capacidade distribuída	69
Figura 5.1 – Circuito completo com o conversor em ponte completa, conversor ressonante e o transformador	72
Figura 5.2 – Formas de onda aproximadas dos MOSFETS do conversor em ponte completa e tensão e corrente no conversor ressonante	73
Figura 5.3 – Modo 1 de operação do circuito ressonante	75
Figura 5.4 – Modo 2 de operação do circuito ressonante	76
Figura 5.5 – Modo 3 de operação do circuito ressonante	77
Figura 5.6 – Gráficos do factor de qualidade e do ganho em função da frequência de ressonância para o transformador ETD	81
Figura 5.7 – Gráficos do factor de qualidade e do ganho em função da frequência de ressonância para o transformador METAGLAS	82
Figura 6.1 – Modelo em MATLAB/SIMULINK para a simulação do conversor em ponte-completa	84
Figura 6.2 – Simulação dos sinais de comando aplicados aos semicondutores do conversor em ponte-completa	85
Figura 6.3 – Simulação das formas de onda de tensão e corrente do conversor em ponte completa para uma carga resistiva	85
Figura 6.4 – Ensaio dos sinais V_{GS} de cada MOSFET	86
Figura 6.5 – Ensaio em vazio da tensão de saída do conversor em ponte completa	86

Figura 6.6 – Tensão de excitação e corrente no primário do transformador ETD	87
Figura 6.7 – Tensão de excitação e corrente no primário do transformador AMCC	88
Figura 6.8 – Simulação do modelo do transformador reduzido ao primário em MATLAB/SIMULINK	89
Figura 6.9 – Simulação das formas de onda de tensão do transformador ETD no primário e secundário e a corrente no primário	90
Figura 6.10 – Formas de onda de tensão do transformador ETD no primário (CH1) e secundário (CH3) e a corrente no primário (CH2)	90
Figura 6.11 – Simulação das formas de onda de tensão do transformador AMCC no primário e secundário e a corrente no primário	91
Figura 6.12 – Formas de onda de tensão do transformador AMCC no primário (CH1) e secundário (CH4) e a corrente no primário (CH2)	91
Figura 6.13 – Simulação dos modelos dos transformadores com a introdução do circuito ressonante	92
Figura 6.14 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e secundário e corrente do primário com o circuito ressonante do modelo do transformador ETD	93
Figura 6.15 – Ensaio experimental das formas de onda da tensão e corrente no transformador com o circuito ressonante do modelo do transformador ETD	93
Figura 6.16 – Etapas do funcionamento do conversor em ponte completa e corrente no conversor ressonante no primário do transformador	94
Figura 6.17 – Primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET ₁ e MOSFET ₄ estão em condução	95
Figura 6.18 – Segunda etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET ₁ e o diodo D ₂ estão em condução	95
Figura 6.19 – Terceira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, onde os diodos D ₂ e D ₃ estão em condução durante o tempo morto, e o MOSFET ₂ e o MOSFET ₃ estão em condução após o tempo morto	96
Figura 6.20 – Quarta etapa funcionamento do conversor em ponte completa, em que os MOSFET ₂ e o diodo D ₄ estão em condução	96

Figura 6.21 – Início da primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os díodos D_1 e D_4 estão em condução durante o tempo morto	97
Figura 6.22 – Simulação das formas de onda da tensão do primário, no condensador (tensão no condensador com ganho de 20) e corrente do primário (corrente com ganho de 20) no circuito ressonante do modelo do transformador ETD	97
Figura 6.23 – Tempo de descarga do da indutância ressonante	98
Figura 6.24 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e secundário e corrente do primário com o circuito ressonante do modelo do transformador AMCC	99
Figura 6.25 – Ensaio experimental das formas de onda da tensão e corrente no transformador com o circuito ressonante do modelo do transformador AMCC	99
Figura 6.26 – Primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os díodos D_1 D_4 e os MOSFETS M_1 e M_2 estão em condução	100
Figura 6.27 – Segunda etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET ₁ e o diodo D_2 estão em condução	100
Figura 6.28 – Terceira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, onde os díodos D_2 e D_3 estão em condução durante o tempo morto e os MOSFETS M_2 e M_3 estão em condução após o tempo morto	101
Figura 6.29 – Quarta etapa de funcionamento do conversor ponte completa em que o MOSFET ₂ e o diodo D_4 estão em condução	101
Figura 6.30 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e no condensador, e corrente do primário (corrente com ganho de 15) no circuito ressonante do modelo do transformador AMCC	102
Figura 6.31 – Respostas típicas do amortecimento de um circuito RLC série	103

Lista de Tabelas

Tabela 2.1 - Comparação de alguns parâmetros entre fontes comutadas e de regulação linear	10
Tabela 4.1 – Valores de funcionamento do transformador	46
Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros físicos dos transformadores a serem construídos	52
Tabela 4.3 – Grandezas eléctricas e físicas para o projecto do transformador	53
Tabela 4.4 – Resultados experimentais do ensaio em vazio do transformador	58
Tabela 4.5 – Resultados experimentais do ensaio em curto-circuito do transformador	60
Tabela 4.6 – Resultados experimentais do ensaio em curto-circuito do transformador	60
Tabela 4.7 – Valores das resistências equivalente dos enrolamentos dos transformadores Construídos	61
Tabela 4.8 – Pressupostos iniciais para o ensaio da capacidade distribuída	64
Tabela 4.9 – Pin Out do CI ₅₅₅	66
Tabela 4.10 – Valores dos parâmetros da montagem do CI ₅₅₅	68
Tabela 4.11 – Pin Out do inversor NAND	68
Tabela 5.1 – Quadro dos parâmetros ressonantes para vários valores de frequência e factor de qualidade para o transformador ETD	80
Tabela 5.2 – Quadro dos parâmetros ressonantes para vários valores de frequência e factor de qualidade para o transformador METAGLAS	82
Tabela 6.1 – Resumo dos parâmetros dos transformadores para a construção do modelo em MATLAB/SIMULINK	89
Tabela 6.2 – Valores dos parâmetros dos circuitos ressonantes	92

Lista de Abreviaturas

AC	- <i>alternating current</i> (corrente alternada)
DC	- <i>direct current</i> (corrente contínua)
MOSFET	- <i>metal oxide semiconductor field effect</i> (transístor de efeito de campo de porta isolada)
SMPS	- <i>switched-mode power supply</i> (fontes de tensão comutadas)
PWM	- <i>pulse with modulation</i>
<i>duty-cycle</i>	- factor de ciclo
SRC	- <i>serie resonant converter</i> (conversor série ressonante)
PRC	- <i>parallel resonant converter</i> (conversor paralelo ressonante)
SPRC	- <i>serie parallel resonant converter</i> (conversor série -paralelo ressonante)
MATLAB/SIMULINK	- programa de computador para simulação numérica
Ferrite e METAGLAS	- tipo de material magnético de núcleo para alta frequência
ETD e AMCC	- geometria do núcleo magnético do transformador
ZVS	- <i>zero voltage switching</i> (comutação de tensão em volta de zero)
ZCS	- <i>zero current switching</i> (comutação de corrente em volta de zero)
Flyback	- tipo de conversor de contínuo para contínuo
v_1 e v_2	- valores instantâneos de tensão, do primário e secundário respectivamente (V)
i_1 e i_2	- valores instantâneos de corrente, do primário e secundário respectivamente (A)
R_1 e R_2	- valores de resistência em corrente contínua, do primário e secundário respectivamente (Ω)
ψ_1 e ψ_2	- valores instantâneos dos fluxos ligados, do primário e secundário
ϕ	- fluxo magnético ou fluxo por espira
B	- densidade de fluxo

H	- campo magnético
N_1 e N_2	- número de espiras de cada um dos enrolamentos
ϕ_{mi}	- fluxo ligado de magnetização
$\phi_{\sigma i}$	- fluxo ligado de dispersão ou de fugas
f.e.m	- força electro motriz
L	- indutor (F)
L_i	- coeficiente de auto-indução (F)
M_{ij}	- coeficiente de indução mútua entre os enrolamentos i e j (F)
$d\vec{S}$	- comprimento dos seguimentos da espira amperiana (m)
μ_0	- permeabilidade do vácuo com o valor de $4\pi \times 10^{-7} \text{Hm}^{-1}$
$l_{\sigma 1}$ e $l_{\sigma 2}$	- coeficiente auto-indução associada ao fluxo de fugas do primário e secundário (F)
L_{mi}	- coeficiente de auto-indução de magnetização associado ao fluxo mútuo de magnetização (F)
i'_2	- corrente do secundário vista pelo primário (A)
C_{eq1}	- Capacidade equivalente distribuída do primário (F)
C_{eq2}	- Capacidade equivalente distribuída do secundário (F)
C_{eq12}	- Capacidade equivalente distribuída entre o primário e o secundário (F)
v'_2	- tensão do secundário vista pelo primário (V)
R'_2	- resistência do enrolamento secundário reduzido ao primário (Ω)
R'_0	- resistência da carga secundário reduzido ao primário (Ω)
N	- relação de transformação
f	- frequência de comutação (Hz)
P_0	- potência média activa (W)
S_e	- potência aparente (VA)
V_{1rms}	- valor eficaz de tensão (V)

I_{1rms}	- valor eficaz da corrente (A)
P_{rms}	- potência activa eficaz (W)
A_c	- secção transversal do núcleo do transformador (mm ²)
A_{cu1} e A_{cu2}	- secção do condutor de cobre do primário e secundário do transformador (mm ²)
A_{w1} e A_{w2}	- áreas ocupadas pelos enrolamentos primário e secundário (mm ²)
K_{cu1} e K_{cu2}	- factor de enchimento do primário e secundário (mm ²)
J_{1rms}^2 e J_{2rms}^2	- Valor eficaz da densidade de corrente nos enrolamento primário e secundário (A/m ²)
μ_e	- permeabilidade efectiva do núcleo
\mathfrak{R}	- relutância do núcleo magnético
V_{ds}	- tensão dreno-source (V)
R_{ds}	- resistência dreno-source (Ω)
V_{Z1} e V_{Z2}	- tensão do diodo de zener 1 e 2 (V)
f_r	- frequência de ressonância (Hz)
L_r	- indutância de ressonância (H)
C_r	- capacitância de ressonância (F)
Z_c	- impedância característica do circuito ressonante (Ω)
Q	- factor de qualidade
R_L	- resistência da carga do circuito (Ω)
M	- ganho do conversor ressonante
C_{dist}	- capacidade distribuída equivalente (F)

CAPÍTULO I

1 – Introdução

Nos dias hoje, existem um conjunto vasto de equipamentos electrónicos que fazem uso de fontes de alimentação contínuas. Como tal, surgiu o interesse de dimensionar dois transformadores com núcleos distintos e os respectivos circuitos ressonantes, que são parte integrante nas fontes de alimentação. A alimentação dos mesmos será garantida por um inversor de tensão.

Existe um vasto grupo de aplicações deste tipo de fontes de alimentação, que vão desde das aplicações domésticas, tais como electrodomésticos e computadores, carregadores DC-DC de carros eléctricos, aplicações médicas, como os equipamentos de diagnóstico e aplicações espaciais, tais como os satélites. Neste trabalho propõe-se o estudo, dimensionamento e implementação de dois transformadores, e dos seus respectivos conversores ressonantes.

Os principais temas para a execução deste trabalho são os seguintes:

- Fonte de alimentação DC de 100 V
- Inversor de tensão
- Circuito ressonante
- Transformador elevador

De referir que os transformadores foram projectados para uma tensão no primário de 300 V, no entanto devido à indisponibilidade de equipamento em laboratório, foi utilizada uma fonte de alimentação de 100 V.

1.1 – Motivação

Esta dissertação insere-se na área de investigação e desenvolvimento no âmbito da secção de Automação e Electrónica. Este trabalho procura passar pelas principais de conhecimento do curso de mestrado, tais como a electrónica de potência e o electromagnetismo.

Uma vez que, estes tipos de equipamentos fazem parte do nosso quotidiano diário, a grande motivação deste estudo será o de estar por dentro do tema e perceber o funcionamento dos sistemas.

1.2 – Objectivos

Tendo em conta o que foi dito anteriormente, pretende-se atingir os seguintes objectivos com esta dissertação:

- Análise das topologias mais comuns associadas às fontes de alimentação de alta tensão contínua, tendo em conta as suas aplicações, os vários tipos de conversores e transformadores de alta-frequência usados;
- Estudo do funcionamento dos parâmetros que caracterizam o seu funcionamento: tensão, frequência de comutação, corrente, potência;
- Estudo dos elementos constituintes deste trabalho para posterior implementação;
- Dimensionamento e implementação dos sistemas para as condições de funcionamento previamente definidas;
- Análise dos resultados experimentais, comparando com os resultados obtidos em ambiente de simulação;

1.3 – Estrutura da dissertação

Esta dissertação está dividida em sete capítulos, organizados da seguinte maneira:

- O primeiro capítulo, denominado por introdução, define o enquadramento do trabalho realizado, a motivação e os objectivos a que se propõe;
- No segundo capítulo, procura-se mostrar o tipo de fontes de alimentação contínuas que existem, assim como as suas características e principais diferenças. Pretende-se ainda, fazer uma introdução teórica dos sistemas constituintes dessas fontes, com especial ênfase nos conversores utilizados e no transformador;
- No terceiro capítulo, é feito a construção do modelo matemático do transformador para a sua utilização em ambiente de simulação.
- O quarto capítulo visa o dimensionamento dos transformadores para o funcionamento previsto, assim como os ensaios e cálculos para os parâmetros não lineares dos mesmos;
- O quinto capítulo tem como foco o circuito ressonante, fazendo introduções teóricas sobre o mesmo, o seu propósito, e os seus modos de funcionamento;
- No sexto capítulo são apresentados os resultados obtidos em simulação e experimentalmente;
- O sétimo e último capítulo é dedicado às respectivas conclusões;

CAPÍTULO II

Fontes de Alimentação

2 - Introdução

Neste capítulo, pretende-se mostrar as topologias mais comuns associadas às fontes de alimentação contínua existentes e as diferenças entre elas. Pretende-se assim, demonstrar os vários tipos de aplicações deste tipo de fontes, bem como os blocos constituintes deste tipo de fontes tais como os conversores, circuito ressonante e o transformador. Relativamente ao transformador, uma vez que é o foco deste trabalho, são também introduzidas as principais características que devem ser levadas em conta quando se desenvolve um transformador de alta de tensão e alta frequência.

2.1 - Fontes de alimentação

Nos dias de hoje, todos os circuitos electrónicos requerem uma fonte de alimentação contínua, com um determinado grau de estabilização. Em equipamentos de pequeno porte, tal alimentação pode ser obtida através de pilhas ou pequenas baterias, mas num panorama geral, utiliza-se a energia disponível na rede, através de um conversor.

Uma fonte de alimentação pode definir-se como um dispositivo electrónico que serve para transformar energia eléctrica sob a forma de corrente alternada (AC) da rede, em energia eléctrica de corrente contínua (DC), indicada para cargas que precisem de energia de corrente contínua.

As fontes de alimentação modernas, podem ser divididas em dois grupos:

- i) Fontes de regulação linear
- ii) Fontes de regulação por comutação (frequência).

Ambas partilham o primeiro estágio de alimentação, ou seja, a partir da tensão alternada disponível na rede eléctrica é obtida uma tensão alternada em que o fluxo de corrente ocorre apenas num sentido bloqueando o sentido contrário a partir de um circuito rectificador. Para tal, é preciso um dispositivo que execute essa tarefa.

2.1.1 - Fontes de regulação linear

Para o funcionamento estável de um determinado equipamento electrónico, não basta ter-se uma tensão contínua, tornando-se também necessário a regulação da mesma. A regulação de tensão pode ser feita recorrendo-se aos reguladores lineares ou então através do controle de tempo de condução de um elemento semiconductor. A regulação linear caracteriza-se pelo controlo da condutividade de um transístor, ajustando-se a intensidade de corrente fornecida obtendo-se dessa forma a regulação.

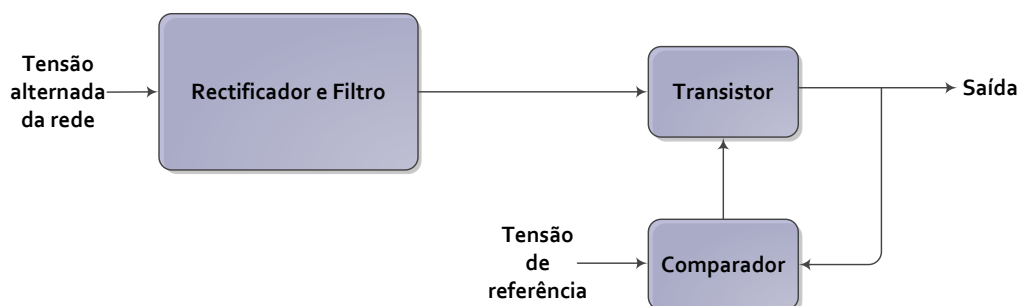


Figura 2.1 – Regulação linear da tensão de saída de uma fonte de tensão contínua

A Figura 2.1 ilustra de forma esquemática essa alternativa, onde existe um elemento semiconductor (transístor) cuja condutividade pode ser ajustada. A tensão de saída é sucessivamente comparada com a tensão de referência, onde o transístor comporta-se como uma resistência variável, absorvendo qualquer de valor de tensão. Ao funcionar na sua zona linear, o transístor apresenta uma dissipação de potência elevada, só mitigada pelo uso de dissipadores de calor volumosos e pesados, tornando-se assim no principal responsável pelo menor rendimento desta topologia.

Apesar das aparentes desvantagens da regulação linear, ela permite obter uma tensão de saída extremamente estável, assim com uma óptima resposta a regimes transitórios. A vantagem do funcionamento do transístor na zona linear é a não emissão de qualquer tipo de interferência electromagnética de alta frequência. Em função desse facto, os reguladores lineares encontram ainda nos dias de hoje, uma grande aplicação nos sistemas de telecomunicações, onde existem grandes problemas ao nível de ruído, apesar de que por princípio, serem mais indicados para sistemas de baixa potência.

2.1.2 - Fontes de alimentação comutadas

As fontes comutadas (*switched-mode power supply* (SMPS)) são dispositivos electrónicos de incorporam um conversor com a função de controlar a corrente, ligando e desligando-a rapidamente de forma a manter a de saída estabilizada.

Neste tipo conversor, tanto a tensão de entrada como a de saída são contínuas (conversor DC-DC). Dependendo do tipo de conversor utilizado, o valor da tensão de saída pode ser maior ou menor do que o valor de tensão de entrada. O semiconductor utilizado neste conversor, funciona como um interruptor, sendo as suas zonas de operação, a de saturação (ligado) e a de corte (desligado), com uma frequência de operação muito superior à da rede eléctrica, resultando por fim, numa tensão alternada não sinusoidal que é novamente rectificadora e entregue por à carga.

A figura seguinte ilustra o digrama de blocos de uma fonte comutada, onde se inserem os subsistemas de ressonância, transformador, rectificador, e sinal de tensão de referência.

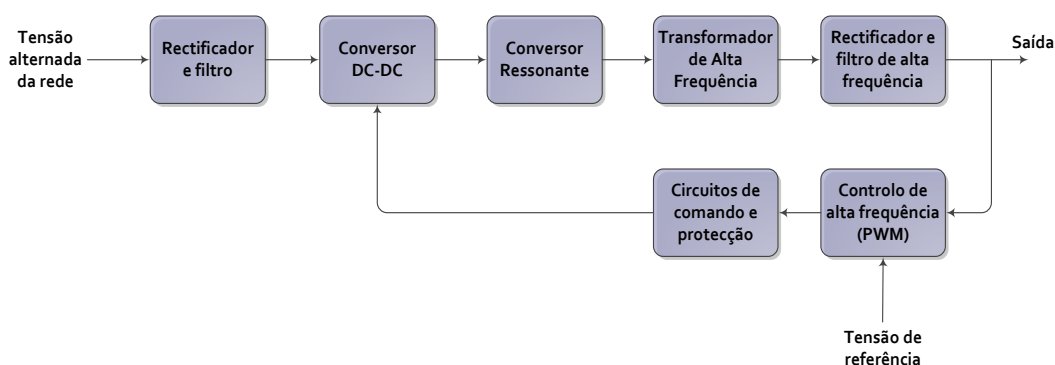


Figura 2.2 – Diagrama de blocos de uma fonte comutada com o mecanismo de regulação de tensão

- **Filtro de entrada:** evita a passagem do ruído eléctrico produzido pelo conversor para a rede eléctrica (harmónicas) e em algumas fontes pode também funcionar no sentido inverso, ou seja da rede para a fonte.
- **Rectificador e filtro de entrada:** tem a função de rectificar a tensão alternada proveniente da rede, para a tensão contínua que irá alimentar o conversor DC-DC a montante.

- **Conversor DC-DC:** tem a função de gerar um impulso de tensão na entrada do transformador com uma determinada frequência/período.
- **Conversor ressonante:** tem como função a absorção das características não lineares do transformador, permitindo uma comutação mais suave nos semicondutores do conversor DC-DC, mitigando assim as perdas de comutação e filtrando o ruído para a rede.
- **Transformador de alta frequência:** tem como função a elevação ou redução da tensão de impulso gerada pelo conversor DC-DC, dependendo do valor desejado na saída. O transformador possibilita também o isolamento galvânico entre a saída da fonte comutada e a rede eléctrica.
- **Rectificador e filtro de alta frequência:** tem como função a de rectificação e filtro da tensão de impulso de saída do transformador.
- **Controlo de alta frequência:** é responsável pelo controlo do tempo de condução do semiconductor do conversor DC-DC. Normalmente o controlo é feito através de um comparador, que recebe uma amostra da tensão de saída e compara-a com uma tensão de referência. Com o objectivo de garantir o isolamento entre a saída da fonte e o sistema eléctrico, normalmente é usado um acoplador óptico entre a saída e o circuito de controlo. Na maioria dos circuitos, se a tensão de saída estiver baixa, o semiconductor do conversor DC-DC é comandado a permanecer conduzindo por um tempo maior, se estiver alta, o circuito de comando determinará um tempo mais curto de condução. Por este motivo o controlo é chamado de largura de impulso (PWM) e muitas vezes as fontes comutadas são também conhecidas como fontes PWM.
- **Circuitos de comando e protecção:** normalmente as fontes comutadas incorporam circuitos de protecção contra curto-circuitos e outras condições anormais de funcionamento, que podem ser implementadas através de controlos adicionais sobre o semiconductor do conversor DC-DC.

2.1.3 - Comparações entre fontes de regulação linear e comutadas

Face ao descrito anteriormente, torna-se evidente que o grau de complexidade das fontes comutadas é bastante superior ao das fontes de regulação linear. No entanto a grande vantagem das fontes comutadas está relacionada com o funcionamento do semiconductor do conversor DC-DC. A potência eléctrica é definida pelo produto entre a tensão e a corrente.

$$P = U \times I \quad (2.1)$$

Deste modo, quando um semiconductor está a operar na zona linear é evidente que o produto da equação 2.1 não é nulo, ou seja, existe uma certa potência que é dissipada sobre a forma de calor.

No caso de o semiconductor estar a operar como um interruptor (zona de saturação), tem-se as seguintes situações:

- **Interruptor “aberto”:** sobre um modo idealizado um interruptor “aberto” não tem qualquer tipo de fluxo de corrente, sendo assim o produto da equação 2.1 será nulo independentemente do valor de tensão.
- **Interruptor “fechado”:** neste caso existe um fluxo de corrente através do interruptor, no entanto se fizer-se uma análise sob o ponto de vista ideal, a tensão é nula. Sendo assim, o produto da equação 2.1 será novamente nulo.

Na verdade, os semicondutores quando empregados na função de interruptor electrónico apresentam uma pequena tensão aos seus terminais quando colocados no estado de saturação, resultando na prática numa certa dissipação de potência. Também as transições entre estados, aberto-fechado e fechado – aberto (comutação de condução e de bloqueio) não ocorrem de uma forma instantânea, de forma que, também origine uma dissipação de potência nesses instantes de comutação. Mesmo assim a dissipação resultante é bastante inferior comparativamente ao que seria obtida através da regulação linear, resultando numa maior eficiência por parte da fonte comutada. A figura seguinte ilustra a dissipação de um semiconductor a funcionar como um interruptor electrónico.

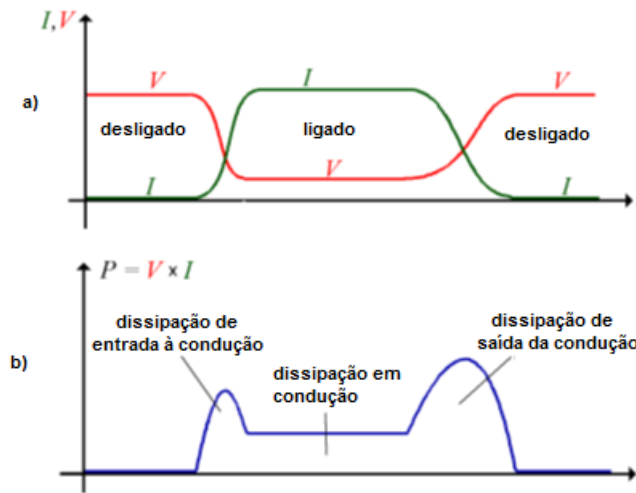


Figura 2.3 – Formas de onda de tensão e corrente

a) Semicondutor a funcionar como interruptor b) potência dissipada no semicondutor

Da figura 2.3 é possível observar-se que, enquanto o interruptor está no estado “desligado” a corrente é nula, de modo que a potência (resultado do produto da equação 2.1) é também nula, o que naturalmente resulta numa dissipação também ela nula.

No momento em que o interruptor passa para o estado “ligado”, a corrente sobe de zero até um determinado valor, enquanto que a tensão desce. Deste modo o valor da potência apresenta um pico, chamado de dissipação de ligação (*turn-on loss*). Durante o intervalo em que o interruptor está “ligado” a corrente flui entre os seus terminais e devido às características do material semicondutor, há uma pequena tensão entre os seus terminais. Mais uma vez o produto da tensão pela corrente não é nulo, resultando na chamada dissipação por condução (*conduction loss*).

Ao passar do estado “ligado” para “desligado”, a corrente diminui o seu valor até zero à medida que a tensão aumenta. Nos componentes electrónicos usados nas fontes comutadas, esta transição é mais lenta que a transição verificada no momento “desligado” – “ligado” (comutação de condução). Como consequência, a dissipação da saída de condução (*turn-off loss*) é maior do que a de ligação.

Os esforços para mitigar-se estas perdas podem ser feitos em duas áreas distintas:

- a redução de dissipação durante a condução está baseada na tecnologia de fabrico do semicondutor, sendo que este papel cabe aos fabricantes destes dispositivos electrónicos desempenhá-lo;

- a redução da dissipação durante a comutação pode ser obtida através do recurso ao fenómeno da ressonância. Esta é uma técnica que tira partido da capacidade parasita dos componentes de modo a obter, durante os momentos de comutação, uma circulação de corrente através de circuitos auxiliares. Como resultado, pode obter-se no momento de comutação uma tensão nula sobre o semiconductor *ZVS (Zero Voltage Switching)* ou uma corrente nula *ZCS (Zero Current Switching)*, diminuindo-se a dissipação total.

O quadro seguinte, ilustra de uma forma geral a comparação entre uma fonte de regulação linear e uma fonte comutada.

Parâmetro	Regulação Linear	Fonte comutada
Eficiência	Na ordem dos 25%, podendo em alguns casos chegar aos 50%	Para fontes simples cerca de 65%, para projectos de alta qualidade na ordem dos 95%
Temperatura dos componentes	O transistor usado como regulador opera a alta temperatura, atigindo cerca dos 80°. Os outros componentes acabam também aquecendo diminuindo a sua vida útil	Sendo a dissipação menor, torna-se mais fácil manter a temperatura do transistor em níveis baixos. Sendo dispositivos de menor volume é recorrente o uso de ventiladores para ajudar na dissipação.
Ondulação da tensão de saída	É muito baixa devido ao transistor trabalhar na zona linear	O uso de alta frequência introduz uma ondulação adicional.
Resposta a transitórios	É muito baixa devido ao transistor trabalhar na zona linear	Para uma resposta rápida é necessário freq. De comutações elevadas e circuitos de comando sofisticados.
Relação potência/peso	+/- 25 W/kg	Cerca de 100 W/kg. Com o uso de ventilação forçada e circuitos de comando de última geração este valor pode subir consideravelmente.
Relação volume/peso	+/- 30cm ³	Normalmente 8cm ³ /W. Podendo o valor ser reduzido a exemplo do caso anterior.
Emissão de Rádio-Interferência	Praticamente nula.	O uso do interruptor electrónico operando em alta frequência produz ruído tornando necessárias a blindagem e a filtragem.
Interferência à rede eléctrica	Existe somente o ruído normal decorrente da operação do retificador de entrada.	É necessário filtrar o ruído de comutação do interruptor electrónico.
Fiabilidade	Devido ao nº baixo de componentes electrónicos a fiabilidade é aparentemente alta, mas no caso da dissipação do transistor regulador não seja adequada ela pode descer consideravelmente.	Devido ao uso de um alto nº de componentes e da própria complexidade a fiabilidade é baixa. No entanto o uso de circuitos integrados que reúnam várias funções da fonte comutada pode aumentá-la.

Tabela 2.1 - Comparação de alguns parâmetros entre fontes comutadas e de regulação linear

É possível observar que a principal vantagem das fontes comutadas relativamente às fontes de regulação linear são o peso e o volume. No entanto, apesar de volumosas e pesadas, as fontes de regulação linear continuam a ter variadíssimas aplicações quando os requisitos de fiabilidade são relevantes.

Uma outra questão que emerge quando tem que se optar por uma destas topologias, é o custo de fabrico. Num primeiro momento, as fontes comutadas só tinham a vantagem do seu peso e volume, apresentando um custo superior às fontes de regulação linear.

A sua utilização só se justificava assim, quando as fontes de regulação linear comprometiam de certa maneira o peso do produto final para qual eram desenhadas. Um exemplo deste caso referido, eram os microcomputadores pessoais que devido à necessidade de uma potência de 200W, o uso de uma fonte de regulação linear fazia com que o dispositivo pesa-se sensivelmente o dobro, comparativamente com um de regulação comutada.

Actualmente, com o desenvolvimento dos circuitos integrados próprios para as fontes comutadas, a tarefa de projectá-las tem sido facilitada, resultando numa complexidade e num custo inferior. Como consequência, nos dias de hoje a fonte comutada, está presente na maioria de equipamentos industriais e de lazer. Para citar alguns exemplos, este tipo de fontes encontra-se em televisores, carregadores de telemóveis e computadores etc., para além de aplicações militares, aeronáuticas, aeroespaciais.

2.1.4 - Frequência de comutação

A principal motivação na procura do aumento da frequência de comutação é a redução de tamanho dos transformadores, indutores e condensadores da fonte comutada. O aumento da frequência, reduz assim o tamanho dos componentes magnéticos e capacitivos devido ao seu modo de operação.

Esse modo de operação, resume-se da seguinte maneira:

- O semiconductor é responsável pela transferência de energia durante cada ciclo de condução, sendo a energia armazenada em condensadores ou indutores e transferida de seguida para a carga. Aumentando a frequência, o dispositivo pode ser mais reduzido devido à menor quantidade de energia necessária a ser armazenada em cada ciclo.

2.2 – Conversores

Até agora, falou-se em dois tipos de conversores distintos, integrantes no processo de uma fonte comutada. São eles o conversor AC-DC e o conversor DC-DC. O conversor AC-DC como referido anteriormente, converte a corrente proveniente de sistemas alternados em corrente contínua que podem ser controladas (rectificadores) ou não controladas. Os rectificadores podem ser monofásicos ou trifásicos dependendo da aplicação que se pretende.

Os conversores DC-DC são sistemas normalmente utilizados para fornecer uma tensão contínua regulada a partir de uma fonte de tensão contínua não regulada. No geral, estes conversores são constituídos por transístores e por elementos passivos como díodos, condensadores e resistências. Estes conversores são controlados através de um sinal PWM, sendo o factor de ciclo (*duty-cycle*) a principal característica que controla o valor de tensão da tensão na saída do circuito.

Existem três modos diferentes para os conversores DC-DC, que são, o modo de funcionamento contínuo (regime não lacunar), o modo de funcionamento descontínuo (regime lacunar) e o modo de funcionamento crítico. Cada modo de funcionamento está relacionado com a corrente da bobina integrada no circuito. Se esta corrente nunca for nula, o conversor estará a funcionar no modo de funcionamento contínuo. Se a corrente atingir o valor zero, o conversor estará então a funcionar no modo descontínuo. O modo de funcionamento crítico ocorre quando a corrente na bobina atingir o valor zero no preciso momento em que termina o período de comutação.

As topologias de conversores DC-DC podem ser divididas em dois grupos, dependendo da existência de isolamento galvânico (transformador) entre a fonte de alimentação e a saída do circuito: conversores não isolados e conversores isolados.

Pretende-se neste trabalho apenas introduzir as topologias existentes na construção de uma fonte comutada e a finalidade de cada uma, entrando em detalhe apenas nas duas topologias usadas no decurso do mesmo.

- **Conversores não isolados:**

- i. **Buck** - O conversor *Buck* gera à sua saída uma tensão DC igual ou inferior à tensão de entrada.
- ii. **Boost** - O conversor *Boost* gera à sua saída uma tensão DC igual ou superior à tensão de entrada.
- iii. **Buck – Boost** - O conversor *Buck-Boost* combina as funções dos dois conversores anteriores, ou seja, gera à sua saída uma tensão DC superior ou inferior à tensão de entrada, conforme seja propósito para o qual for dimensionado.

Conversores isolados:

Dá-se o nome de conversores isolados, devido a estes utilizarem um transformador de alta frequência que assegura o isolamento galvânico entre a entrada e saída do circuito.

Existem os seguintes conversores isolados:

- i. **Conversor *Flyback*** - permite gerar à saída um sinal de tensão DC inferior ou superior ao sinal de entrada.
- ii. **Conversor *Forward*** – dependendo da relação de transformação, este conversor gera à saída do circuito um sinal com um nível superior ou inferior ao da entrada.
- iii. **Conversor *Push Pull*** – a exemplo do conversor anterior, este conversor também tem como objectivo gerar à saída um sinal com nível superior ou inferior ao sinal de entrada. Este conversor é constituído por dois conversores *Forward* a operar em oposição de fase.
- iv. **Conversor *Half-Bridge*** – este conversor permite também um sinal inferior ou superior ao sinal de entrada.
- v. **Conversor *Full-Bridge* ou inversor de tensão** – também este conversor permite também um sinal inferior ou superior ao sinal de entrada.

2.2.1 – Conversor Forward

O conversor *Forward* permite gerar à saída um sinal de tensão DC, inferior ou superior ao sinal de entrada. O funcionamento deste conversor, baseia-se na transferência de energia entre a entrada e a saída do circuito.

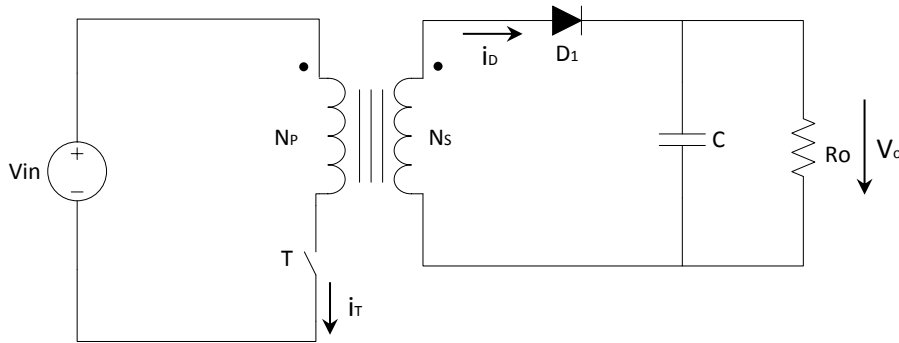


Figura 2.4 – Conversor *Forward*

Do esquema da figura anterior, verifica-se que quando o transístor está ligado, o primário do transformador está ligado directamente à fonte de alimentação. A corrente do primário e o fluxo do transformador, vão crescendo em valor durante o tempo de condução do transístor, armazenando energia no núcleo do transformador. A voltagem induzida no secundário irá ter polaridade negativa, logo, o díodo irá estar inversamente polarizado.

Quando o transístor estiver ao corte, a corrente do primário e fluxo magnético do transformador irão diminuir. A tensão do secundário do transformador será positiva, polarizando directamente do díodo, permitindo este, que circule corrente pelo secundário do transformador carregando o condensador e fornecendo corrente à carga.

Quando o transístor entrar novamente à condução, o condensador carregado, servirá para alimentar a carga do circuito.

O ganho estático do conversor *Forward* pode ser representado pela seguinte expressão:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_S}{N_P} \delta \quad (2.2)$$

Este circuito, será usado no decorrer deste trabalho para a determinação da capacitância equivalente do transformador ou capacitância parasita, parâmetro este, que juntamente com as indutâncias de dispersão afectam a forma de onda do transformador à saída do mesmo. Para a determinação de tal parâmetro, é necessário a inclusão de uma malha de desmagnetização no primário do transformador.

A malha de desmagnetização no primário do transformador, representada na figura 2.5, permitirá que o transformador funcione na sua zona linear, não atingindo desta forma a saturação durante o tempo em que o transistor está ao corte.

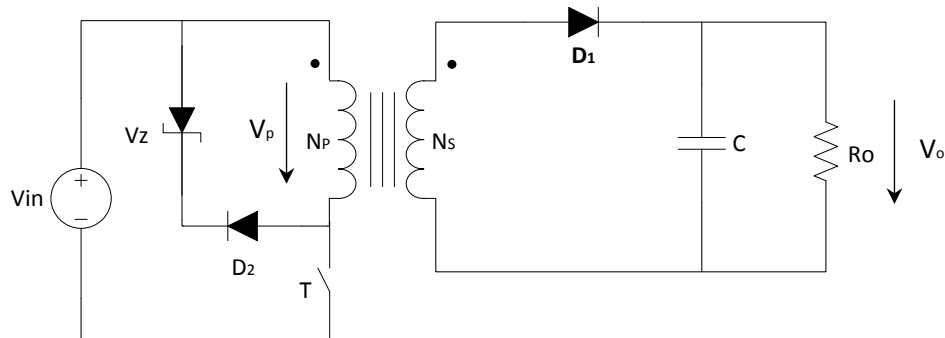


Figura 2.5 – Conversor *Forward* com malha de desmagnetização no primário do transformador

Deste modo, quando o semiconductor entra ao corte a energia acumulada no primário do transformador vai-se descarregar, circulando através do diodo D_2 e do Zener V_Z . O seu dimensionamento deverá garantir a desmagnetização, para quaisquer condições de carga, durante o período de tempo em que o interruptor estiver ao corte. A tensão de desmagnetização pode calcular-se a partir do valor médio da tensão no primário do transformador V_p .

$$\frac{V_d}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T\Delta_p} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2.3)$$

Em que:

- T – Período do sinal de disparo do interruptor
- V_d – Tensão de desmagnetização
- $T\Delta_p = \tau$ – Tempo de desmagnetização
- $D = \frac{t_{on}}{T}$ – Factor de ciclo do sinal de disparo do interruptor

Quando o interruptor T está à condução, durante t_{on} , o díodo D_1 está também a conduzir e a tensão na carga pode representar-se da seguinte forma:

$$V_o = -\frac{N_s}{N_p} V_{in} \quad (2.4)$$

As formas de onda do circuito, onde se podem observar as expressões anteriores apresentadas, podem-se representar da seguinte forma na figura 2.6.

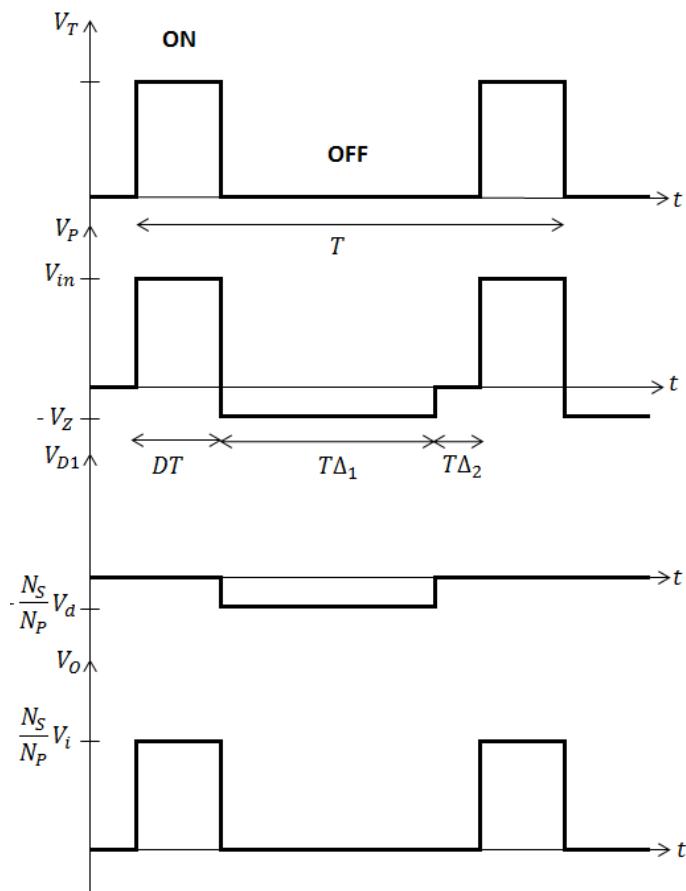


Figura 2.6 – Formas de onda de tensão características do circuito

2.2.2 – Conversor em ponte completa (*Full-Bridge*) ou inversor de tensão

O conversor em ponte completa, ou também designado de um inversor de tensão, é um conversor estático destinado a controlar o fluxo de energia entre uma fonte de tensão contínua e uma carga em corrente alternada monofásica ou polifásica, com controlo dos níveis do valor eficaz da tensão e da frequência, dependendo do tipo de aplicação um tipo de conversor que permite obter na saída do circuito, um sinal inferior ou superior ao sinal de entrada. De referir ainda, que uma vez que estamos perante uma carga indutiva, utilizam-se díodos em paralelo com os semicondutores, denominados de díodos de roda livre. O esquema deste conversor é o representado na figura 2.7.

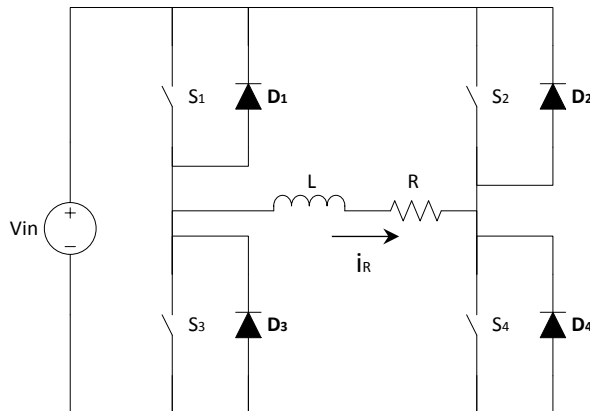


Figura 2.7 – Conversor em ponte completa

Este conversor apresenta um ganho que é o dobro do ganho do conversor *Half-Bridge*. Tal facto ocorre devido a ser aplicada uma tensão $\pm V_{in}$. Deste modo, o ganho estático do conversor em ponte completa é:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = 2 \frac{N_s}{N_p} \delta \quad 0 < \delta < 0,5 \quad (2.5)$$

Para a determinar o tempo máximo que um impulso pode ser aplicado no primário do transformador de maneira a que este não sature, utiliza-se a equação do fluxo máximo,

$$\phi_{m\acute{a}x} = \int_0^{T_{on}} V_p dt \quad (2.6)$$

Este circuito caracteriza-se por ter quatro etapas de funcionamento representadas na figura 2.8. Nos instantes em que S_1 e S_4 conduzem, a tensão na carga é igual a V_{in} e nos instantes em que S_2 e S_3 conduzem, a tensão na carga é igual a $-V_{in}$.

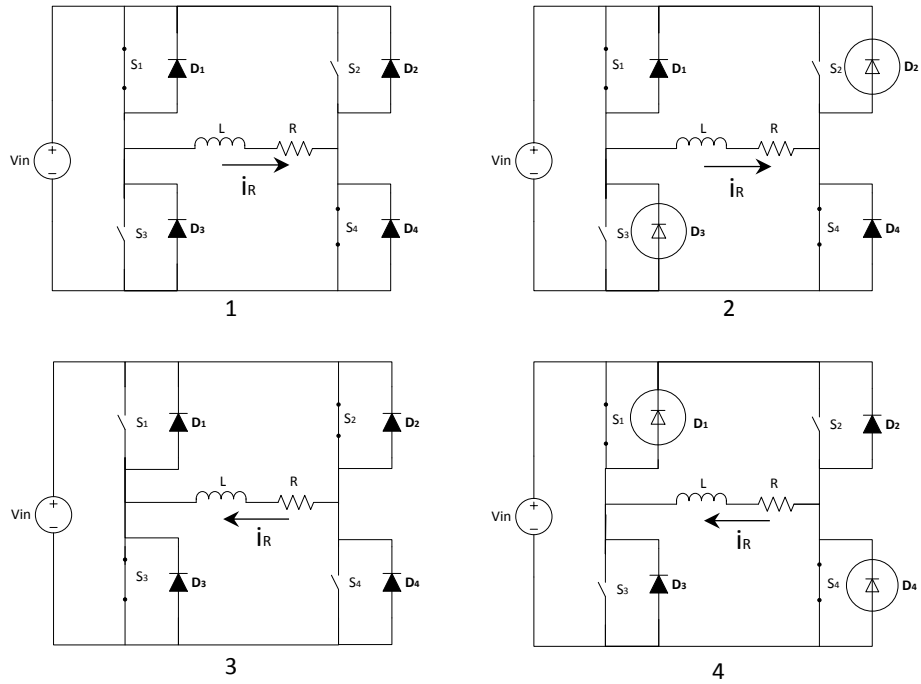


Figura 2.8 – 4 Etapas de funcionamento de um conversor em ponte completa

Deste modo, os quatro modos de operação regem-se da seguinte forma:

1ª Etapa:

A primeira etapa acontece quando os interruptores S_1 e S_4 conduzem e os interruptores S_2 e S_3 encontram-se bloqueados. Esta etapa encontra-se na representada na figura 2.9.

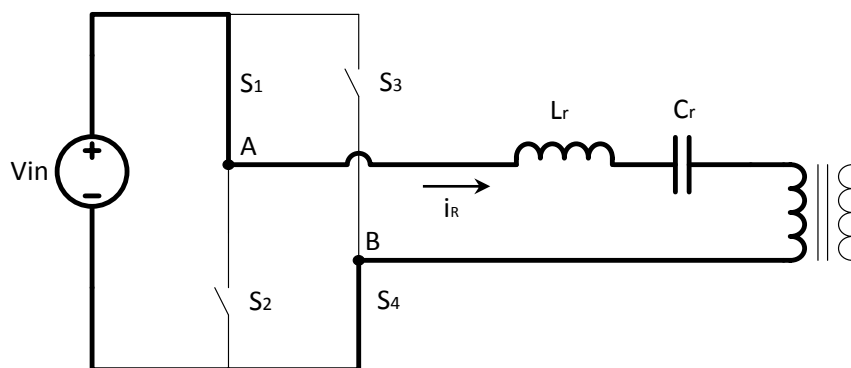


Figura 2.9 – 1ª Etapa de funcionamento do conversor

2ª Etapa:

A segunda etapa ocorre quando após um impulso positivo durante T_{on} , existe um tempo de prolongamento de condução S_1 com a corrente a circular pelo díodo S_3 . A seguir entra o interruptor S_3 à condução. Durante este processo é garantido que o valor médio da tensão no primário do transformador é zero, permitindo a desmagnetização do transformador e por conseguinte que este não sature. Esta etapa pode ser observada na figura 2.10.

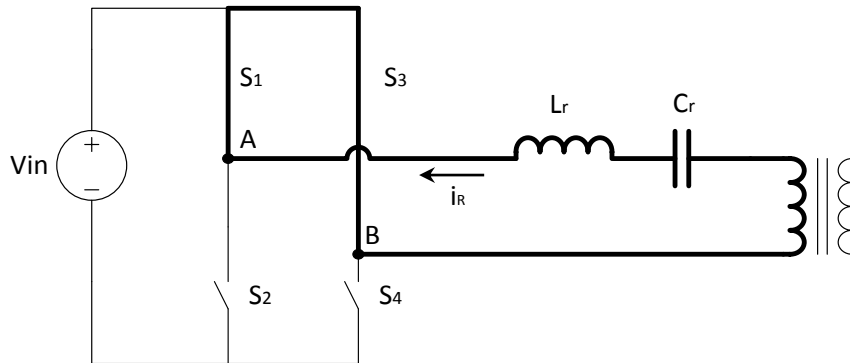


Figura 2.10 – 2ª Etapa de funcionamento do conversor

3ª Etapa:

Esta etapa é semelhante à primeira, mas agora é aplicado um impulso negativo no primário do transformador através do accionamento dos interruptores S_2 e S_3 .

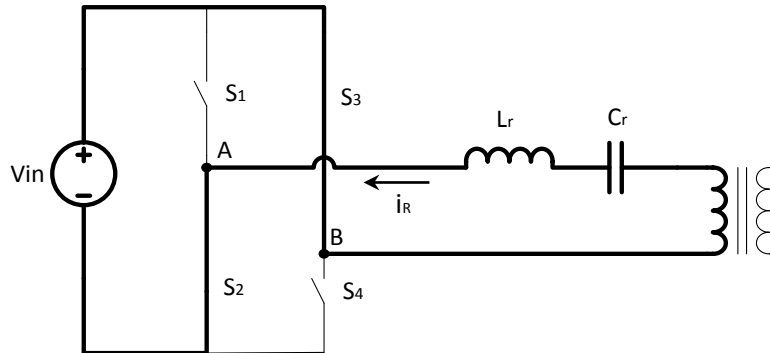


Figura 2.11 – 3ª Etapa de funcionamento do conversor

4ª Etapa:

Na quarta e última etapa, serão accionados os interruptores S_2 e S_4 de modo a proceder-se à desmagnetização do transformador à semelhança do que acontece com segunda etapa, só que desta vez após o impulso negativo.

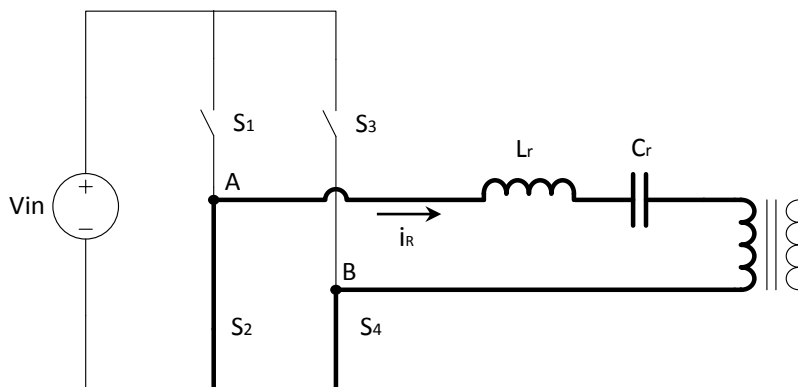


Figura 2.12 – 4ª Etapa de funcionamento do conversor

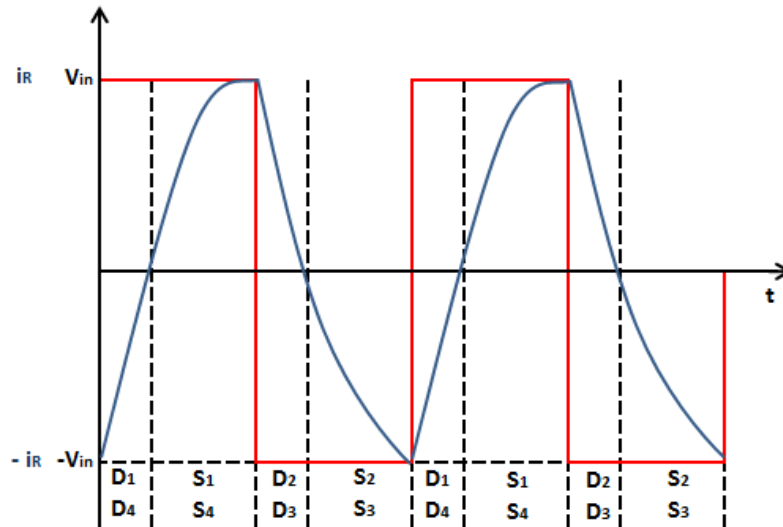


Figura 2.13 – Formas de onda de tensão de entrada e corrente no conversor em ponte completa

2.3 – Circuito ressonante

O uso do circuito ressonante torna-se essencial num circuito de alta frequência e neste em especial, porque permite a redução das perdas por comutação e dos problemas causados pelos transitórios derivados de uma comutação rápida, como referido anteriormente.

Sendo o transformador um elemento crucial na construção de uma fonte de alta tensão, uma vez que é preciso ter em conta as suas características não-lineares tais como a capacitância entre enrolamentos e as indutâncias de fugas, foram feitas várias tentativas para que estas sejam absorvidas como elementos úteis para o circuito. O resultado culminou no desenvolvimento de conversores ressonantes série (*serie resonant converter* (SRC)), paralelo (*parallel resonant converter* (PRC)) e série-paralelo (*serie parallel resonant converter* (SPRC)) cada um com as respectivas vantagens e desvantagens. Estes conversores podem ser controlados por modulação de frequência ou por modulação de fase com frequência constante. A modulação por fase com frequência constante é normalmente a topologia preferida devido à frequência de comutação ser constante que permite obter um rendimento superior dos elementos reactivos.

Os conversores SRC são livres da possibilidade de saturação do transformador de alta tensão e permitem um filtro capacitivo na saída. Permitem também a absorção da indutância de fuga do transformador e têm um alto rendimento numa faixa alargada de valores de carga. Embora não absorvam as capacitâncias entre enrolamentos do transformador o SRC é utilizado em conversores de alta-tensão e alta-potência devido a várias outras vantagens. A figura 2.14 ilustra o conversor SRC assinalado a vermelho.

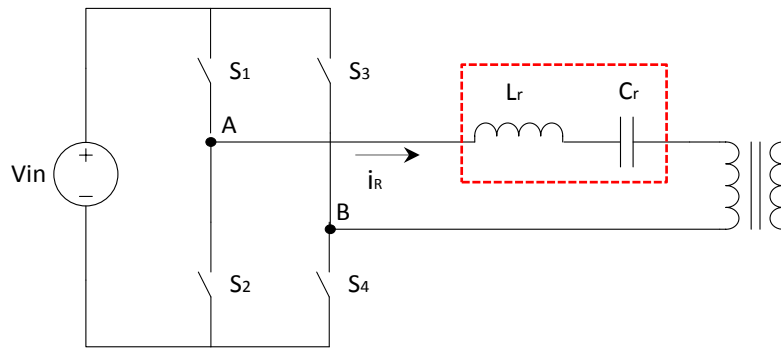


Figura 2.14 – Conversor série ressonante

O conversor PRC permite ao contrário do anterior, a absorção das capacitâncias entre enrolamentos, mas requer o uso de um filtro LC na saída, o que leva naturalmente a um aumento do volume da fonte comutada. Esta restrição pode ser suprimida sem degradação da performance, mas mesmo assim este conversor apresenta algumas limitações tais como, a possível saturação do transformador numa topologia *full-bridge* e um baixo rendimento em cargas de baixo valor. A figura 2.15 ilustra o conversor PRC assinalado a vermelho.

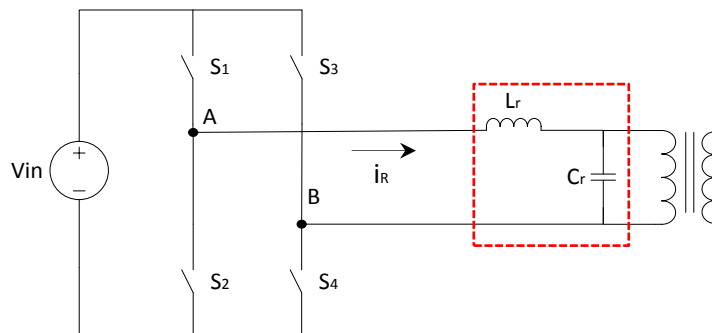


Figura 2.15 – Conversor paralelo ressonante

O conversor SPRC conjuga as capacidades dos conversores anteriores, sendo a sua grande vantagem a absorção de todos os fenómenos parasitas do transformador de alta tensão. No entanto, a análise e o controlo destes conversores híbridos é bastante complexa. A figura 2.16 ilustra o conversor SPRC assinalado a vermelho.

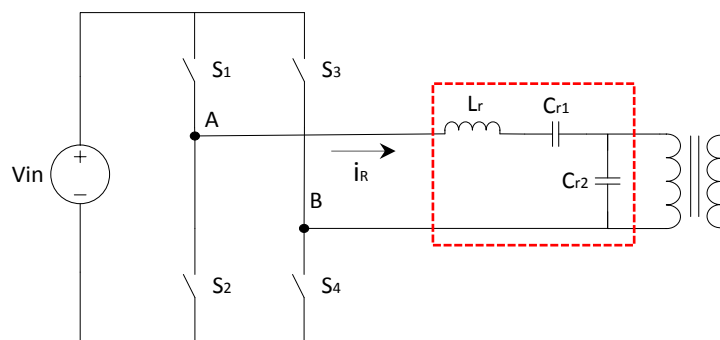


Figura 2.16 – Conversor série paralelo ressonante

O estado-da-arte das fontes de alta tensão é o uso dos conversores ressonantes como processadores de potência. No capítulo V, será discutido mais em detalhe este tema, onde será demonstrada a análise do tipo de conversor usado neste trabalho, assim como as técnicas de controlo que o caracterizam.

2.4 - Transformador

Numa fonte de alimentação, o objectivo do transformador é o de transferir potência de uma maneira eficiente e instantânea, de uma fonte eléctrica externa para uma carga externa, elevando ou reduzindo a tensão para um nível desejado através da sua relação de transformação. No entanto para o seu correcto dimensionamento é necessário fazer a introdução de alguns conceitos importantes que o caracterizam.

2.4.1 - Energia armazenada no transformador

Idealmente o transformador não armazena energia, ou seja toda a energia é transferida instantaneamente da entrada para a saída do transformador. No entanto, na prática não é isso que se verifica e o transformador acaba por armazenar alguma dessa energia sobre a seguinte forma:

- **Indutância de Fugas:** representa a energia armazenada nas regiões não magnéticas entre enrolamentos, causada pela imperfeição do acoplamento do fluxo. No circuito eléctrico equivalente, a indutância de fugas representa-se em série com os enrolamentos e a energia armazenada é proporcional ao quadrado da corrente de carga.

2.4.2 – Perdas e aumento de temperatura no transformador

Relativamente às perdas no transformador, estas são limitadas pelo ponto de temperatura máxima na superfície do núcleo e no interior dos enrolamentos. A variação de temperatura ($^{\circ}\text{C}$) vem em função da resistência térmica ($^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$) e das perdas do núcleo (Watts), como demonstra a equação (2.7).

$$\Delta T = R_T \times P_L \quad (2.7)$$

Para um determinado projecto, o tamanho apropriado do transformador será o mais pequeno dos que permite trabalhar com a potência desejada e onde as perdas serão aceitáveis em termos de variação de temperatura ou rendimento do transformador. A temperatura limite em termos de consumidor ou em ambientes industriais andará entre os 40 a 50 $^{\circ}\text{C}$, resultando numa temperatura máxima interna de 100 $^{\circ}\text{C}$.

O aumento da temperatura no transformador, não depende só das perdas mas também da resistência térmica R_T ($^{\circ}\text{C}/\text{Watt}$), do ambiente externo para o interior dos enrolamentos. Esta resistência térmica é um parâmetro chave, mas com cálculo de precisão extremamente difícil. Tem dois componentes principais: a resistência interna térmica R_I , entre o núcleo e os enrolamentos e a superfície do transformador, e a resistência térmica externa R_E da superfície para o ambiente exterior.

A resistência interna térmica depende da construção física do transformador, tornando-se no entanto difícil de calcular devidos às fontes de calor estarem distribuídas através do transformador. A grande parte do calor gerado no núcleo é perto da superfície do transformador e o calor gerado dentro dos enrolamentos é distribuído da superfície para o interior do núcleo. Embora o núcleo tenha uma resistência térmica muito baixa, o isolamento eléctrico e os espaços entre enrolamentos aumentam a da resistência térmica do transformador.

A resistência térmica externa é uma grandeza que depende da circulação do ar à volta da superfície do transformador, podendo esta ser forçada ou natural. Com uma circulação do ar natural, a resistência térmica externa varia com a maneira com que o transformador é montado e os impedimentos existentes à circulação do ar. Um transformador montado na horizontal e rodeado por componentes altos, terá sempre uma resistência térmica externa mais elevada caso seja montado na vertical onde beneficia do efeito chaminé. Com um sistema de ventilação forçado, a resistência térmica externa pode ser reduzida para os valores desejados dependendo apenas da velocidade de circulação do ar. Neste caso, a resistência interna térmica torna-se no principal problema.

Para a situação com a circulação de ar natural vem:

$$R_E = \frac{800^{\circ}\text{C}\text{-cm}^2/\text{Watt}}{A_S} \quad [^{\circ}\text{C}/\text{Watt}] \quad (2.8)$$

Onde, A_S é a área total de superfície do transformador, excluindo a superfície de montagem.

Para a determinação experimental dos valores das perdas do transformador, estas deverão ser examinadas sobre as piores condições de funcionamento em que a fonte de tensão comutada será expectável estar a funcionar durante longos períodos de tempo e não só durante períodos transitórios. Estas perdas podem ser divididas em três categorias:

- **Perdas no núcleo por histerese:** são em função da frequência e da alternância (oscilação) do fluxo. Sobre uma frequência fixa de operação, o volts-segundo (Campo) e a alternância de fluxos são constantes, originadas perdas por histerese também elas constantes, excepto quando existem alterações na tensão de entrada ou na corrente na carga.
- **Perdas por efeito de Joule:** são perdas que se reflectem ao nível do aquecimento dos enrolamentos, devido à resistência destes, ou seja é energia que se dissipa sob a forma de calor devido à resistividade dos enrolamentos do transformador
- **Perdas por correntes parasitam ou de Foucault:** São as devidas à variação de fluxo no núcleo, que põe em movimento as cargas livres no mesmo gerando corrente eléctrica que se dissipa sob a forma de calor. A sua redução encontra-se, passa por usar núcleos de baixa condutividade eléctrica ou laminar os núcleo evitando a passagem de cargas através do núcleo.

2.4.3 – Factor de enchimento ou factor de utilização da janela (K_u)

O factor de enchimento representa a fracção da janela do núcleo que é preenchida pelo cobre. Existem alguns factores que impedem que este preenchimento seja unitário ($K_u = 1$), tais como:

- Técnica de enrolamento, uma vez que um fio cilíndrico não se arruma perfeitamente, reduzindo assim o factor de enchimento para valores de K_u entre 0,55 e 0,7;
- O isolamento do condutor reduz os valores do factor de enchimento para valores de K_u entre 0,65 e 0,95, dependendo do tipo de isolamento;

Outros valores típicos de K_u são:

- 0,5 para bobines simples de baixa tensão;
- 0,05 a 0,2 para transformadores de alta tensão (kV)
- 0,65 para bobines de baixa tensão com enrolamentos de fita de cobre

2.4.4 – Topologia

A escolha da topologia do inversor de tensão a utilizar terá obviamente um grande impacto no desenvolvimento do transformador, no entanto uma discussão detalhada sobre este assunto sai fora do âmbito deste trabalho. Contudo a figura 2.17, apresenta uma visualização geral do melhor conversor a utilizar-se em função da potência pretendida para o circuito e da tensão de entrada do mesmo.

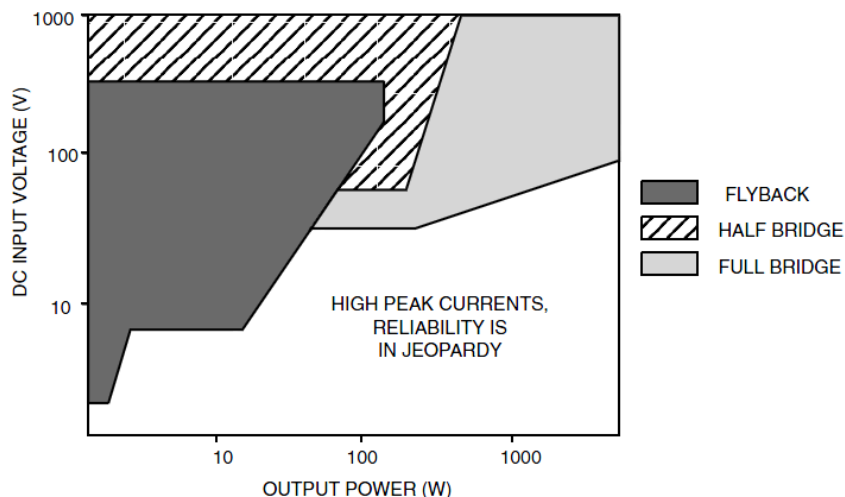


Figura 2.17 – Gráfico para a determinação do conversor da potência de saída em função da tensão de entrada

2.4.5 – Frequência e factor de ciclo

A frequência, ou frequência de comutação f_s é a o número com que um determinado número de ciclos de comutação dos semicondutores acontece num determinado tempo. Esta frequência de comutação é a frequência vista pelo filtro de saída.

O factor de ciclo D, é visto como a quantidade de tempo em que um circuito de comutação está a entregar potência na saída, em relação ao período de comutação.

$$D = \frac{t_{ON}}{T_S} \quad (2.9)$$

2.4.6 – Núcleo

Podem ser usados dois tipos de materiais distintos para os núcleos dos transformadores de alta frequência, as ferrites e a ligas metálicas.

As ferrites são materiais que apresentam uma resistividade alta para altas frequências, com a vantagem que as perdas por efeitos de Foucault são inferiores relativamente às ligas metálicas. A desvantagem deste tipo de material é que a sua permeabilidade é inferior, resultando numa corrente de magnetização mais alta.

As ligas metálicas são materiais que também eles, apresentam uma resistividade alta para frequências altas. Embora a densidade de saturação do fluxo seja geralmente bastante maior que a ferrite, acaba por tornar-se irrelevante porque o balanço de fluxo é severamente limitado devido às perdas por efeitos de Foucault.

No capítulo IV, este tema relativo ao material do núcleo será discutido mais em detalhe.

Também a forma, ou configuração do núcleo merece especial atenção quando se está a desenvolver um transformador, uma vez que a janela de enrolamento deverá ser o maior possível com o objectivo de maximizar-se a extensão dos enrolamentos e reduzir-se assim o número de camadas, minimizando-se as indutâncias fugas do transformador uma vez que a dimensão da área de dispersão também diminua.

Os formatos E-E e U-U utilizados neste trabalho, têm uma ampla área de enchimento para os enrolamentos em relação ao tamanho do núcleo. Existem muitos outros formatos de núcleo, no entanto não se torna relevante falar no decurso deste trabalho.

CAPÍTULO III

Modelo do Transformador

3.1 – Introdução

Neste capítulo procede-se ao dimensionamento de um modelo eléctrico equivalente de um transformador linear, com o objectivo de poder-se simular o mesmo. Para tal, para além de a introdução de alguns conceitos respeitantes ao fluxo magnético é preciso ter em conta os fenómenos parasitas já referidos no capítulo anterior, tais como a dispersão do fluxo magnético, o acoplamento capacitivo entre espiras e enrolamentos, e as perdas no núcleo que se representam no modelo eléctrico do transformador sob a forma de resistências, indutâncias e capacidades equivalentes, uma vez que têm grande influência na forma de onda do impulso de tensão à saída.

Este aspecto ganha assim maior relevância na fase de construção do transformador, uma vez que estas características não ideais, são afectadas pela disposição e o número de espiras dos enrolamentos, as propriedades e a geometria dos materiais a utilizar.

3.2 – Transformador de dois enrolamentos

A figura 3.1 ilustra um exemplo de um transformador monofásico, que de uma maneira geral pode ser visto visto como um conjunto de duas bobinas com um acoplamento magnético entre si.

O primário do transformador identifica-se pelo enrolamento onde é aplicada uma tensão a partir de um circuito exterior e o secundário o enrolamento onde se aplica uma carga.

Ao ser aplicada uma tensão no primário, a corrente que circula neste circuito produz um fluxo magnético variável no núcleo do transformador. A variação deste fluxo magnético variável origina no secundário uma tensão, com base na Lei de Faraday.

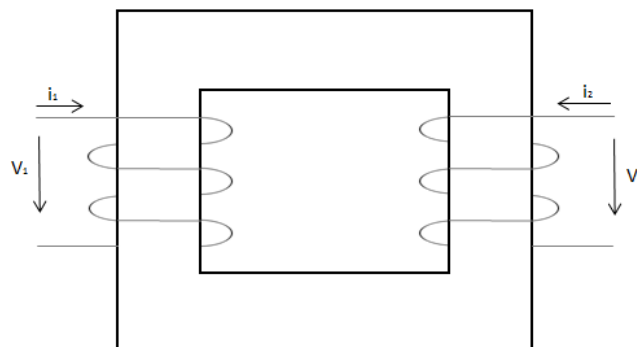


Figura 3.1 - Esquema simplificado de um transformador de 2 enrolamentos

Na figura anterior, as correntes estão definidas em sentido, de modo a entrarem pelos terminais positivos dos enrolamentos, originando fluxos que se somam no núcleo. Não serão considerados alguns fenômenos que ocorrem no transformador como o de histerese, correntes de Foucault no núcleo e as capacidades distribuídas entre enrolamentos. Assim, por aplicação da lei de Faraday a cada um dos enrolamentos obtêm-se as seguintes equações das tensões nos terminais dos enrolamentos:

$$v_1 = R_1 i_1 + \frac{d\psi_1}{dt} \quad (3.1)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + \frac{d\psi_2}{dt} \quad (3.2)$$

- v_1 e v_2 : valores instantâneos de tensão, do primário e secundário respectivamente;
- i_1 e i_2 : valores instantâneos de corrente, do primário e secundário respectivamente;
- R_1 e R_2 : valores de resistência em corrente contínua, do primário e secundário respectivamente;
- ψ_1 e ψ_2 : valores instantâneos dos fluxos ligados, do primário e secundário;

3.2.1 - Decomposição do fluxo magnético

Para a modelação do transformador, para além do fluxo ligado é necessário introduzir o conceito do fluxo por espira. O fluxo por espira pode ser considerado como sendo uma medida do número de linhas de campo que passam através de uma superfície.

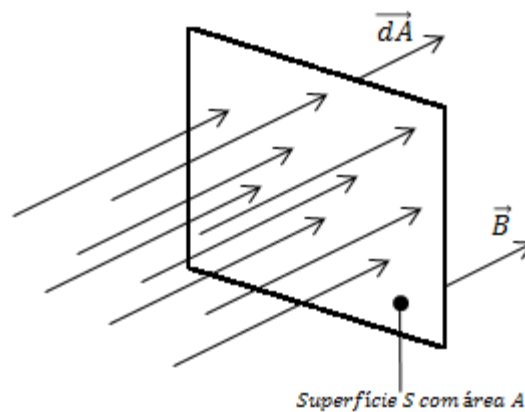


Figura 3.2 – Ilustração de campo que atravessa uma superfície

Deste modo o fluxo magnético ou fluxo por espira através de qualquer superfície, pode ser definido pela seguinte equação:

$$\phi = \int_S \vec{B} \cdot \vec{dA} \quad (3.3)$$

Ou de uma forma mais simplificada pela seguinte equação:

$$\phi = BA \quad (3.4)$$

O fluxo ligado ψ , é igual ao produto do número de espiras do enrolamento N pelo fluxo magnético ϕ que circula no núcleo.

$$\psi = NBA \quad (3.5)$$

Deste modo os fluxos ligados das bobinas da figura 2.1 podem escrever-se da seguinte forma:

$$\psi_1 = N_1 \phi_1 \quad (3.6)$$

$$\psi_2 = N_2 \phi_2 \quad (3.7)$$

Onde N_1 e N_2 representam o número de espiras de cada um dos enrolamentos e ϕ_1 e ϕ_2 o fluxo instantâneo de cada uma das espiras.

Desta forma e tendo em conta as equações (3.6) e (3.7), as equações (3.1) e (3.2) podem escrever-se da seguinte maneira:

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi_1}{dt} \quad (3.8)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + N_2 \frac{d\phi_2}{dt} \quad (3.9)$$

De maneira a facilitar a compreensão de um circuito eléctrico linear, deve-se seguir o caminho da separação das grandezas consideradas nas suas componentes, calculando cada componente e os seus efeitos em separado, facilitando a compreensão dos efeitos produzidos.

Admitindo que o material do núcleo tem um comportamento linear, pode assim utilizar-se o princípio da sobreposição linear, ou seja, o fluxo por espira de cada enrolamento pode ser decomposto em duas componentes, devido à acção individual de cada corrente. Uma devido à corrente que circula no próprio enrolamento, fluxo de auto-indução ϕ_{ii} , e outra devido à corrente que circula no outro enrolamento, fluxo de indução mútua ϕ_{ij} , ou seja, o fluxo que envolve o primário originado pela corrente do secundário ϕ_{12} , e ϕ_{21} que representa o fluxo que envolve o secundário originado pela corrente do primário.

$$\phi_1 = \phi_{11} + \phi_{12} \quad (3.10)$$

$$\phi_2 = \phi_{21} + \phi_{22} \quad (3.11)$$

Analogamente as equações anteriores dos fluxos por espira, podem ser expressas em termos de fluxo ligado, da seguinte maneira:

$$\psi_1 = \psi_{11} + \psi_{12} \quad (3.12)$$

$$\psi_2 = \psi_{21} + \psi_{22} \quad (3.13)$$

Podem-se agora introduzir dois novos conceitos, que são o fluxo de magnetização e o de fugas. Uma vez que o fluxo originado pela passagem de corrente pelos enrolamentos não se fecha todo pelo núcleo, mas uma parte fecha-se por trajectos de baixa permeabilidade, o fluxo de auto-indução ϕ_{ii} divide-se desta forma em duas componentes com percursos diferentes:

- O fluxo ligado de magnetização ϕ_{mi} com uma trajectória exclusivamente pela secção transversal do núcleo.
- O fluxo ligado de dispersão ou de fugas $\phi_{\sigma i}$, com um percurso pelas regiões de baixa permeabilidade.

$$\phi_{11} = \phi_{\sigma 1} + \phi_{m1} \quad (3.14)$$

$$\phi_{22} = \phi_{\sigma 2} + \phi_{m2} \quad (3.15)$$

Quantos aos fluxos mútuos, ϕ_{12} é o fluxo que se fecha apenas pelo núcleo quando o secundário está energizado, e ϕ_{21} é o fluxo que se fecha apenas pelo núcleo quando o primário está energizado.

$$\phi_{12} = \phi_{m2} \quad (3.16)$$

$$\phi_{21} = \phi_{m1} \quad (3.17)$$

Substituindo nas equações (3.10) e (3.11) as equações (3.16) e (3.17) tem-se:

$$\phi_1 = (\phi_{\sigma 1} + \phi_{m1}) + \phi_{m2} \quad (3.18)$$

$$\phi_2 = \phi_{m1} + (\phi_{\sigma 2} + \phi_{m2}) \quad (3.19)$$

Considerando que o fluxo por espira que percorre o enrolamento primário e secundário através da secção transversal do núcleo é dado por:

$$\phi = \phi_{m1} + \phi_{m2} \quad (3.20)$$

A figura 3.3 representa um esboço dos fluxos existentes num transformador com o primário energizado e secundário em aberto, tendo em conta a equação (3.18).

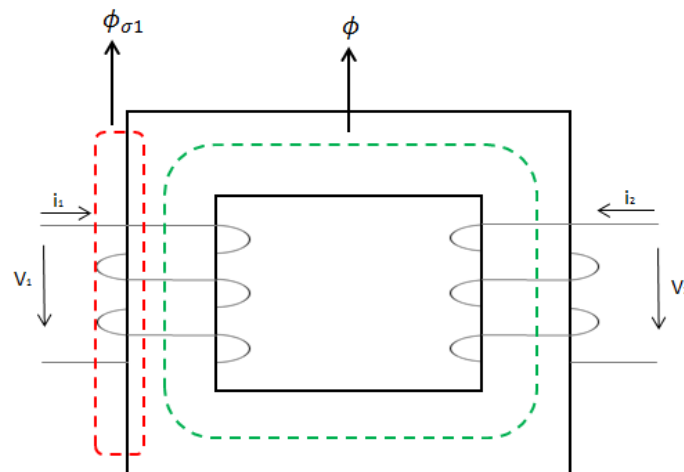


Figura 3.3 - Esquema simplificado das linhas de fluxo de um transformador com o primário energizado e o secundário em vazio

Substituindo nas equações (3.8) e (3.9) as equações (3.18) e (3.19) vem:

$$v_1 = R_1 i_1 + N_1 \frac{d\phi_{\sigma 1}}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.21)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + N_2 \frac{d\phi_{\sigma 2}}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.22)$$

Analogamente as equações anteriores dos fluxos de auto-indução por espira, podem ser expressas em termos de fluxo ligado, da seguinte maneira:

$$\psi_{11} = \psi_{\sigma 1} + \psi_{m1} \quad (3.23)$$

$$\psi_{22} = \psi_{\sigma 2} + \psi_{m2} \quad (3.24)$$

$$\psi_{12} = \psi_{m2} \quad (3.25)$$

$$\psi_{21} = \psi_{m1} \quad (3.26)$$

$$\psi_1 = (\psi_{\sigma 1} + \psi_{m1}) + \psi_{m2} \quad (3.27)$$

$$\psi_2 = \psi_{m1} + (\psi_{\sigma 2} + \psi_{m2}) \quad (3.28)$$

$$\psi_1 = N_1(\phi_{\sigma 1} + \phi) = N_1\phi_{\sigma 1} + N_1\phi \quad (3.39)$$

$$\psi_2 = N_2(\phi_{\sigma 2} + \phi) = N_2\phi_{\sigma 2} + N_2\phi \quad (3.40)$$

3.2.2 – Coeficientes de auto-indução e de indução mútua

Antes da introdução destes dois novos conceitos é interessante lembrar que um indutor é um componente num circuito eléctrico que armazena energia no campo magnético que envolve o fio condutor de um determinado enrolamento. Se a corrente eléctrica num determinado solenóide variar, o campo magnético criado por esta também varia, o que por sua vez fará com que o fluxo magnético também varie e pela lei de Faraday sabe-se que uma f.e.m, é gerada no indutor.

O indutor é caracterizado pela indutância, que é definida como sendo uma constante de proporcionalidade que relaciona a taxa de variação de corrente com uma f.e.m induzida.

$$\varepsilon_L = -L \frac{di}{dt} \quad (3.31)$$

E pela lei de Faraday sabe-se que:

$$\varepsilon_L = -\frac{d\psi}{dt} \quad (3.32)$$

As equações (3.31) e (3.32) encontram-se assim relacionadas com a f.e.m. num determinado indutor, através da derivada da corrente (equação. 3.31), ou através da grandeza que é proporcional à corrente (ψ na equação. 3.32). Comparando as duas equações e usando apenas a intensidade das grandezas, obtém-se:

$$L \frac{di}{dt} = \frac{d\psi}{dt} \quad (3.33)$$

Integrando a equação anterior em relação ao tempo e admitindo que ($\psi = 0$) quando ($i = 0$), obtém-se:

$$L = \frac{\psi}{i} \quad (3.34)$$

Assim sendo, considera-se que o coeficiente de auto-indução L_i de um enrolamento é a constante de proporcionalidade entre o fluxo ligado de um enrolamento ψ_i e a corrente que o percorre.

$$L_i = \frac{\psi_i}{i_i} = \frac{N_i \phi_i}{i_i} \quad (3.35)$$

O coeficiente de indução mútua M_{ij} entre os enrolamentos i e j é a constante de proporcionalidade entre o fluxo ligado com o circuito i e a corrente que percorre o circuito j .

$$M_{ij} = \frac{\psi_{ji}}{i_j} = \frac{N_i \phi_j}{i_j} \quad (3.36)$$

As equações (3.12) e (3.13) podem ser escritas, da seguinte forma:

$$\psi_1 = L_1 i_1 + M_{12} i_2 \quad (3.37)$$

$$\psi_2 = M_{12} i_1 + L_2 i_2 \quad (3.38)$$

Substituindo as equações anteriores nas equações (3.1) e (3.2) fica:

$$v_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (3.39)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (3.40)$$

Os coeficientes de auto-indução L_i e de indução mútua M_{ij} , são parâmetros que variam exclusivamente com os parâmetros físicos dos enrolamentos e com a permeabilidade física do meio, como se irá demonstrar de seguida.

Partindo da Lei de Ampère, que permite calcular o campo \vec{B} de qualquer distribuição de corrente,

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{S} = \mu_0 i \quad (3.41)$$

em que $d\vec{S}$ representa o comprimento dos seguimentos da espira amperiana e μ_0 a permeabilidade do vácuo com o valor de $4\pi \times 10^{-7} \text{Hm}^{-1}$.

Considerando um solenóide ideal, onde se escolhe uma espira amperiana com a forma do rectângulo $abcd$. Para esta análise supõe-se que o campo magnético seja paralelo ao eixo do solenóide ideal e constante em intensidade ao longo da distância ab ao eixo central.

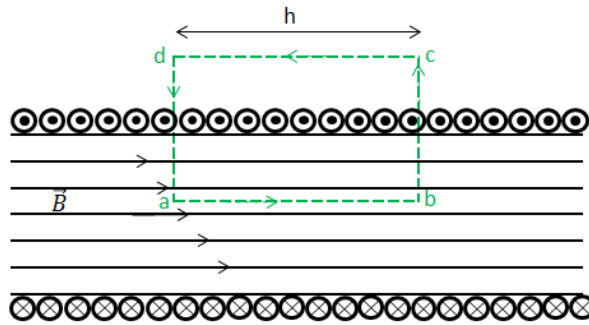


Figura 3.4 – Espira amperiana (rectângulo $abcd$) utilizada para calcular o campo magnético de um solenóide

Deste modo, o lado esquerdo da lei de Ampère pode ser escrito como a soma dos quatros integrais, um por cada segmento do caminho:

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{S} = \int_a^b \vec{B} \cdot d\vec{S} + \int_b^c \vec{B} \cdot d\vec{S} + \int_c^d \vec{B} \cdot d\vec{S} + \int_d^a \vec{B} \cdot d\vec{S} \quad (3.42)$$

A primeira parte do integral (lado direito da equação anterior) é Bh , onde B é a intensidade de \vec{B} dentro do solenóide e h é o comprimento arbitrário do caminho entre a e b . A segunda e quarta parte do integral, são nulas porque para qualquer elemento destes caminhos, \vec{B} ou é perpendicular ao caminho (para pontos dentro do solenóide) ou nulo (para pontos exteriores). Para cada um destes casos $\vec{B} \cdot d\vec{S}$ é nulo e as integrais anulam-se. A terceira parte da integral é também ela nula, porque considera-se \vec{B} nulo, para todos os pontos externos para um solenóide ideal.

Assim para todo o caminho rectangular, $\oint \vec{B} \cdot d\vec{S}$ tem o valor de Bh . A corrente total i que passa através da espira amperiana, não é a mesma corrente no solenóide porque a bobina passa pela espira mais do que uma vez. Como tal, seja n o número de espiras, nh será o número de voltas dentro da espira e a corrente total que passa que passa pela espira amperiana será nhi e a lei de Ampère torna-se,

$$Bh = \mu_0 n h i \Leftrightarrow B = \mu_0 N i \quad (3.43)$$

Considerando agora a curva característica de um determinado material ferromagnético, o campo magnético H e a densidade de fluxo B é dada por, sem histerese e saturação:

A relação entre o campo magnético H e o fluxo B é dado por:

$$B = \mu H \quad (3.44)$$

Substituindo as equações (3.4) em função da corrente, (3.43) e (3.44) na equação (3.35) e (3.36), resulta:

$$L_i = \mu N_i^2 A_i \quad (3.45)$$

$$M_{ij} = \mu N_i N_j A_j \quad (3.46)$$

Nestas equações, A representa a secção do núcleo do material ferromagnético onde estão bobinados os enrolamentos e μ a permeabilidade do núcleo, em que $\mu = \mu_0 \mu_r$.

As equações (3.45) e (3.46), demonstram que os coeficientes de auto-indução e de indução mútua, dependem exclusivamente dos parâmetros construtivos e da permeabilidade do material ferromagnético do núcleo.

Num material ferromagnético a permeabilidade é muito elevada, havendo uma concentração das linhas de fluxo magnético nesse meio. No entanto, a permeabilidade magnética de uma material não é constante em toda a zona de funcionamento do transformador, ou seja, para valores elevados de H o valor de B tende a ficar constante resultando na diminuição da permeabilidade relativa. A este fenómeno dá-se o nome de saturação.

Outro fenómeno a ser realçado é o da histerese, cujo significado nasce na oposição do material à variação campo, ou seja, os valores de B com o campo H decrescente, são superiores aos valores de B para campo H crescente.

Em qualquer ponto do caminho de magnetização, a relação de $B - H$ é chamada de permeabilidade, enquanto o diferencial da curva $B - H$ nesse mesmo ponto é chamado de diferencial de permeabilidade. A área interior do ciclo de histerese representa as perdas magnéticas durante o processo, também conhecidas por perdas por histerese.

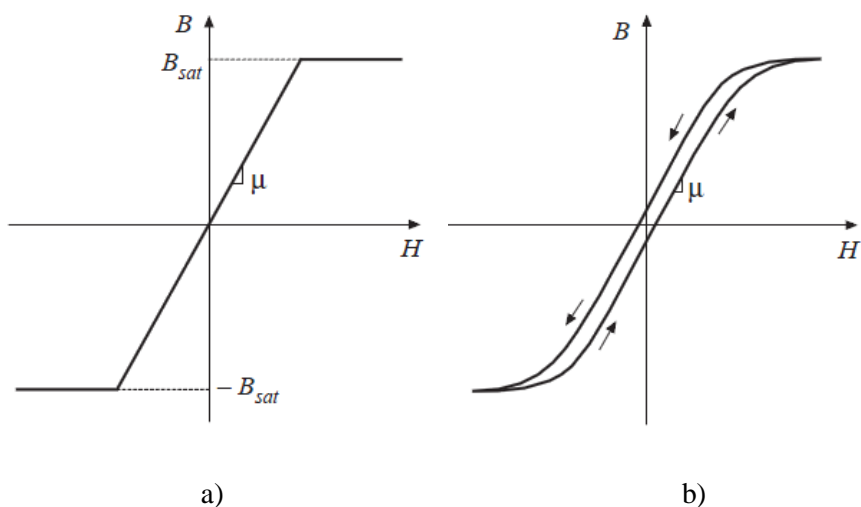


Fig. 3.5 - (a) Curva de magnetização
(b) ciclo de histerese típico de um transformador com núcleo ferro magnético

Pode-se construir um modelo matemático baseado nos coeficientes de auto-indução e de indução mútua, considerando as equações (3.39) e (3.40), no entanto este modelo tem como grande limitação as condições de funcionamento do transformador em que a permeabilidade do núcleo varie, ou seja, não pode ser utilizado quando haja saturação magnética do núcleo. Este modelo só deve ser considerado, quando tem-se um transformador apenas a trabalhar na zona linear da curva característica $B - H$.

Deste modo, considerando a decomposição do fluxo por espira ϕ_1 e ϕ_2 nas parcelas de dispersão e magnetização, representados nas equações (3.39) e (3.40), e subdividindo pelos correspondentes coeficientes de auto-indução tem-se,

$$L_1 = \frac{N_1\phi_1}{i_1} = \frac{N_1\phi_{\sigma 1}}{i_1} + \frac{N_1\phi_{m1}}{i_1} \quad (3.47)$$

$$L_2 = \frac{N_2\phi_2}{i_2} = \frac{N_2\phi_{\sigma 2}}{i_2} + \frac{N_2\phi_{m2}}{i_2}. \quad (3.48)$$

Ou seja,

$$L_1 = l_{\sigma 1} + L_{m1} \quad (3.49)$$

$$L_2 = l_{\sigma 2} + L_{m2} \quad (3.50)$$

Assim, observando as equações anteriores, conclui-se que o coeficiente de auto-indução possui duas componentes, o coeficiente de auto-indução associada ao fluxo de fugas $l_{\sigma 1}$ e o coeficiente de auto-indução de magnetização L_{mi} associado ao fluxo mútuo de magnetização.

Os coeficientes de indução mútua, em termos do fluxo por espira ϕ_m podem-se escrever da seguinte forma:

$$M_{12} = \frac{N_1\phi_{m2}}{i_2} \quad (3.51)$$

$$M_{21} = \frac{N_2\phi_{m1}}{i_1} \quad (3.52)$$

Para enrolamentos que estejam bobinados em troços iguais do núcleo considera-se:

$$M_{12} = M_{21} = M \quad (3.53)$$

Assim sendo, substituindo nas equações (3.39) e (3.40) os coeficientes de auto-indução de dispersão $l_{\sigma 1}$ dos enrolamentos, definido nas equações (3.47), (3.48), (3.49) e (3.50) obtém-se:

$$v_1 = R_1 i_1 + l_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.54)$$

$$v_2 = R_2 i_2 + l_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.55)$$

Com base nas equações anteriores, pode-se representar o modelo matemático do transformador baseado no conceito de fluxo de magnetização e de fugas, que é válido para quaisquer condições de funcionamento do transformador.

3.3 - Modelo do Transformador

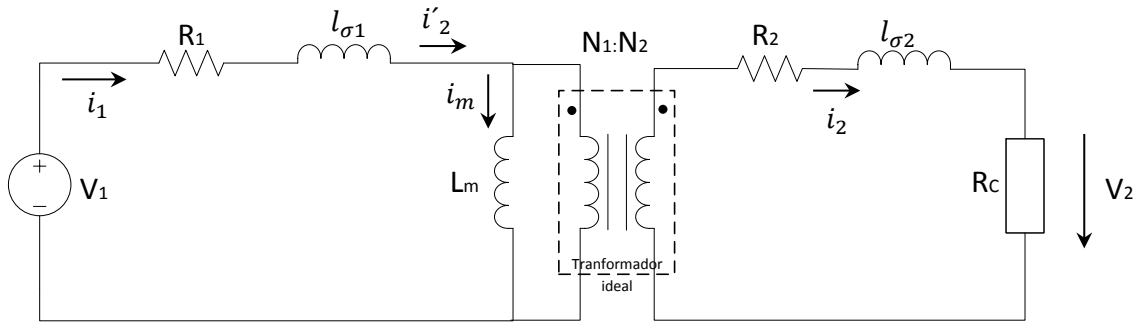


Figura 3.6 – Modelo elétrico equivalente de um transformador

Com base nas equações (3.54) e (3.55), pode-se então construir-se um modelo elétrico do transformador baseado nos conceitos de fluxo de magnetização e de fugas. Para tal, considera-se um transformador de dois enrolamentos alimentado do lado do primário, estando o secundário ligado a uma carga resistiva R_0 .

As correntes que circulam nos enrolamentos primário e secundário, originam duas forças magnetomotrizas ($N_1 i_1$) e ($N_2 i_2$), que podem ser representadas da seguinte maneira:

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = N_1 i_m \quad (3.56)$$

onde $N_1 i_m$ representa a força magnetomotriz que produz o fluxo mútuo de magnetização ϕ , e i_m o valor instantâneo da corrente de magnetização no primário do transformador

Analisando o circuito e tendo como referência as equações (3.54) e (3.55), podem então escrever-se as seguintes equações:

$$v_1 = R_1 i_1 + l_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.57)$$

$$v_2 = -R_2 i_2 - l_{\sigma 2} \frac{di_2}{dt} + N_2 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.58)$$

$$i_1 = i'_2 + i_m \quad (3.59)$$

$$i'_2 = \frac{N_2}{N_1} i_2 \quad (3.60)$$

Das equações anteriores, observa-se os fenómenos reais do transformador que assumem um papel importante nas imperfeições da forma de onda à saída do, mesmo e na sua própria eficiência. Esses fenómenos devem-se às quedas de tensão associadas aos enrolamentos R_1 e R_2 e às f.e.m associadas às indutâncias de dispersão $l_{\sigma 1}$ e $l_{\sigma 2}$.

Relativamente às perdas no núcleo, estas serão desprezadas e assumir-se-á que o fluxo de magnetização ϕ é proporcional à corrente de magnetização:

$$i_m = \frac{N_1}{L_{m1}} \phi \quad (3.61)$$

3.3.1 – Influência da frequência no transformador

O modelo do transformador anteriormente apresentado é válido enquanto a frequência de funcionamento das grandezas eléctricas e as suas amplitudes forem tais, que sejam desprezadas as correntes nas capacidades distribuídas entre enrolamentos e entre cada camada de espiras, como se torna perceptível ao observar-se a seguinte equação,

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (3.62)$$

onde i representa a corrente instantânea, C a capacidade, v o valor instantâneo da tensão e t o tempo. Se a taxa de variação de tensão for elevada, o valor capacitivo não pode ser desprezado.

Num transformador, existem várias capacidades distribuídas tais como, as dos enrolamentos para com o núcleo, entre enrolamentos, entre espiras do mesmo enrolamento e entre camadas de espiras dos enrolamentos.

As capacidades distribuídas que têm maior significado nos transformadores a trabalharem em frequências elevadas são:

- C_{eq1} , Capacidade equivalente à capacidade distribuída do primário;
- C_{eq2} , Capacidade equivalente à capacidade distribuída do secundário;
- C_{eq12} , Capacidade equivalente à capacidade distribuída entre o primário e o secundário;

Devido à distância do isolamento entre o primário e o secundário nestes tipo de transformadores de alta tensão, e à complexidade que a inclusão das três capacidades distribuídas traz à análise do circuito do transformador, (C_{eq12}) é desprezada face a (C_{eq1}) e (C_{eq2}).

Considerando então apenas capacidades relevantes no modelo equivalente do transformador da figura 3.7, resulta o seguinte esquema equivalente:

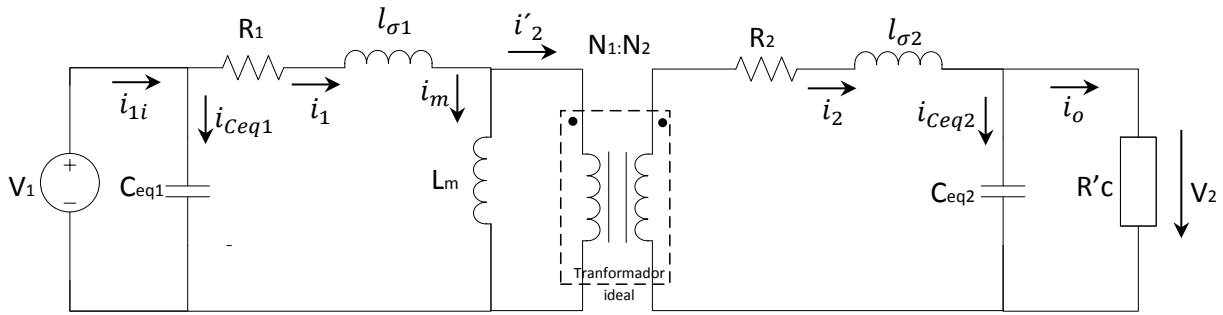


Figura 3.7 - Modelo eléctrico equivalente de um transformador real para frequências elevadas

Com a inclusão destas capacidades, a corrente pedida à fonte exterior e aplicada à carga, representa-se da seguinte forma:

$$i_{1i} = i_1 + i_{ceq1} \quad (3.63)$$

$$i_o = i_2 - i_{ceq2} \quad (3.64)$$

Representando-se as correntes nos condensadores em função da tensão e da capacidade dos mesmos tem-se:

$$i_{1i} = i_1 + C_{eq1} \frac{dv_1}{dt} \quad (3.65)$$

$$i_o = i_2 + C_{eq2} \frac{dv_2}{dt} \quad (3.66)$$

Das equações anteriores, observa-se então como referido anteriormente, que se a taxa de variação da tensão nos terminais do transformador for demasiado elevada, os parâmetros capacitivos devem ser levados em conta na fase de projecto, nomeadamente na fase de montagem utilizando técnicas para a mitigar este fenómeno, que serão abordadas no capítulo IV.

Para simplificar análise do circuito, utiliza-se a técnica da transferência das grandezas do secundário para o primário, relacionando os parâmetros do secundário em relação ao primário através da relação de transformação, utilizando como exemplo o esquema da figura 3.8.

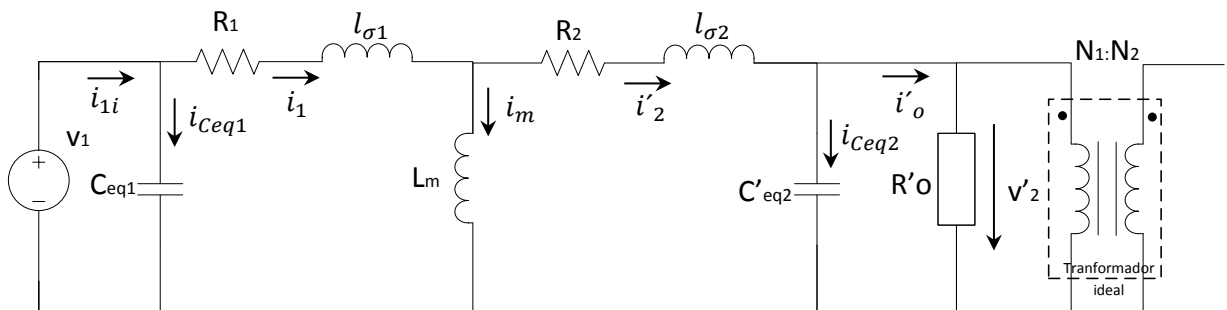


Figura 3.8 - Modelo eléctrico equivalente de um transformador real com as grandezas do secundário referidas ao primário

Considerando que a relação de transformação de um transformador elevador é dada por:

$$N = \frac{N_2}{N_1}. \quad (3.65)$$

Relacionam-se os parâmetros do secundário em relação ao primário, através da relação de transformação:

$$v'_2 = \frac{v_2}{N} \quad (3.66)$$

$$i'_2 = Ni_2 \quad (3.67)$$

$$i'_o = Ni_o \quad (3.68)$$

$$R'_o = \frac{R_o}{N^2} \quad (3.69)$$

Deste modo e tendo em conta as equações anteriores e as equações (3.57), (3.58), (3.59), (3.65) e (3.66), podem escrever-se as equações do esquema do modelo equivalente do transformador, com as grandezas do secundário referidas ao primário da seguinte forma:

$$i_1 - i'_2 = i_m \quad (3.70)$$

$$v_1 = R_1 i_1 + l_{\sigma 1} \frac{di_1}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.71)$$

$$v'_2 = -\frac{R_2}{N^2} i'_2 - \frac{l_{\sigma 2}}{N^2} \frac{di'_2}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.72)$$

$$v'_2 = -\frac{R_o}{N^2} i'_o \quad (3.73)$$

$$i_{1i} = C_{eq1} \frac{dv_1}{dt} + i_1 \quad (3.74)$$

$$i'_{o} = -N^2 C_{eq2} \frac{dv'_2}{dt} + i'_{2o} \quad (3.75)$$

Observando as equações anteriores é possível retirar os parâmetros do secundário do transformador relativo ao primário através das seguintes expressões:

$$R'_2 = \frac{R_2}{N^2} \quad (3.76)$$

$$l'_{\sigma 2} = \frac{l_{\sigma 2}}{N^2} \quad (3.77)$$

$$R'_0 = \frac{R_0}{N^2} \quad (3.78)$$

$$C'_{eq2} = N^2 C_{eq2} \quad (3.79)$$

É ainda possível simplificar o esquema da figura 3.8, uma vez que o facto de ser um transformador elevador, o número de espiras e de camadas do secundário é muito superior ao do primário e como tal as capacidades distribuídas do secundário são bastantes superiores às do primário.

Tal facto será levado em conta, desprezando desta forma a capacidade distribuída do primário em detrimento da do secundário, para se melhor perceber a influência da capacidade distribuída no transformador.

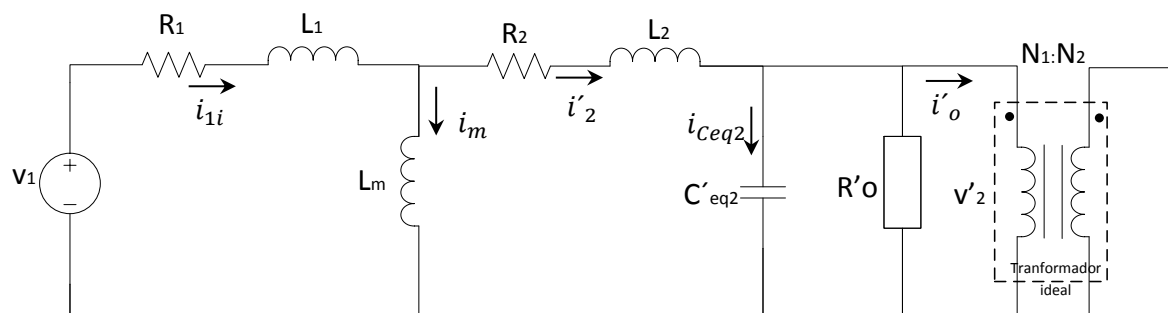


Figura 3.9 – Esquema equivalente em T do transformador elevador de tensão ligado a uma carga com as grandezas do secundário referidas ao primário

Com este modelo, é então possível representar um modelo matemático do transformador e partir para a construção de um modelo para simulação, de modo a comprovar os dados obtidos experimentalmente.

$$i_{1i} - i'_2 = i_m \quad (3.80)$$

$$v_1 = R_1 i_{1i} + l_{\sigma 1} \frac{di_{1i}}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.81)$$

$$v'_2 = -\frac{R_2}{N^2} i'_2 - \frac{l_{\sigma 2}}{N^2} \frac{di'_2}{dt} + N_1 \frac{d\phi}{dt} \quad (3.82)$$

$$v'_2 = -\frac{R_0}{N^2} i'_o \quad (3.83)$$

$$i'_o = -N^2 C_{eq2} \frac{dv'_2}{dt} + i'_{2o} \quad (3.84)$$

$$R'_2 = \frac{R_2}{N^2} \quad (3.85)$$

$$l'_{\sigma 2} = \frac{l_{\sigma 2}}{N^2} \quad (3.86)$$

$$R'_0 = \frac{R_0}{N^2} \quad (3.87)$$

$$C'_{eq2} = N^2 C_{eq2} \quad (3.88)$$

CAPÍTULO IV

Dimensionamento e determinação experimental dos parâmetros do transformador de alta tensão e alta frequência

4.1 - Introdução

Neste capítulo procede-se ao cálculo dos parâmetros construtivos do transformador, onde serão projectados dois transformadores, tipo duplo E e tipo e duplo U de dois enrolamentos concêntricos.

O projecto do transformador de alta frequência e alta-tensão representa um compromisso entre os seguintes pressupostos:

- dimensão do núcleo
- densidade de fluxo máxima
- número de espiras
- isolamento necessário entre camadas de espiras

Serão ainda determinados experimentalmente os elementos não lineares sob a forma de resistências, indutâncias e capacidades equivalentes que representam os fenómenos reais do transformador. A partir dos resultados pretende-se construir os modelos dos transformadores com o intuito de proceder às devidas simulações com o recurso ao MATLAB/SIMULINK e respectivos ensaios para comprovar a qualidade do modelo.

4.2 – Dimensionamento do transformador

Pretende-se um transformador elevador, que irá alimentar uma carga resistiva. Desta forma, o passo inicial para o dimensionamento de um transformador de alta frequência e alta tensão será reunir os valores dos parâmetros eléctricos e magnéticos com base na forma de onda de saída do conversor em ponte completa. Assim os pressupostos iniciais para a construção dos transformadores serão os seguintes:

V_i	300 V
Duty cycle	50 %
N	7
$B_{\text{máx}}$	0,220 T
f	25 kHz
R_o	2 k Ω

Tabela 4.1 – Valores de funcionamento do transformador

- Duty cycle : ciclo de trabalho em que o dispositivo (on);
- N : relação de transformação do transformador;
- $B_{m\acute{a}x}$: densidade de fluxo magnética máxima;
- f : frequência de comutação do inversor de tensão;
- R_o : Resistência da carga;

Tendo em conta o funcionamento do conversor em ponte completa (figura 2.7), e considerando apenas o factor resistivo do circuito, desprezando-se a corrente de magnetização, admite-se que a potência no primário do transformador tem a forma de onda da figura 4.1, com impulsos de tensão a trabalhar a uma frequência de 25 kHz e um factor cíclico de 50 %.

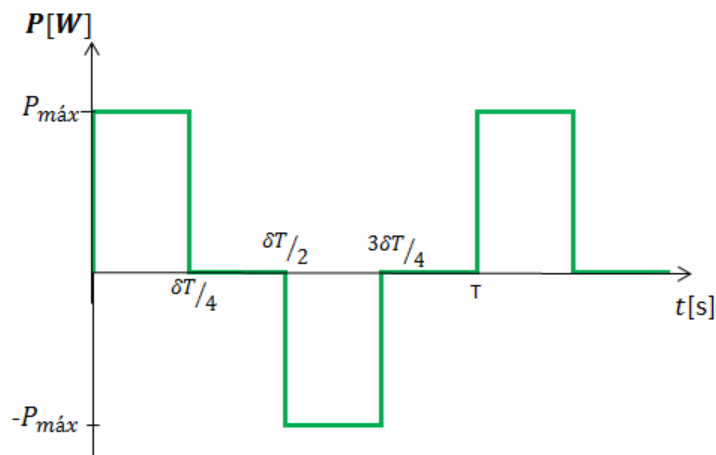


Figura 4.1 – Forma de onda aproximada da potência no primário do transformador para uma carga resistiva

O segundo passo será a escolha do núcleo adequado, com o auxílio das especificações dos fabricantes. O tamanho do núcleo depende da potência transferida no transformador e da frequência de operação. Desta forma para se chegar à expressão da potência aparente do transformador e com base na forma de onda apresentada na figura 4.1, calcula-se a potência média activa através da seguinte expressão,

$$P_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_1 I_1 dt \quad (4.1)$$

onde V_1 e I_1 representam respectivamente os valores de tensão e corrente, no primário do transformador.

Durante a fase onde há transferência de energia no secundário do transformador, estando este ligado a uma carga resistiva, pode-se resolver a equação anterior da seguinte forma,

$$P_0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{\delta T}{4}} V_1 I_1 dt + \int_{\frac{\delta T}{4}}^{\frac{3\delta T}{4}} V_1 I_1 dt \right], \text{ considerando que } \delta = \frac{t_{on}}{T}.$$

Como tal a potência média pode ser calculada através da seguinte expressão,

$$P_0 = \frac{\delta}{2} V_1 I_1 . \quad (4.2)$$

A potência aparente do transformador pode-se representar da seguinte forma:

$$S_e = V_{1rms} I_{1rms} . \quad (4.3)$$

V_{1rms} e I_{1rms} representam os valores eficazes de tensão e corrente respectivamente, que podem ser calculados através das seguintes expressões:

$$I_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T I_1^2 dt} = \sqrt{\frac{\delta}{2}} I_1 \quad (4.4)$$

$$V_{1rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_1^2 dt} = \sqrt{\frac{\delta}{2}} V_1 . \quad (4.5)$$

Desta maneira, a potência aparente pode-se representar da seguinte maneira:

$$S_e = \frac{\delta}{2} V_1 I_1 . \quad (4.6)$$

Da equação anterior, verifica-se que a potência aparente é assim igual à potência activa representada na equação (4.2)

Para o cálculo da potência eficaz pode-se utilizar a seguinte equação:

$$P_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (V_{1rms} I_{1rms})^2 dt} . \quad (4.7)$$

Resolvendo a equação, têm-se a seguinte expressão:

$$P_{rms}^2 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{\delta T}{4}} (V_{1rms} I_{1rms})^2 dt + \int_{\frac{\delta T}{2}}^{\frac{3\delta T}{4}} (V_{1rms} I_{1rms})^2 dt \right]$$

$$P_{rms} = \sqrt{\frac{\delta}{2}} V_{1rms} I_{1rms} \quad (4.8)$$

O passo seguinte, é o cálculo do número de espiras do primário do transformador. Este número determinará a densidade de fluxo magnético no núcleo do transformador, sendo o número de espiras do secundário directamente proporcional através da relação de transformador, tendo em conta que trata-se de um transformador elevador. Assim, a partir da Lei de Faraday, sabe-se que ao aplicar-se uma tensão V_1 no primário do transformador, com N_1 espiras e durante um intervalo de tempo dt , irá originar uma variação de fluxo $d\psi_1$,

$$d\psi_1 = V_1 dt , \quad (4.9)$$

integrando-se os dois lados da equação fica:

$$\psi_1 = \int_0^T V_1 dt. \quad (4.10)$$

Admitindo-se que o fluxo inicial é nulo, o fluxo ligado com o primário no final do impulso pode representar-se da seguinte maneira,

$$\psi_1 = V_1 \frac{\delta}{2} T. \quad (4.11)$$

Considerando de seguida a relação fluxo por espira ϕ_1 (equação 3.4) e a densidade de fluxo B e o fluxo ligado ψ_1 e o fluxo por espira ϕ_1 (equação 3.6) fica,

$$\phi_1 = BA_c , \quad (4.12)$$

Em que A_c representa a secção transversal do núcleo do transformador. Assim sendo, pode-se escrever a equação (4.11) da seguinte forma,

$$B = \frac{V_1 \frac{\delta}{2} T}{N_1 A_c} , \quad (4.13)$$

Da última equação, é possível observar-se que a densidade do fluxo depende da frequência ($1/T$) e do número de espiras do primário N_1 . Com base nesta expressão, pode-se assim calcular o número de espiras do enrolamento primário, escrevendo-se a equação da seguinte forma,

$$N_1 = \frac{V_1 \frac{\delta}{2}}{A_c f B} . \quad (4.14)$$

Partindo da equação (4.13), considerando-a em ordem à tensão no primário e substituindo a expressão na equação da potência aparente (4.3), chega-se à expressão da potência máxima que o transformador suporta,

$$S_{máx} = N_1 A_c f B_{máx} I_1. \quad (4.15)$$

O próximo passo, será o dimensionamento da secção dos condutores do primário e do secundário. Tendo assim em conta a expressão do valor eficaz da corrente da equação (4.4), e subsistindo na expressão anterior a equação da potência máxima do transformador ficará da seguinte forma,

$$S_{m\acute{a}x} = N_1 A_c f B_{m\acute{a}x} \frac{I_{1rms}}{\sqrt{\frac{\delta}{2}}}. \quad (4.16)$$

Considerando agora que o valor da densidade de corrente no enrolamento primário dado pela seguinte expressão,

$$J_{1rms} = \frac{I_{1rms}}{A_{cu1}}, \quad (4.17)$$

onde A_{cu1} representa a secção do condutor de cobre do primário do transformador. Substituindo assim o valor da corrente eficaz I_{1rms} poderá então escrever-se a equação da potência aparente da seguinte forma,

$$S_{m\acute{a}x} = N_1 A_c f B_{m\acute{a}x} J_{1rms} A_{cu1} \sqrt{\frac{2}{\delta}}. \quad (4.18)$$

A secção do condutor de cobre do primário A_{cu1} , pode ser expressa em função dos parâmetros físicos do transformador. Com esse intuito, pode definir-se a área total ocupada pelos enrolamentos, assumindo-se que, a janela será totalmente preenchida por estes.

$$A_w = A_{w1} + A_{w2} \quad (4.19)$$

A_{w1} e A_{w2} representam respectivamente, as áreas ocupadas pelos enrolamentos primário e secundário e podem expressar-se da seguinte forma:

$$A_{w1} = \frac{N_1 A_{cu1}}{k_{cu1}} \quad (4.20)$$

$$A_{w2} = \frac{N_2 A_{cu2}}{k_{cu2}} \quad (4.21)$$

onde K_{cu1} e K_{cu2} representam respectivamente o factor de enchimento do primário e secundário.

Assumindo-se que os factores de enchimento são iguais,

$$K_{cu1} = K_{cu2} = K_{cu}. \quad (4.22)$$

Pode-se desta forma substituir as equações (4.20), (4.21) e (4.22) na equação (4.19),

$$A_w k_{cu} = N_1 A_{cu1} + N_2 A_{cu2}. \quad (4.23)$$

Pode-se também assumir, que as potências dissipadas nos enrolamentos primário P_{w1} e secundário P_{w2} do transformador deverão ser iguais, garantindo desta forma um bom desempenho do transformador. Desta forma o calor gerado no interior do transformador assim como subida de temperatura, são uniformemente distribuídos pelos enrolamentos.

$$k_{cu}J_{1rms}^2 = k_{cu}J_{2rms}^2 \quad (4.24)$$

Substituindo a equação (4.17) na equação anterior (4.24), considerando a relação de transformação e procedendo-se às respectivas operações fica-se com a seguinte expressão,

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{A_{cu1}}{A_{cu2}} = \frac{N_2}{N_1}. \quad (4.25)$$

Assim, na equação que relaciona a área total ocupada pelos enrolamentos (4.23), ao dividir-se em ambos os lados pelo número de espiras do primário N_1 fica,

$$\frac{A_w k_{cu}}{N_1} = A_{cu1} + \frac{N_2}{N_1} A_{cu2} \quad (4.26)$$

e substituindo a equação (4.25) em (4.26) vem

$$A_{cu1} = \frac{k_{cu} A_w}{2N_1}. \quad (4.27)$$

Por fim, e para se chegar à expressão final da potência máxima do transformador, que relaciona os parâmetros electromagnéticos de entrada (f, J, δ e B) com os parâmetros físicos do transformador (A_c, A_w e k_{cu}), substitui-se a equação anterior (4.27) em (4.18) originando a seguinte expressão:

$$S_{m\acute{a}x} = A_w A_c k_{cu} f B_{m\acute{a}x} J_{1rms} \frac{1}{\sqrt{2}\delta}. \quad (4.28)$$

Para que o dimensionamento do transformador seja bem executado, tem que se verificar duas premissas finais, que são $S_{m\acute{a}x} > S_e$, e que $A_w k_{cu} > N_1 A_{cu1} + N_2 A_{cu2}$.

Deste forma, garante-se que o núcleo escolhido para o transformador será capaz de gerar a potência desejada e que os enrolamentos do primário e secundário com as respectivas secções A_{cu1} e A_{cu2} , adequam-se ao espaço físico do núcleo a bobinar.

4.3 – Construção do transformador

Para a construção do transformador é essencial o conhecimento do tipo de material magnético do núcleo, uma vez que a permeabilidade do circuito magnético, as perdas magnéticas e a densidade de fluxo máximo de operação, são variáveis que dependem do tipo de material do núcleo e que influenciam o desempenho do transformador. Sabe-se também que as propriedades dos materiais, como a geometria e as dimensões da estrutura do transformador influenciam os parâmetros não lineares do mesmo, tais como a indutância de fugas, as capacidades distribuídas equivalentes e a indutância de magnetização.

Foram considerados para este projecto dois tipos de núcleos distintos, tais como, a Ferrite e o METAGLAS.

A Ferrite é um composto cerâmico de metais de transição com o oxigénio. Deste modo as ferrites usadas nos núcleos dos transformadores contêm níquel e zinco. Trata-se de um tipo de material que suporta valores inferiores de densidade de fluxo comparativamente com o METAGLAS (normalmente até 0,3T), tem uma resistividade eléctrica, o que permite o seu uso em aplicações para altas frequências e têm uma baixa coercividade, que significa que a magnetização do material pode facilmente inverter de direcção sem dissipação de energia (perdas por histerese) enquanto que a alta resistividade impede outra forma de dissipação de energia que são as correntes de Foucault. Foram considerados para o dimensionamento dois núcleos distintos (3C85 e 3C90), no entanto para a fase de construção só um deles será considerado

O METAGLAS é um tipo de núcleo de ferro ou cobalto baseado em ligas com estruturas atómicas não cristalinas. Esta estrutura é a chave para umas perdas muito baixas neste tipo de núcleos o que torna o seu uso para frequências elevadas muito apreciável. Comparativamente com as Ferrites estes tipos de núcleos permitem uma maior densidade de fluxo (na ordem dos 1,5T), no entanto uma das grandes desvantagens deste tipo de material é ser bastante dispendioso. O METAGLAS escolhido para o efeito foi o AMCC

Núcleo	Material	V_e [mm ³]	A_c [mm ²]	A_w [mm ²]	m_T [g]	μ_e
ETD 59	3C90	51500	360	366	260	≈1800
METAGLAS	AMCC 100	238680	590	1400	1055	≈1592*

Tabela 4.2 - Valores dos parâmetros físicos dos transformadores a serem construídos.

As grandezas representadas na tabela anterior têm o seguinte significado:

- V_e : volume do núcleo
- A_c : secção transversal do núcleo do transformador
- A_w : área dos enrolamentos
- μ_e : permeabilidade efectiva do núcleo

O dimensionamento dos transformadores foi executado tendo em conta três tipos de núcleos, dois de Ferrite e um METAGLAS, com base nas expressões demonstradas na secção 4.2. Para todos eles foram considerados os pressupostos apresentados na tabela 4.1. O resultado do dimensionamento é apresentado na tabela 4.3.

	ETD49	ETD59	Metglass
Material	3C85	3C90	AMCC
A_c [mm^2]	209	360	590
A_w [mm^2]	273	366	1400
$B_{máx}$ [mT]	220	220	1000
N_1	131	76	11
N_2	917	532	77
d_1 [mm]	0,9	0,9	0,9
d_2 [mm]	0,25	0,25	0,25
$A_{cu,1}$ [mm^2]	0,64	0,64	0,64
$A_{cu,2}$ [mm^2]	0,05	0,05	0,05
$S_{máx}$ [$V.A$]	501	798	4998
n^o camadas N_1	5	2	1
n^o camadas N_2	11	5	1
<i>espira/camada</i>	84	107	77

Tabela 4.3 – Grandezas eléctricas e físicas para o projecto do transformador

Ao observar-se tabela 4.3, verifica-se que devido à menor dimensão do núcleo ETD49, seriam precisas mais espiras para estabelecer a razão de transformação pretendida. Como tal, este núcleo foi preterido em função do ETD59.

A estrutura dos enrolamentos dos transformadores a serem construídos, será da seguinte forma:

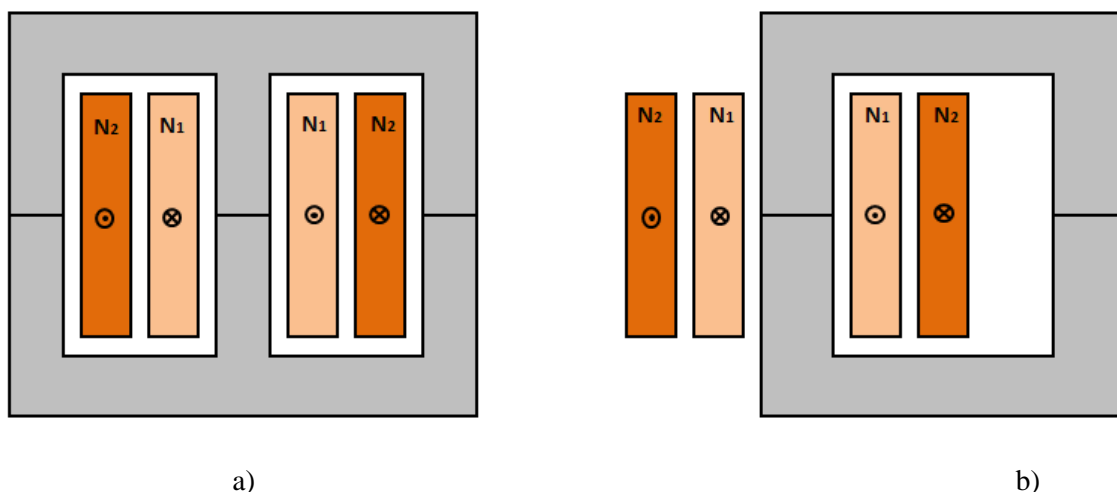
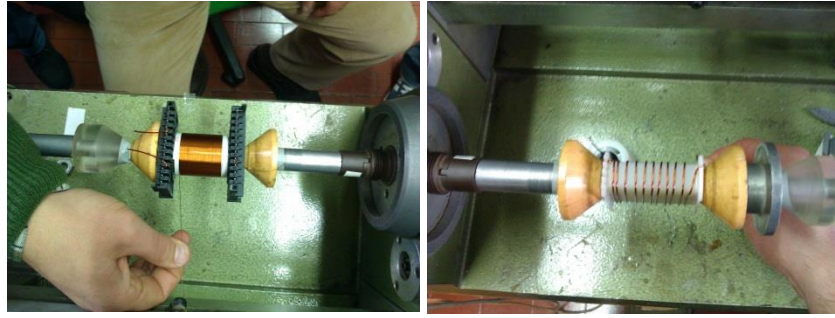


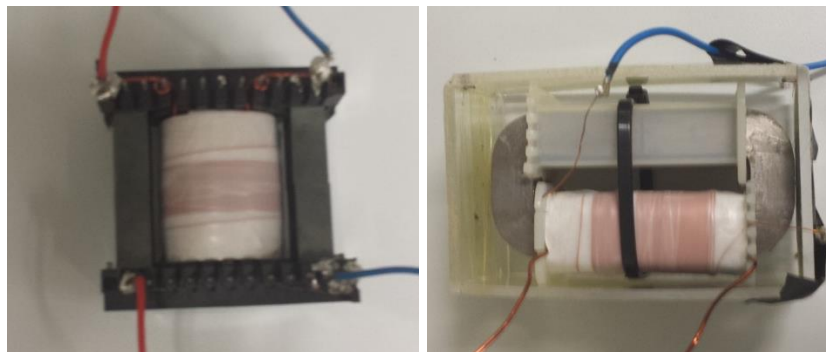
Figura 4.2 – Estrutura simplificada dos transformadores de dois enrolamentos, onde 1 e 2 correspondem respectivamente as camadas do primário e secundário: a) núcleo ETD, b) núcleo AMCC



a)

b)

Figura 4.3 – Construção dos transformadores: a) ETD 59, b) AMCC100



a)

b)

Figura 4.4 – Aspecto final dos transformadores: a) ETD 59, b) AMCC100

4.4 – Parâmetros não lineares do transformador

O cálculo dos parâmetros lineares e não lineares do transformador, servirá para se poder simular o modelo do transformador e comprovar mais à frente com os ensaios experimentais a qualidade de construção dos transformadores. Antes de entrar nos métodos para a obtenção dos valores dos parâmetros não lineares é importante fazer uma pequena introdução do conceito destes parâmetros.

4.4.1 - Coeficiente de auto-indução de magnetização do transformador

O coeficiente de auto-indução de magnetização, é o parâmetro mais importante do transformador pois determina a amplitude da corrente de magnetização da qual depende o fluxo magnético. O seu valor teórico, visto do primário, do modelo do transformador depende exclusivamente do número de espiras do primário e da relutância do núcleo, como demonstra a seguinte fórmula.

$$L_{m1} = \frac{N_1^2}{\mathfrak{R}} \quad (4.29)$$

A relutância do núcleo do transformador pode ser determinada da seguinte forma:

$$\mathfrak{R} = \frac{l_n}{\mu s} \quad (4.30)$$

onde,

- l_n : dimensão média do percurso magnético do fluxo mútuo de magnetização ϕ
- s : secção transversal do núcleo
- μ : permeabilidade magnética do núcleo

4.4.2 - Indutância de fugas do transformador

As indutâncias de fugas de um transformador surgem devido às linhas do campo magnético gerados pela corrente que passa pelos condutores dos transformadores que atravessam as zonas de baixa permeabilidade, tais como os enrolamentos o ar em vez do núcleo do transformador. A consequência imediata de tal efeito, é uma perda natural de eficiência do transformador. O seu valor depende apenas de factores geométricos na construção do transformador.

O seu cálculo teórico prévio não será considerado neste trabalho, uma vez que os transformadores em questão já têm uma aplicação específica. No entanto para uma aplicação mais generalizada, tal cálculo será necessário. O conhecimento prévio do seu valor, serve apenas para se ter uma noção da sua ordem de grandeza, para que no caso de ser significativo procure-se encontrar técnicas para a sua redução. Algumas dessas técnicas foram tidas em conta na fase de construção do transformador, nomeadamente a opção pela técnica de enrolamentos concêntricos em particular no METAGLAS. Um menor número de espiras também leva a um menor valor de indutância de dispersão e tal facto foi tido em conta ao escolher-se o núcleo ETD59 ao invés do ETD49 para o transformador com núcleo de Ferrite. A redução da distância de enrolamentos, do número de camadas e a própria configuração do núcleo, proporcionam uma indutância de fugas mais baixa, sendo deste modo algumas técnicas a ter-se em conta. Existem ainda técnicas especiais de bobinagem, como o entrelaçamento dos enrolamentos primário e secundário que leva a uma redução do campo magnético na janela dos enrolamentos, diminuindo também a indutância de fugas do transformador.

4.4.3 - Capacidades distribuídas do transformador

Ao ser aplicada uma tensão num enrolamento, e sendo este percorrido por uma corrente existirá sempre uma diferença de potencial distribuída por todo o enrolamento, originando desta forma um efeito capacitivo, o que provoca naturalmente num transformador um efeito capacitivo entre espiras, entre camadas e entre espiras e a bobina que envolve o núcleo.

A capacitância é um fenómeno geométrico que depende exclusivamente do tamanho, forma e do afastamento das placas e do material que preenche o espaço entre elas, não dependendo assim da diferença de potencial nem do valor de carga que aparece numa placa. Sabendo-se que esse valor de carga é directamente proporcional à distância entre placas, a capacitância é constante de proporcionalidade necessária para tornar esta relação numa equação,

$$q = C\Delta V. \quad (4.31)$$

No caso de um transformador, os factores preponderantes para o aparecimento deste fenómeno são os seguintes:

- Constante dieléctrica relativa ϵ , dos materiais isolantes colocados entre os condutores (verniz isolante do condutor, papel isolante entre espiras e camadas e o próprio plástico da bobina do núcleo);
- A geometria, ou seja diâmetro e dimensões do condutor energizado e o espaço mútuo entre os condutores e a sua distância para com a bobina;
- A configuração dos próprios enrolamentos sobre a bobina

A capacidade distribuída do enrolamento só se torna relevante, quando a frequência de operação é elevada ou, se existirem regimes transitórios de funcionamento de curta duração, mas com diferenças de tensão elevadas de modo a provocarem correntes de deslocamento não desprezáveis nas capacidades distribuídas.

Num transformador podem definir-se várias capacidades distribuídas, onde as mais relevantes são:

- Capacidade equivalente entre enrolamentos C_{eq12} ;
- Capacidade equivalente entre camadas de um mesmo enrolamento C_{eq1} e C_{eq2} ;
- Capacidade equivalente entre espiras de um mesmo enrolamento C_{esp}
- Capacidade equivalente do enrolamento para o núcleo do transformador C_{eqn} ;

No entanto, apenas o valor da capacidade distribuída do secundário é relevante para o desempenho do transformador, uma vez que o seu valor é francamente superior ao de todas as outras. Comparativamente com a capacidade distribuída do primário a diferença na razão da ordem de grandeza é de fácil compreensão uma vez que no secundário o número de espiras e de camadas é bastante superior, logo o valor da capacidade distribuída do secundário será francamente superior.

Não sendo possível evitar este fenómeno existem também algumas técnicas, a exemplo da indutância de fugas, para se reduzirem o efeito das capacidades distribuídas, tais como:

- Aumentar a distância entre espiras, camadas e enrolamentos;
- Reduzir a largura dos enrolamentos;
- Uso de blindagens electroestáticas;
- Configuração dos enrolamentos sobre a bobina, como referido anteriormente;

Neste trabalho, com o fim de mitigar-se este fenómeno utilizou-se a seguinte configuração dos enrolamentos,

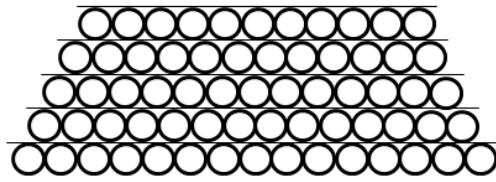


Figura 4.5 – Configuração inclinada dos enrolamentos com o objectivo de reduzir a capacidade entre espiras.

4.5 – Determinação experimental dos parâmetros não lineares do transformador

Para a obtenção dos valores dos parâmetros não lineares do transformador, foram executados três tipos de ensaios distintos. Um para a obtenção dos valores das indutâncias de magnetização, outro para a indutância de fugas e outro para a obtenção do valor da capacidade distribuída equivalente do circuito. Estes ensaios servirão para a simulação do modelo do transformador apresentado no capítulo III.

4.5.1 – Determinação da indutância de fugas

Para a determinação dos valores da indutância de fugas do primário e do secundário do transformador recorreu-se ao ensaio em vazio do mesmo. Desse modo, ao aplicar-se uma tensão no primário do transformador, deixando o secundário em aberto, não haverá corrente do lado do secundário e o esquema da figura 3.6 fica representado na figura que se segue.

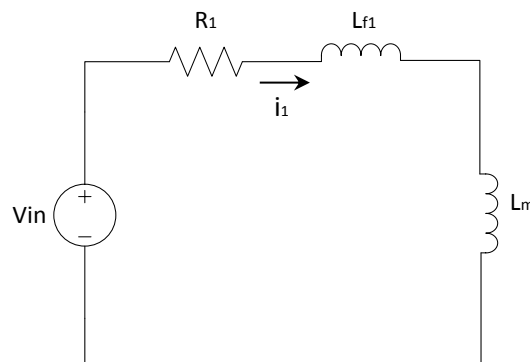


Figura 4.6 – Modelo equivalente do transformador para o ensaio em vazio

Uma vez que foi utilizado um medidor de impedâncias para o cálculo de fugas do transformador, a figura anterior 4.6, pode-se representar da seguinte forma,

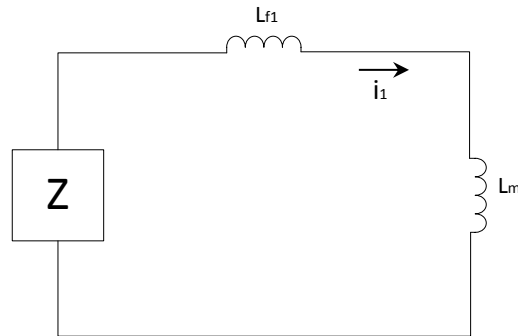


Figura 4.7 – Modelo equivalente do transformador para o ensaio em vazio em que o bloco Z representa o medidor de impedâncias

Analisando assim o circuito da figura anterior, a indutância medida para este ensaio é dada pela soma das indutâncias participantes no circuito,

$$L_{1vazio} = L_{f1} + L_m \quad (4.32)$$

ou em função da indutância de fugas do primário,

$$L_{f1} = L_{1vazio} - L_m \quad (4.33)$$

Analogamente, considerando a relação de transformação $(N = \frac{N_2}{N_1})$, considera-se que a indutância de fugas do secundário é dada pela seguinte expressão,

$$L_{f2} = L_{2vazio} - L_m N^2 \quad (4.34)$$

Os resultados experimentais obtidos com o ensaio em vazio, para a obtenção da indutância de fugas do transformador estão representados no quadro seguinte.

Grandezas	Primário		Secundário	
	ETD 59	AMCC	ETD 59	AMCC
L_{1vazio} e L_{2vazio} [H]	$35,9 \times 10^{-3}$	288×10^{-6}	1,72	$18,0 \times 10^{-3}$

Tabela 4.4 – Resultados experimentais do ensaio em vazio do transformador

4.5.2 – Determinação da indutância de magnetização

Para a determinação da indutância de magnetização, foi considerado o ensaio em curto-circuito, onde se curto-circuita o secundário ou o primário do transformador estando o primário ou o secundário do mesmo alimentado por uma corrente contínua. À semelhança do circuito para o ensaio em vazio, o circuito equivalente representado na figura 4.8, ilustra as indutâncias medidas pelo medidor de impedâncias.

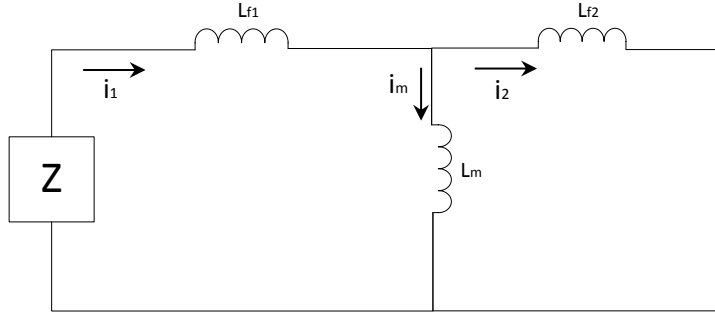


Figura 4.8 – Modelo equivalente das impedâncias do transformador reduzido ao primário para o ensaio em curto-circuito

Analisando o circuito da figura anterior, a indutância total medida neste ensaio é dada pela relação das indutâncias do circuito,

$$L_{1cc} = L_{f1} + \frac{L_m \times \frac{L_{f2}}{N^2}}{L_m + \frac{L_{f2}}{N^2}} \quad (4.35)$$

Substituindo (4.33) e (4.34) em (4.35), fica-se com a seguinte expressão:

$$L_{1cc} = L_{1vazio} - L_m + \frac{L_m \times \frac{L_{2vazio} - L_m N^2}{N^2}}{L_m + \frac{L_{2vazio} - L_m N^2}{N^2}} \quad (4.36)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem à indutância de magnetização L_m ,

$$L_m = \sqrt{\frac{L_{1vazio} \times L_{2vazio} - L_{1cc} \times L_{2vazio}}{N^2}} \quad (4.37)$$

Analogamente, curto-circuitando o primário do transformador e medindo o valor total de impedância do secundário fica,

$$L_{2cc} = L_{f2} + \frac{L_m N^2 \times L_{f1} N^2}{L_m N^2 + L_{f1} N^2} \quad (4.38)$$

Substituindo as equações (4.33) e (4.34) em (4.38),

$$L_{2cc} = L_{2vazio} - L_m N^2 + \frac{L_m N^2 \times (L_{1vazio} - L_m) N^2}{L_m N^2 + (L_{1vazio} - L_m) N^2} \quad (4.39)$$

Resolvendo a equação anterior em ordem à indutância de magnetização L_m ,

$$L_m = \sqrt{\frac{L_{1vazio} \times L_{2vazio} - L_{1vazio} \times L_{2cc}}{N^2}} \quad (4.40)$$

Os resultados experimentais obtidos com o ensaio em vazio, para a obtenção da indutância de fugas do transformador estão representados no quadro seguinte.

Grandezas	Primário		Secundário	
	ETD 59	AMCC	ETD 59	AMCC
L_{1cc} e L_{2cc} [H]	$37,5 \times 10^{-6}$	$2,10 \times 10^{-6}$	$1,86 \times 10^{-3}$	$91,9 \times 10^{-6}$

Tabela 4.5 – Resultados experimentais do ensaio em curto-circuito do transformador

Desta forma, e com base nos valores obtidos experimentalmente representados respectivamente nas tabelas 4.4 e 4.5 para os ensaios em vazio e curto-circuito, e com base nas expressões (4.33), (4.34), (4.37) e (4.40) é possível determinar os valores das indutâncias de magnetização e de fugas dos transformadores.

Grandezas	ETD 59	Lfs'		AMCC	Lfs'
L_f primário [H]	400×10^{-6}			$-36,0 \times 10^{-6}$	
L_m [H]	$35,5 \times 10^{-3}$			324×10^{-6}	
L_f secundário [H]	-19×10^{-3}	$-0,39 \times 10^{-3}$		$2,12 \times 10^{-3}$	$43,3 \times 10^{-3}$

Tabela 4.6 – Resultados experimentais do ensaio em curto-circuito do transformador

Da tabela 4.6, o parâmetro L_{fs}' representa a indutância de fugas reduzida ao primário, onde a razão é verificada através da relação de transformação, como demonstrado no capítulo III na equação (3.86).

É possível também verificar-se, que existem alguns parâmetros não lineares com valores negativos. Tal facto deve-se ao sentido do enrolamento do primário e do secundário não serem coincidentes em ambos os transformadores.

Relativamente às resistências eléctricas equivalentes dos enrolamentos dos transformadores foram medidas directamente através de um ohmímetro e os seus valores são os representados na tabela seguinte.

Grandezas		ETD 59	AMCC
R1	[Ω]	0,40	1,2
R'2	[Ω]	0,34	0,06

Tabela 4.7 – Valores das resistências equivalente dos enrolamentos dos transformadores construídos

4.5.3 – Cálculo da capacidade distribuída equivalente

Para o cálculo da capacidade distribuída dos transformadores, foi feita uma abordagem através de uma de uma análise experimental. Para tal a capacidade distribuída do transformador, pode ser determinada através da resposta da aplicação de uma onda quadrada $V_S(t)$ como demonstra a figura 4.9.

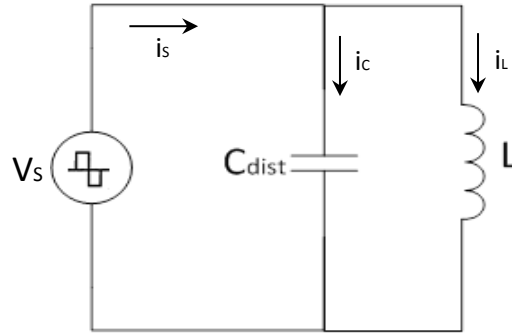


Figura 4.9 – Representação de uma bobina com capacidade distribuída sobre o efeito de uma onda quadrada

A corrente que percorre a capacidade distribuída $i_c(t)$ pode ser calculada através da subtração da corrente de magnetização $i_L(t)$, pela corrente que é fornecida pela fonte de alimentação $i_s(t)$. A figura 4.10 (a) demonstra assim a medição da corrente de entrada $i_s(t)$ e a corrente de magnetização prevista $i_L(t)$. A corrente capacitiva $i_c(t)$ está representada na figura 4.11 (b).

Deste modo a capacidade distribuída C_{dist} do circuito pode ser determinada aproximadamente da seguinte maneira.

$$C_{dist} = I_c \frac{\Delta t}{\Delta V_c} \quad (4.41)$$

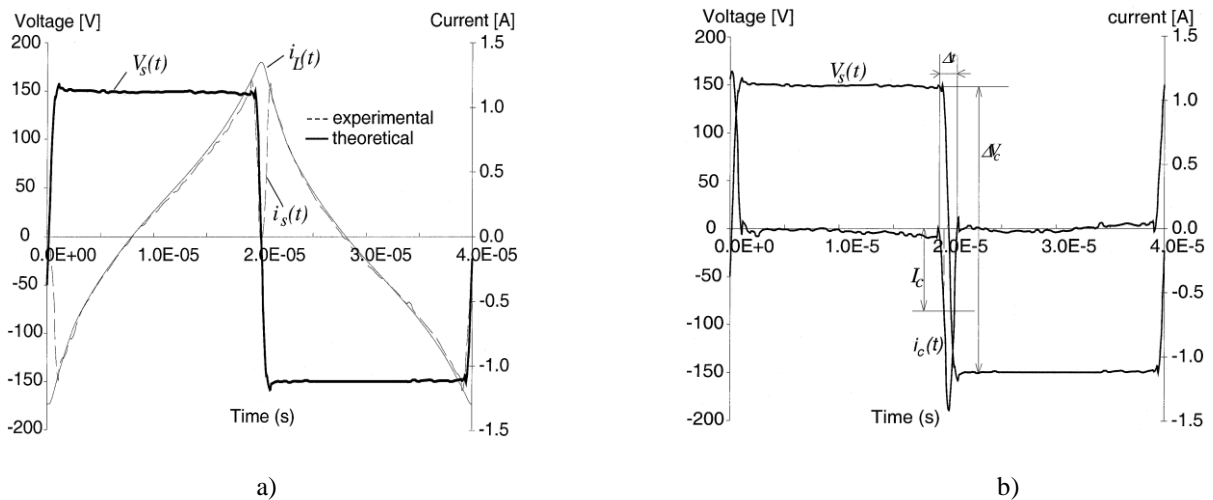


Figura 4.10 – Comparação da corrente medida e preditiva no indutor (a) tensão de excitação e corrente deduzida através da capacidade distribuída (b)

Para a determinação da capacidade distribuída foi projectado um circuito (figura 4.11), já referido no capítulo II, com a finalidade de gerar um impulso eléctrico no primário do transformador, através de um MOSFET. Como circuito de disparo do MOSFET, foi utilizado um circuito integrado T_{555} como oscilador, e com um inversor à saída de forma a obter-se a forma de onda desejada. Este circuito tem ainda uma malha para a desmagnetização do primário do transformador, evitando assim que este sature.

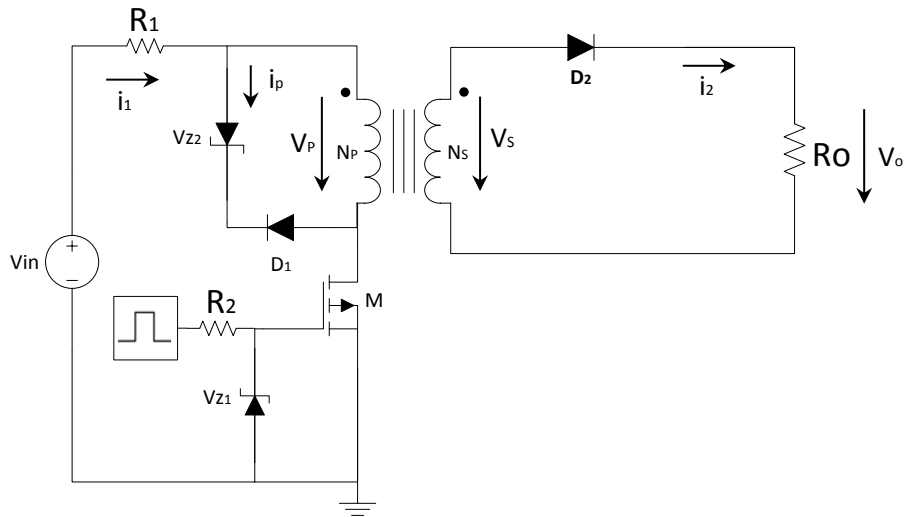


Figura 4.11 – Circuito simplificado para o teste da capacidade distribuída do transformador

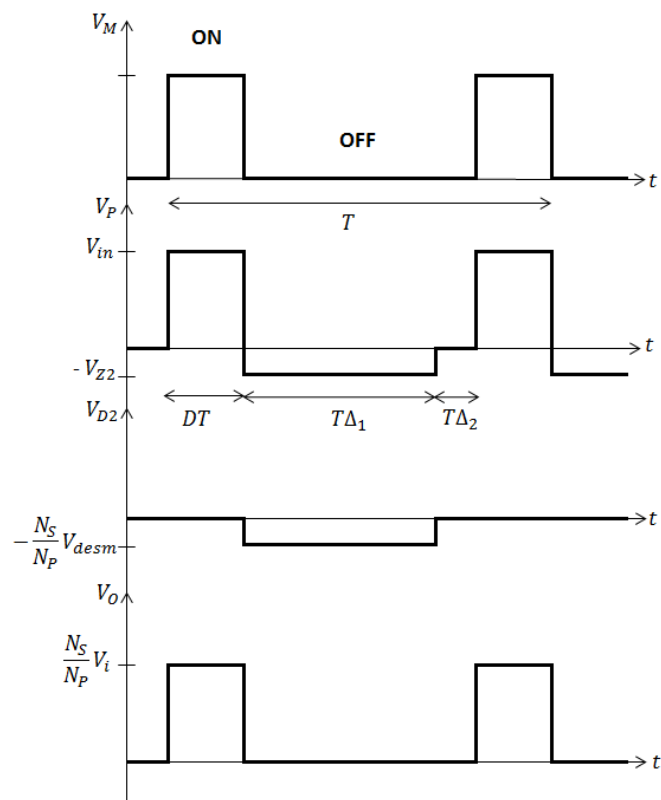


Figura 4.12 – Representação ideal das formas de onda esperadas, onde a primeira onda representa a tensão no MOSFET, a segunda a tensão no primário do transformador e a terceira a tensão no díodo e a quarta a tensão no secundário do transformador

Para o ensaio descrito anteriormente, foram considerados os seguintes parâmetros iniciais em que $N = \frac{N_2}{N_1}$, tendo em conta que o valor da tensão de entrada V_i é valor máximo de tensão de entrada, permitindo assim dimensionar-se o circuito para a situação mais desfavorável.

Parâmetro	Valor
V_i [V]	15
I_i [mA]	300
V_{gs} [V]	15
R_{ds} [Ω]	0,85
T [μs]	40
t_{on} [μs]	10

Tabela 4.8 – Pressupostos iniciais para o ensaio da capacidade distribuída

Analisando o circuito da figura 4.12, considerando que o MOSFET está a conduzir vem,

$$V_i = V_{R1} + V_P + V_{ds} . \quad (4.42)$$

Resolvendo a equação anterior (4.42) em ordem à q.d.t. na resistência R_1 vem,

$$V_{R1} = V_i - V_P - V_{ds} . \quad (4.43)$$

Considerando que a tensão no primário do transformador V_P é dada por,

$$V_P = V_S \frac{N_1}{N_2} . \quad (4.44)$$

A tensão *dreno – source* do MOSFET é dada por,

$$V_{ds} = R_{ds} \times i_i = 0,85 \times 300 \times 10^{-3} = 0,26 V . \quad (4.45)$$

Deste modo, para o cálculo da resistência R_1 considera-se a situação mais desfavorável. Esta resistência tem por objectivo limitar a corrente no circuito quando o MOSFET entra à condução e no caso de o transformador saturar. Substituindo os parâmetros da tabela 4.8 e o valor da tensão *dreno – source* do MOSFET na equação 4.43, e considerando a tensão de 0,7 V quando o diodo D_2 entra à condução fica,

$$V_{R1} = 15 - \frac{0,7}{7} - 0,26 = 14,6 \text{ V} . \quad (4.46)$$

O valor da resistência R_1 poderá então calcular-se da seguinte forma,

$$R_1 = \frac{V_{R1}}{I_i} = \frac{14,6}{300 \times 10^{-3}} \approx 49 \Omega . \quad (4.47)$$

Para o cálculo do valor do diodo de zener V_{Z1} , considera-se a tensão *gate-source* máxima do MOSFET de 20 V, escolhendo-se desta forma um valor um pouco inferior à tensão de zener para o semiconductor V_{Z1} disponível em laboratório, que é 18 V.

Da figura 4.13 observa-se que quando o MOSFET está ao corte têm-se,

$$t_{off} = (\Delta_1 + \Delta_2)T . \quad (4.48)$$

A tensão de desmagnetização V_{desm} , calcula-se a partir do valor médio da tensão no primário do transformador dada pela seguinte relação,

$$\frac{V_{desm}}{V_i} = \frac{t_{ON}}{\Delta_1 T} = \frac{D}{\Delta_1} . \quad (4.49)$$

O valor do *duty cycle* é dado por,

$$D = \frac{t_{ON}}{T} = \frac{10}{40} = 0,25 \mu s . \quad (4.50)$$

Substituindo o valor do factor de ciclo D, na equação (4.49) vem,

$$V_{desm} = \frac{D}{\Delta_1} \times V_1 = \frac{0,25 \times 10^{-6}}{30 \times 10^{-6}} \times 100 \approx 0,125 \text{ V.} \quad (4.51)$$

Para o cálculo do valor do díodo de Zener V_{Z2} , considera-se a seguinte equação,

$$V_{Z2} = V_{desm} + V_{D1} = 0,125 + 0,7 \approx 0,825 \text{ V.} \quad (4.52)$$

Deste modo e tendo em conta os parâmetros anteriormente calculados, tentou-se encontrar em laboratório componentes com valores os quais, aproximam-se dos valores calculados.

Como circuito de disparo do MOSFET, foi projectado um circuito integrado 555 (CI₅₅₅) (figura 4.14), com montagem astável representado na figura 4.15.

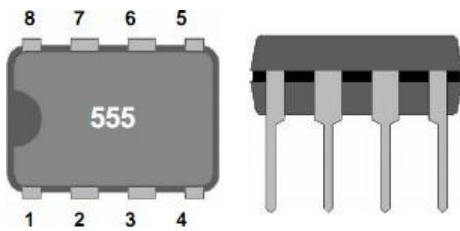


Figura 4.13 – Circuito Integrado 555

Pino	Nome	Aplicação
1	GND	Terra
2	TR	Disparo (trigger) – impulso que inicia temporizador
3	Q	Saída, durante $t_{ON} Q = +V_{CC}$
4	R	Reset
5	CV	Controlo de Tensão – permite acesso ao divisor interno de tensão $\frac{2}{3} V_{CC}$
6	THR	Threshold – limiar no qual o intervalo finaliza
7	DIS	Ligado a um condensador, cujo tempo de descarga irá influenciar o intervalo de temporização
8	V_+, V_{CC}	Tensão positiva da fonte, que deve-se encontrar entre +5 e +15 V

Tabela 4.9 – Pin Out do CI₅₅₅

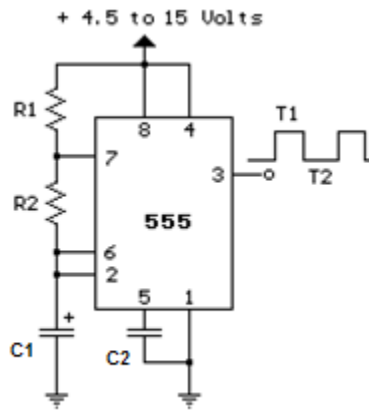


Figura 4.14 – Circuito Integrado 555 (montagem como astável)

Para circuito integrado (CI₅₅₅), a frequência de saída de um impulso é determinada pelas resistências R_1 , R_2 e pelo condensador C_1 .

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + 2R_2)C_1} \quad (4.53)$$

O intervalo de tempo t_{ON} é dado pela seguinte expressão,

$$t_{ON} = 0,693 \times (R_1 + 2R_2) \times C_1 \quad (4.54)$$

e o intervalo de tempo t_{OFF} por,

$$t_{OFF} = 0,693 \times R_2 \times C_1 \quad (4.55)$$

Para o dimensionamento do CI₅₅₅ é preciso ter em atenção que o valor das resistências é limitado pelo transistor de descarga (colector ligado no pino 7), devendo os seus valores não serem inferiores a 1 kΩ, de modo que não comprometa o resultado experimental.

Devido à limitação de componentes em laboratório, foi também escolhido um condensador electrolítico com a capacidade menor possível, de maneira a poder-se realizar o ensaio da capacidade distribuída com um valor de impulso no primário do transformador, o mais próximo possível do valor dos impulsos do inversor de tensão.

Como tal, e tendo em conta os pressupostos e as equações anteriores, a tabela seguinte apresenta os valores dos componentes para a montagem do CI₅₅₅.

Parâmetro	Valor
V _i [V]	15 V
R ₁ [kΩ]	1
R ₂ [kΩ]	12
C ₁ [nF]	100
C ₂ [nF]	147
t _{off} [μs]	70
t _{on} [μs]	970
f [kHz]	1

Tabela 4.10 – Valores dos parâmetros da montagem do CI₅₅₅

Para a inversão de sinal de saída circuito integrado (CI₅₅₅), com o objectivo de conseguir o sinal pretendido, utilizou-se uma porta NAND, ilustrada na figura seguinte (4.17) entre a saída do do CI₅₅₅ e o MOSFET.

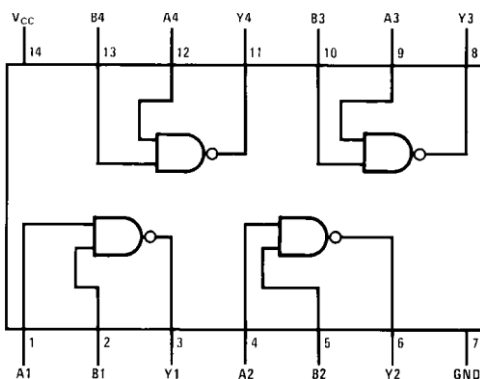


Figura 4.15 – Diagrama de ligações inversor NAND

Pino	Nome	Aplicação
14	VCC	Tensão de entrada
7	GRND	Massa
1,2...4,5 8,9...11,12	A e B	Sinais de entrada
3,6,8 e 11	Y	Sinais de saída

Tabela 4.11 – Pin Out do inversor NAND

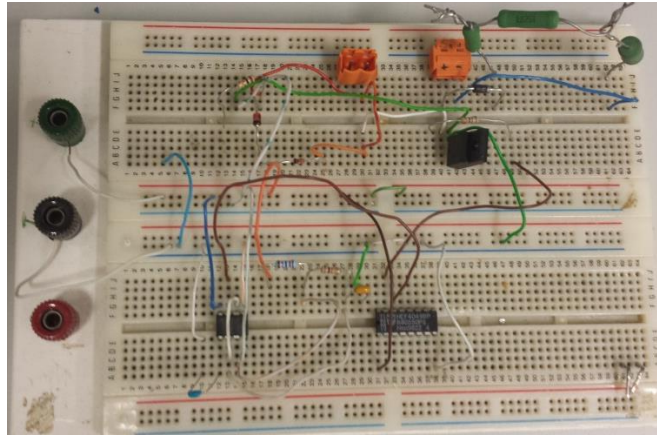


Figura 4.16 – Circuito para geração de um impulso no primário do transformador para o cálculo da capacidade distribuída

CAPÍTULO V

Conversor Ressonante

5.1 – Introdução

Neste capítulo, pretende-se explicar a necessidade de aplicação de um conversor ressonante num transformador de alta tensão e alta frequência. Pretende-se também, falar sobre os tipos de conversores que existem para este tipo de dispositivo, os modos de operação assim como os seus funcionamentos e influências no comportamento do circuito. Procede-se por fim ao dimensionamento dos respectivos circuitos ressonantes para os transformadores em questão.

5.2 – Ressonância

A definição de ressonância em física, é da tendência de um determinado sistema oscilar na máxima amplitude para a sua frequência natural ou a frequência ressonante. Para essa frequência até pequenas oscilações podem provocar oscilações de grande amplitude, uma vez que o sistema armazena energia vibracional. Um oscilador harmónico simples, possui uma determinada frequência natural, que ao estar sujeito a uma força externa contínua e periódica denomina-se de oscilador de forçado. O efeito ressonante pode acontecer dependendo do valor da frequência aplicada. Um exemplo bastante conhecido mas igualmente eficaz, é o de uma pessoa num baloiço. O corpo ao baloiçar numa determinada frequência consegue aumentar a amplitude do movimento ganhando assim balanço.

Relativamente à ressonância eléctrica, os sistemas osciladores representam-se sobre a forma de indutâncias e capacitâncias, uma vez que estes parâmetros eléctricos armazenam energia. O melhor exemplo de um circuito eléctrico ressonante é o circuito *RLC*, em que a ressonância ocorre quando a reactância indutiva é igual reactância capacitiva, fazendo com que a energia reactiva do circuito balance entre os dois parâmetros e anulando-a, permitindo assim que o circuito torne-se puramente resistivo.

Esta é uma definição geral para o fenómeno da ressonância eléctrica, no entanto a sua aplicação neste sistema vai um pouco além da tentativa de anular a energia reactiva do transformador. O circuito ressonante ou quase ressonante para um transformador de alta frequência e alta tensão pretende também criar uma comutação suave nos semicondutores do conversor em ponte completa ou uma comutação não-dissipativa. Sem uma comutação suave, quando o semiconductor entra em condução sob uma corrente nula, mas com uma tensão aos seus terminais, a carga armazenada nas

capacitâncias internas é dissipada sobre o componente. Este fenómeno torna-se mais significativo à medida que a frequência aumenta. Para a eliminação deste fenómeno existem duas técnicas: por anulação de corrente (ZCS: *Zero Current Switching*) ou por anulação de tensão (ZVC: *Zero Voltage Switching*). Normalmente o ZVC é preferível em relação ao ZVS para circuitos com maiores capacitâncias (MOSFETS) e para frequências de operação mais elevadas.

A utilização do conversor ressonante, tem também como propósito a absorção das características não-lineares do transformador, tais como as indutâncias de fugas e as capacidades entre enrolamentos como elementos úteis do sistema. Entre muitas configurações, existem três tipos que tipo de conversores ressonantes que são os mais utilizados para o tipo de transformadores em questão.

5.3 – Tipos de conversores ressonantes

Como referido anteriormente existem três tipos de configurações que são as mais utilizadas em transformadores de alta tensão e alta frequência, devido a suportarem os elementos parasitas do transformador, à eficiência da conversão de potência e a geração de baixas interferências electromagnéticas.

Os três tipos de conversores ressonantes são os seguintes:

- **Conversor ressonante série:** este conversor consiste numa bobina em série com um condensador. As vantagens são a livre saturação do transformador, a absorção das indutâncias de fugas do transformador, manutenção de uma alta eficiência sobre variações de carga e o ZVS é possível quando o inversor de tensão opera acima da frequência de ressonância. A desvantagem deste conversor é a de não absorver as capacidades entre espiras do transformador.
- **Conversor ressonante paralelo:** neste conversor a carga é ligada em paralelo com o condensador ressonante, que por sua vez está ligado em paralelo com a bobina ressonante e a fonte de alimentação do circuito. As vantagens deste conversor, são as de a absorção das capacidades entre espiras dos enrolamentos do transformador e o de fornecer um ganho elevado, o que por sua vez poderá permitir a redução da relação de transformação do transformador. As desvantagens são a possibilidade de saturação do transformador, visto não haver um bloqueio da componente contínua que era garantida com o conversor anterior através do condensador ressonante em série, baixa eficiência para cargas pequenas e elevados picos de tensão e corrente nos elementos ressonantes.

- Conversor ressonante série-paralelo:** este conversor consiste na introdução de um condensador ressonante ligado em paralelo, com o conversor ressonante série e a fonte de alimentação. As vantagens deste conversor são a combinação das vantagens dos dois conversores anteriores, ou seja a absorção dos elementos não lineares do transformador (indutância de fugas e capacidade entre espiras) e todas as outras referidas anteriormente. As desvantagens deste conversor são a sua elevada dificuldade de análise e controlo, devido às múltiplas frequências ressonantes.

Tendo em conta as vantagens e desvantagens dos tipos de conversores mais utilizados nos transformadores de alta tensão e alta frequência, e principalmente os valores dos seus parâmetros não lineares apresentados no capítulo III, optou-se pela montagem do circuito ressonante série.

Ao nível do aspecto de controlo, este pode ser feito através de frequência constante ou variável para a regulação da tensão e potência de saída. A frequência constante pode ser implementada através do controlo do factor de ciclo com modulação de fase, ou por controlo integral do modo de ciclo. A modulação por fase será a técnica usada no conversor ressonante neste trabalho, uma vez conversor em ponte completa trabalha a frequência constante.

5.4 – Conversor ressonante série por modulação de fase

Como explicado anteriormente do capítulo II, o conversor em ponte completa gera uma forma de onda com um factor de ciclo de 50% e com uma determinada tensão de entrada como demonstra a figura 5.1.

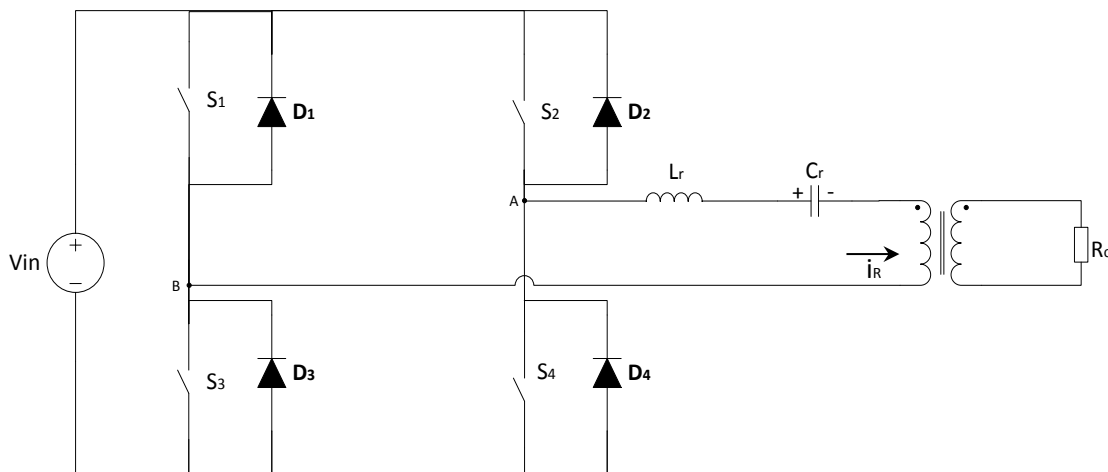


Figura 5.1 – Circuito completo com o conversor em ponte completa, conversor ressonante e o transformador

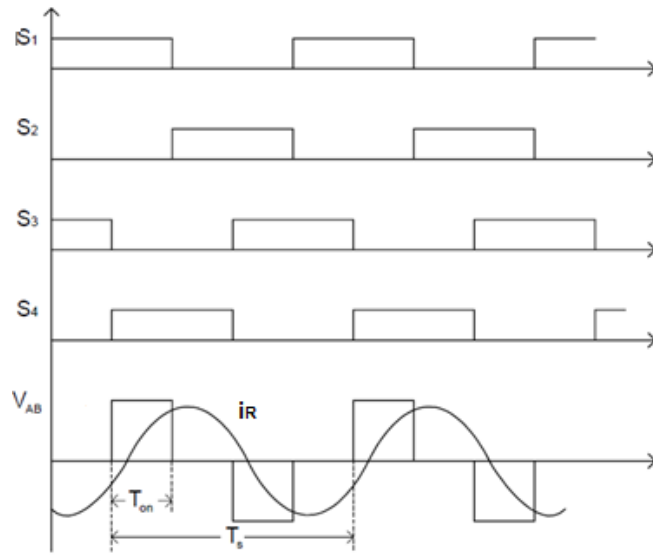


Figura 5.2 – Formas de onda aproximadas dos MOSFETS do conversor em ponte completa e tensão e corrente no conversor ressonante

O cálculo da frequência de ressonância pode ser obtido através da seguinte expressão:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (5.1)$$

em que,

- f_r – frequência de ressonância
- L_r – indutância de ressonância
- C_r – capacitância de ressonância

A impedância característica do circuito ressonante pode ser obtida através de,

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (5.2)$$

O factor de qualidade Q do circuito ressonante é dado por,

$$Q = \frac{Z_c}{R_L} \quad (5.3)$$

onde,

- R_L – resistência da carga do circuito

O ganho do conversor ressonante série por modulação de fase é o obtido pela seguinte expressão,

$$M = \frac{V_o}{V_{DC}} \quad (5.4)$$

5.4.1 – Modos de operação

O conversor ressonante série por modulação de fase, quando comutado com uma frequência acima da frequência de ressonância, poderá funcionar em três diferentes regimes, modo-1, modo-2 e modo-3 de operação. Qualquer um destes três modos, funciona em função do factor de qualidade Q do circuito ressonante, do factor de ciclo do sistema e da razão da frequência de comutação e frequência ressonante f_c/f_r . Para cada um dos três modos de operação, cada ciclo de operação é dividido em seis sub-intervalos. Três sub-intervalos são para o ciclo positivo de operação e os restantes três sub-intervalos são para o ciclo negativo de operação. Os sub-intervalos são semelhantes mudando apenas a polaridade. Para cada um dos modos apenas será explicado em detalhe o sub-intervalo do ciclo positivo assim como as formas de onda do circuito ressonante.

5.4.1.1 – Análise do modo 1 de operação

A figura 5.3 ilustra as formas de onda V_{ab} , $i(t)$, $V_c(t)$ e $V_o(t)$. A corrente é negativa durante o intervalo C' e o circuito ressonante está conectado com uma tensão de entrada V_{in} . Como a corrente é negativa a polaridade da tensão V_o é também negativa. Durante este intervalo de tempo, parte da energia do circuito ressonante é transferida para a carga e a outra parte para a fonte. O fim deste intervalo acontece quando a tensão V_C atinge o seu valor máximo negativo e a corrente por conseguinte o valor zero. No sub-intervalo A, a polaridade da corrente no circuito ressonante é positiva e o circuito mantém-se conectado com uma tensão V_{in} fornecida pelo conversor de ponte-completa, transferindo a energia da fonte para o transformador (carga). Enquanto a corrente mantiver a polaridade positiva a carga manterá a mesma polaridade. No fim deste intervalo a tensão do conversor ressonante é cortada e por sua vez a tensão de entrada no circuito ressonante será zero. No sub-intervalo B, o circuito ressonante continuará a transferir energia para o transformador, mantendo a corrente uma polaridade positiva. Consequentemente a tensão na carga mantém-se positiva, uma vez que o circuito ressonante não está conectado ao conversor em ponte completa. Neste intervalo de tempo, a corrente no circuito ressonante começa a decrescer e a tensão V_C é positiva desde o início do intervalo e continuando a crescer durante o mesmo.

Ao nível das vantagens, este modo de operação ajuda a garantir o ZVS e também ajuda a haver perdas mais baixas no circuito com o auxílio de capacitores *snubbers* nos semicondutores. Relativamente às desvantagens, neste modo de operação para um factor qualidade elevado o ganho do circuito é baixo e existem também picos elevados de corrente e tensão no circuito ressonante.

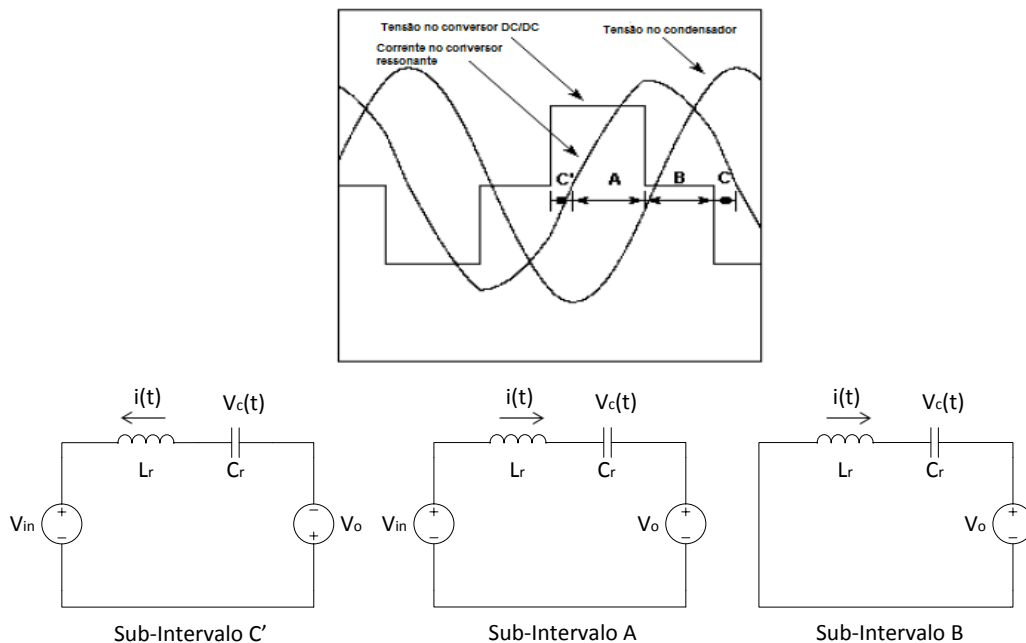


Figura 5.3 – Modo 1 de operação do circuito ressonante

5.4.1.2 – Análise do modo 2 de operação

A figura 5.4 ilustra as formas de onda do modo 2 de operação. Neste modo de operação os intervalos de operação são o A, B e D. Os intervalos A e B são semelhantes aos modos A e B explicados no modo 1 de operação. Durante o sub-intervalo D a fonte de alimentação é desconectada do circuito ressonante, e naturalmente a corrente na entrada do circuito ressonante será zero. Por outro lado a corrente $i(t)$ é zero no início do intervalo, começando a fluir numa direcção negativa e como tal, a tensão na carga V_o alterando a sua polaridade para negativa no instante $t = T_2$. A razão para a inversão da corrente no circuito ressonante é a sobrecarga no condensador ressonante, para uma tensão maior que a tensão na carga V_o , uma vez que, mesmo estando o condensador ressonante desconectado da fonte de alimentação, este conduz a corrente na direcção oposta. Os instantes $t = T_1$ e $t = T_3$ são respectivamente os momentos em que o MOSFET e o respectivo díodo de roda livre deixam de estar à condução. Neste modo de operação os díodos entram em condução e ao corte com uma corrente negativa, o que na prática significa que o díodo começa a conduzir e mantém o seu estado de condução quando o MOSFET do mesmo braço entra à condução. De maneira a reduzir-se as perdas será necessário o uso de díodos de rápida recuperação em paralelo com os MOSFETS.

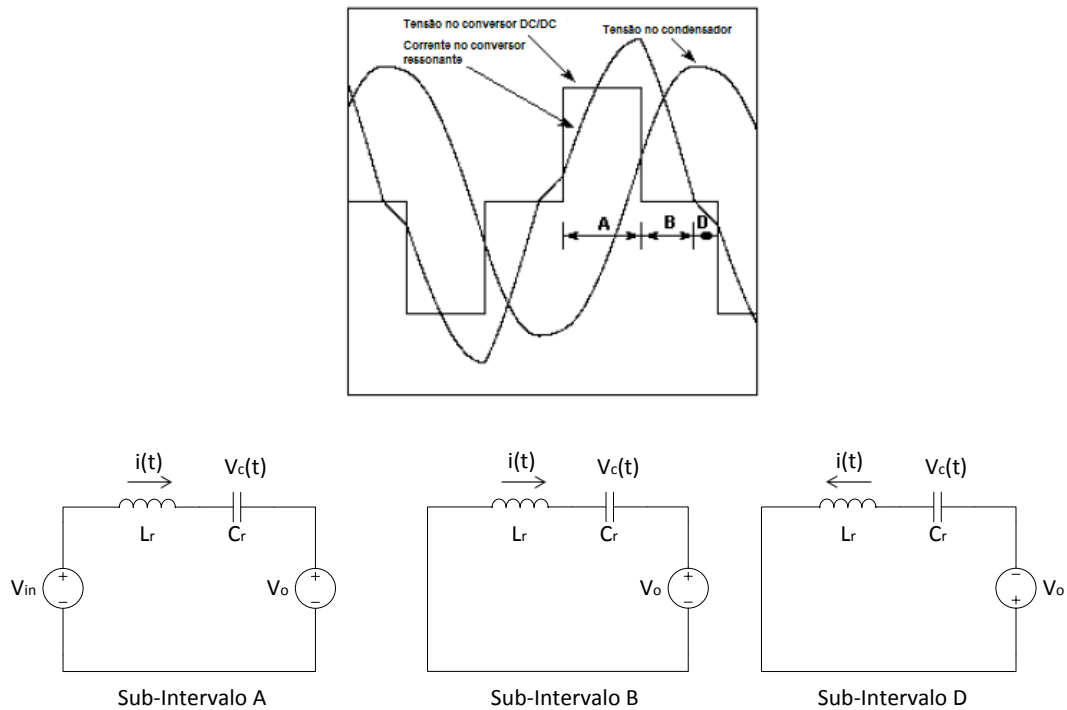


Figura 5.4 – Modo 2 de operação do circuito ressonante

5.4.1.2 – Análise do modo 3 de operação

As formas de onda que caracterizam este modo de operação estão ilustradas na figura 5.5. Este modo de operação caracteriza-se por ser um modo descontínuo. Tem também três sub-intervalos no ciclo positivo que estão representados na figura 5.5 pelos sub-intervalos A, B e E. Os sub-intervalos são idênticos ao do modo 1 e modo 2, já explicados no modo 1 de operação. Durante o sub-intervalo E, a fonte de alimentação é desconectada do circuito ressonante e naturalmente a tensão de entrada será zero. A tensão no condensador ressonante V_c é inferior à tensão na carga V_o . Uma vez que não há corrente a circular pelo circuito ressonante, a tensão no condensador V_c mantém-se constante no valor de $V_{c(pico)}$, e a carga é desconectada do circuito ressonante. Os MOSFETS do conversor de ponte-completa entram ao corte com a corrente com polaridade positiva, enquanto os díodos que estão em paralelo com os MOSFETS, entram ao corte com a corrente com valor nulo (ZCS). A grande vantagem deste modo de operação é a geração de um pico de corrente baixo e um ganho de tensão elevado. No que toca à desvantagem deste modo de operação, esta deve-se ao facto da comutação não ser muito suave no que toca à tensão (ZVS), que no entanto pode ser eliminada com algumas modificações no circuito ressonante.

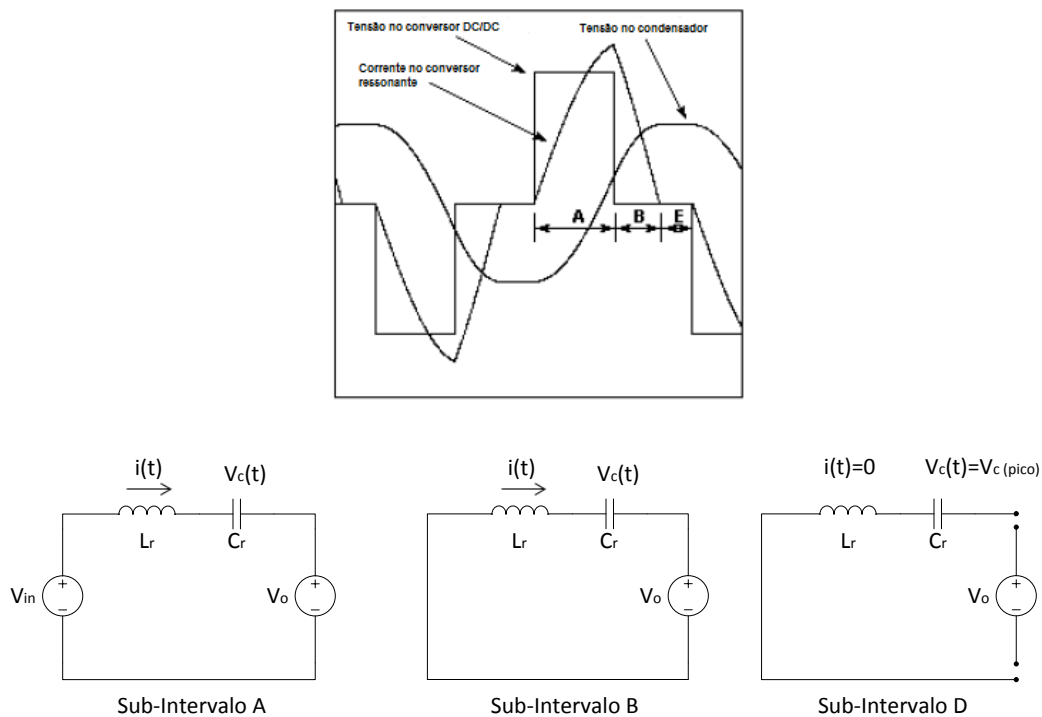


Figura 5.5 – Modo 3 de operação do circuito ressonante

5.5 – Construção do circuito ressonante

Para a construção dos elementos do circuito ressonante, estes envolvem a selecção do ponto de operação do conversor. Para tal, existem três factores que influenciam esse ponto, tais como, a selecção do ganho, do factor de qualidade e da frequência de ressonância na qual o conversor irá operar. A sua escolha depende naturalmente da tensão de alimentação e do valor da carga com a qual o circuito irá trabalhar.

Uma vez que, por falta de equipamento em laboratório que fosse possível alimentar o circuito com uma tenção contínua de 300 V e uma corrente de 7 A, foi utilizada uma fonte de 100 V e 7 A para a realização dos ensaios. Deste modo a tensão no secundário do transformador será, segundo a relação de transformação, de 700 V. Como referido no capítulo IV, a carga do circuito terá o valor de, $R_o = 2000 \text{ k}\Omega$. Como tal a potência na carga pode ser calculada através da seguinte expressão:

$$P_o = \frac{V_o^2}{R_L} = \frac{700^2}{2000} = 245W. \quad (5.5)$$

A resistência da carga referida ao primário é dada pela seguinte expressão,

$$R'_o = \frac{R_o}{n^2} = \frac{2000}{49} = 40,8 \Omega. \quad (5.6)$$

Com base nas equações apresentadas em (5.1), (5.2), (5.3) e (5.4) será possível calcular os valores do factor de qualidade Q , frequência de ressonância f_r , o ganho M e os elementos do circuito ressonante, tais como, a indutância ressonante L_r e a capacitância ressonante C_r .

Para o cálculo da indutância ressonante L_r é preciso ter em conta os valores os valores das indutâncias de fugas do primário dos transformadores, valores apresentados na tabela 4.5 do capítulo IV, sendo deste modo o valor da indutância ressonante L_r , o somatório do valor do indutor a colocar no circuito com o valor em módulo da indutância de fugas do respectivo transformador. Podia-se apenas ter em conta a indutância de fugas do transformador, no entanto é necessário colocar uma indutância fora do transformador para aborver a indutância de fugas do transformador.

Tome-se então como exemplo para o dimensionamento dos elementos ressonantes, os seguintes valores:

$$\gamma = \frac{f_s}{f_r} = 1,05. \quad (5.6)$$

Considerando a equação (5.3) e um factor de qualidade óptimo de,

$$Q = \frac{Z_c}{R'_o} = 0,6667. \quad (5.7)$$

Sabendo que o valor da carga relativa ao primário da equação (5.6) tem o valor de,

$$R'_o = 40,8 \Omega. \quad (5.8)$$

A equação (5.2) pode-se relacionar com o facto de qualidade da seguinte forma,

$$Z_c = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} = (0,6667 \times 40,8) = 27,2\Omega \quad (5.9)$$

$$\Rightarrow L_r = (27,2)^2 C_r \quad (5.10)$$

Considerando que o valor da frequência é dada pela expressão (5.6), o seu valor será,

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} = 23750 \text{ Hz} \quad (5.11)$$

$$\Rightarrow L_r C_r = 4,49 \times 10^{-11} \quad (5.12)$$

Relacionando as equações (5.10) e (5.12), podem-se chegar aos valores teóricos do parâmetros ressonantes.

$$L_r = 186 \mu H$$

$$C_r = 246 \text{ nF}$$

No entanto e como referido anteriormente, é preciso ter conta os valores das indutâncias de fugas do primário dos transformadores:

$$L_{fFerrite} = 186 \mu H$$

$$L_{fMETAGLASS} = 36 \mu F$$

Assim, tendo em conta o material disponível em laboratório e os valores das indutâncias de fugas dos transformadores construiu-se uma tabela, para poder-se ir ao encontro dos parâmetros ressonantes a colocar no circuito. Os valores do ganho foram introduzidos na simulação do modelo matemático em SIMULINK e calculado a partir da expressão (5.4).

Q	f_r (Hz)	γ	M	L_r (μH)	C_r (nF)
5	23771	1,05	0,52	937	32,8
10	23787	1,05	0,67	2300	16,4
3,5	21258	1,18	0,68	640	52,4
5	21242	1,18	0,85	1100	36,7
1,5	15012	1,67	0,88	220	173
3	14999	1,67	0,55	869	86,7
0,6667	7498	3,33	0,99	148	780
1	7501	3,33	0,62	436	520
0,12	2722	9,20	0,97	140	6000
0,72	2722	9,20	0,18	1280	2000

Tabela 5.1 – Quadro dos parâmetros ressonantes para vários valores de frequência e factor de qualidade para o transformador ETD

Traçaram-se também as curvas do factor de qualidade Q e do ganho M em função da frequência.

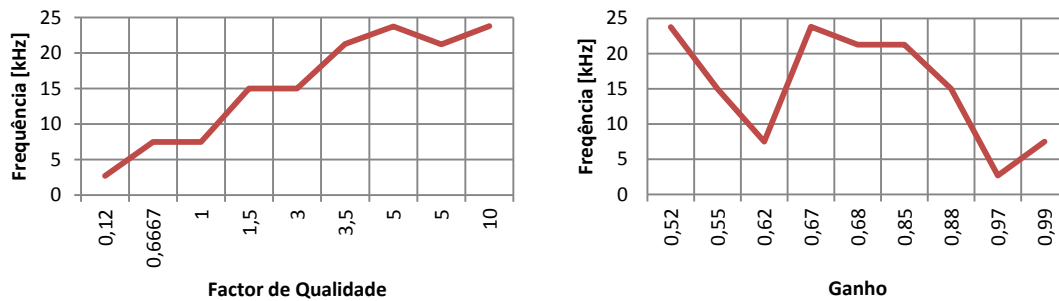


Figura 5.6 – Gráficos do factor de qualidade e do ganho em função da frequência de ressonância para o transformador ETD

Dos gráficos da figura 5.6 e dos valores da tabela 5.1, pode observar-se que uma vez que o valor da indutância de ressonância é elevado, devido à influência da indutância de fugas do primário, só é possível ter um circuito ressonante com um factor de qualidade próximo do óptimo com uma frequência ressonante muito abaixo da frequência de comutação, cerca de 30%. No entanto, para estes baixos valores da frequência de ressonância, o ganho é mais elevado.

Posto isto e perante o material disponível em laboratório, os parâmetros ressonantes escolhidos a introduzir a montante do transformador de ferrite ETD serão os seguintes:

$$L_r = 140 \mu H$$

$$C_r = 600 nF$$

Deste modo foi necessário construir uma indutância com o valor de $L_r = 140 \mu H$.

Foi feita a mesma análise para o transformador METAGLAS com os seguintes valores.

Q	f_r (Hz)	γ	M	L_r (μ H)	C_r (nF)
0,6667	23787	1,05	0,93	146	246
2	23005	1,05	0,83	547	82,1
0,6667	22527	1,11	1,03	156	260
1	22509	1,11	0,95	253	173
0,6667	20007	1,25	0,91	180	293
2	20008	1,25	0,51	613	97,5
0,7	17093	1,37	0,78	253	300
0,6667	12507	2	0,57	310	468
2	12519	2	0,25	1000	156

Tabela 5.2 – Quadro dos parâmetros ressonantes para vários valores de frequência e factor de qualidade para o transformador METAGLAS

Traçaram-se também as curvas do factor de qualidade Q e do ganho M em função da frequência.

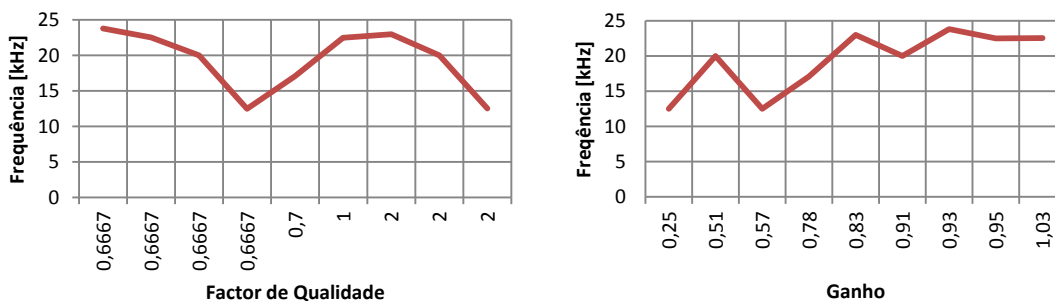


Figura 5.7 – Gráficos do factor de qualidade e do ganho em função da frequência de ressonância para o transformador METAGLAS

Dos gráficos da figura 5.7 e dos valores da tabela 5.2, observa-se que existe grande variação do factor de qualidade para os diversos valores dos parâmetros ressonantes calculados. Conclui-se também que, para uma frequência ressonante próxima da frequência de comutação o ganho em simulação é elevado. Esta diferença comparativamente com o transformador ETD deve-se naturalmente à indutância de fugas ser consideravelmente inferior.

Deste modo e perante o material disponível em laboratório, os parâmetros ressonantes escolhidos a introduzir a montante do transformador de ferrite METAGLASS serão os seguintes:

$$L_r = 217 \mu H$$

$$C_r = 300 nF$$

Deste modo foi necessário construir uma indutância com o valor de $L_r = 217 \mu H$.

CAPÍTULO VI

Simulações e Resultados Experimentais

6.1 – Introdução

Neste capítulo serão apresentados os resultados ao nível da simulação em ambiente SIMULINK e os resultados experimentais para o conversor em ponte-completa, os transformadores, elementos não lineares e o circuito ressonante. De modo a facilitar a compreensão do processo de desenvolvimento do trabalho, este capítulo será apresentado de maneira que para cada um dos pontos será ilustrada a simulação e de seguida o ensaio experimental. Com estes resultados será possível verificar a performance e qualidade de construção dos transformadores, comparando os respectivos resultados experimentais com os resultados teóricos.

6.2 – Conversor em ponte-completa

6.2.1 – Simulação do conversor em ponte-completa

A simulação do conversor em ponte completa para ambos os transformadores foi feita através do modelo apresentado na figura 6.1.

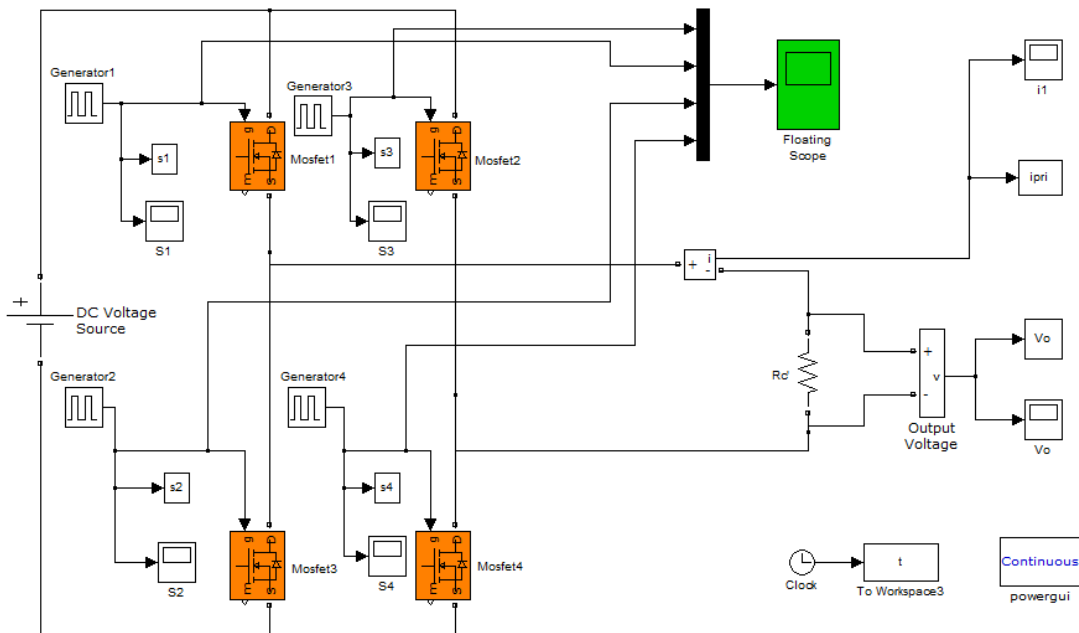


Figura 6.1 – Modelo em MATLAB/SIMULINK para a simulação do conversor em ponte-completa

Neste modelo o tempo de duração dos impulsos é de $16 \mu\text{s}$, com $4 \mu\text{s}$ de tempo morto, aplicado a cada um dos MOSFETS.

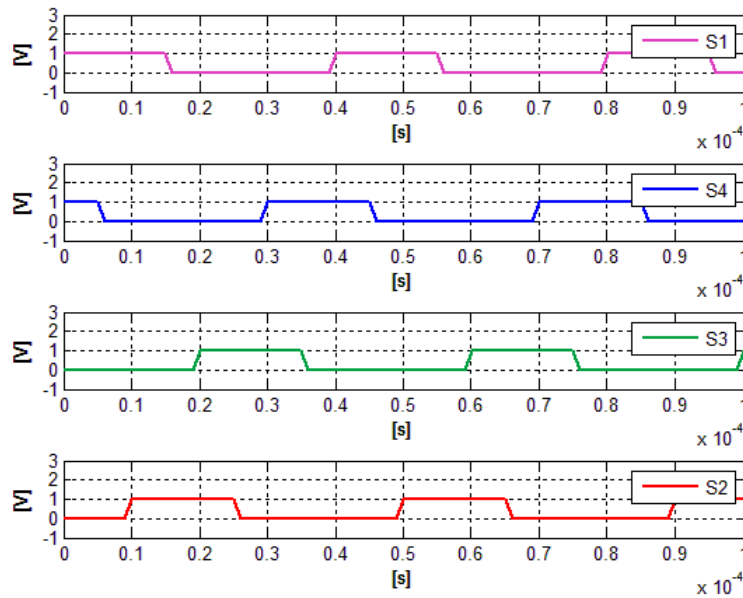


Figura 6.2 – Simulação dos sinais de comando aplicados aos semicondutores do conversor em ponte-completa

Os sinais de tensão e corrente na saída do conversor, têm o andamento apresentado na figura 6.3, considerando, que o conversor alimenta uma carga resistiva.

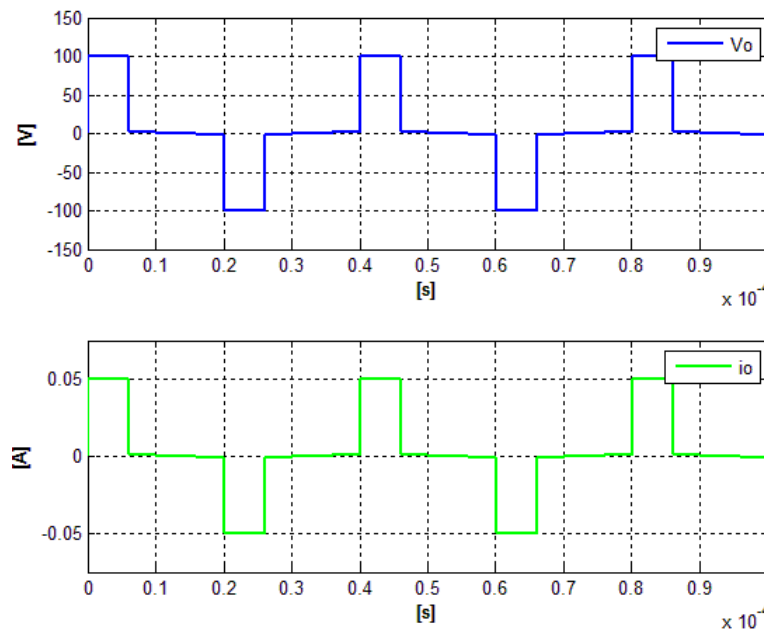


Figura 6.3 – Simulação das formas de onda de tensão e corrente do conversor em ponte completa para uma carga resistiva

6.2.2 – Ensaio do conversor em ponte completa

De maneira a verificar-se o funcionamento do conversor, foi feito um ensaio com o objectivo de visualizarem-se os sinais de condução de cada um dos MOSFETS.

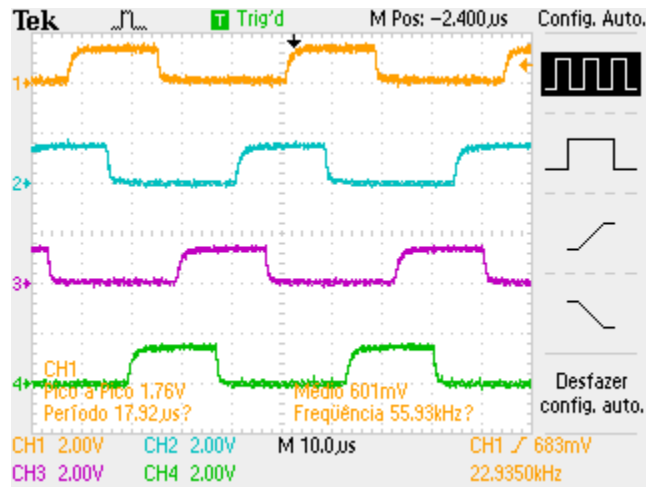


Figura 6.4 – Ensaio dos sinais V_{GS} de cada MOSFET (CH1 – MOSFET 1), (CH2 – MOSFET 2), (CH3 – MOSFET 3), (CH4 – MOSFET4)

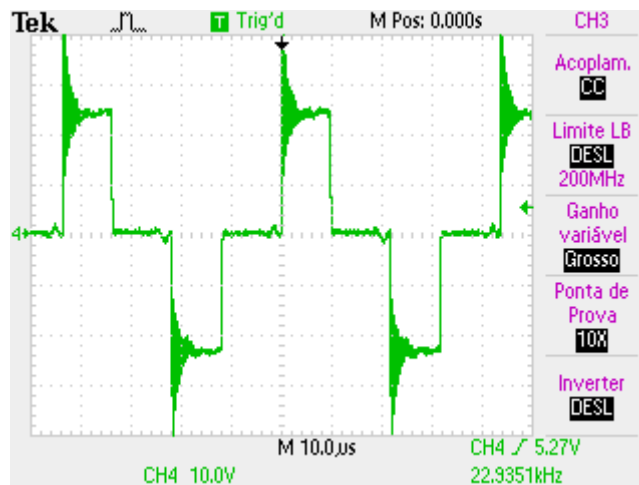


Figura 6.5 – Ensaio em vazio da tensão de saída do conversor em ponte completa

6.3 – Determinação das características não lineares do transformador

6.3.1 – Determinação da capacidade distribuída do transformador

Como referido no capítulo IV, para a determinação da capacidade entre espiras equivalente vista do primário do transformador foi feito um ensaio experimental, onde foi gerado um impulso aplicado aos transformadores em questão.

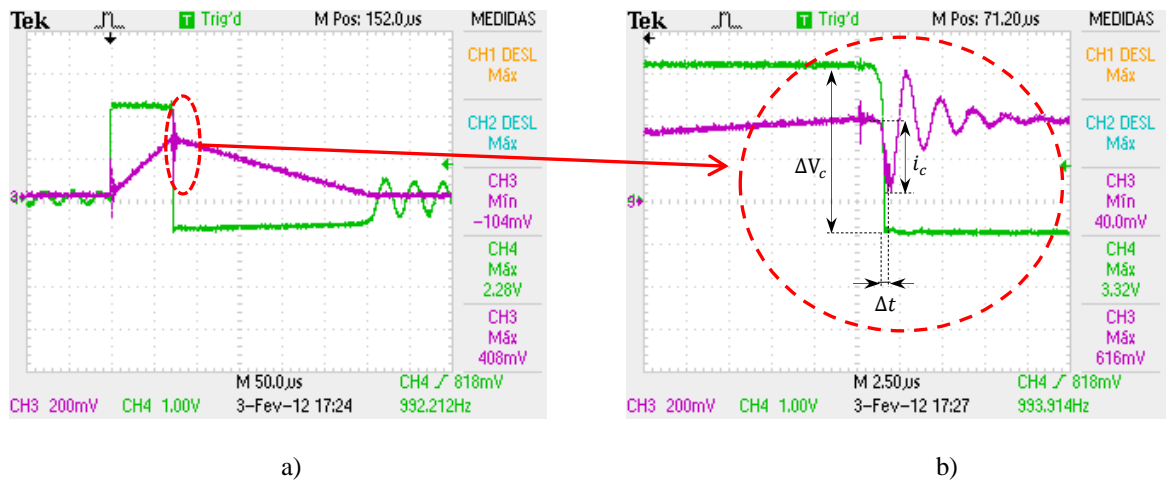


Figura 6.6 – Tensão de excitação e corrente no primário do transformador ETD para um período de 50 μs b) para um período de 2,5 μs
CH3 – Corrente no primário, **CH4** – Tensão no primário

Tendo em conta a equação (4.41), em que a capacidade distribuída do transformador pode ser determinada a partir da seguinte expressão,

$$C_{dist} = I_c \frac{\Delta t}{\Delta V_c} \quad (6.1)$$

a partir da figura (6.5b) podem-se retirar os seguintes valores:

- $\Delta V_c = 4 V$
- $I_c = 380 mA$
- $\Delta t = 0,5 \mu s$

Substituindo os valores na equação (6.1) o valor da capacidade distribuída vista do primário para o transformador ETD tem o valor de,

$$C_{dist} = 380 \times 10^{-3} \frac{0,5 \times 10^{-6}}{4} \approx 48 \text{ nF}$$

Para o transformador AMCC, o método de análise é igual. Deste modo a figura 6.6 ilustra o ensaio realizado ao mesmo.

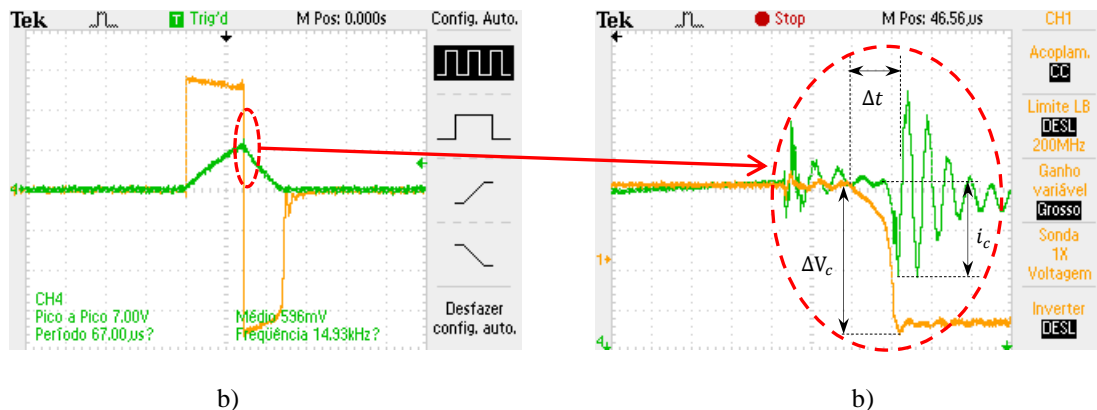


Figura 6.7 – Tensão de excitação e corrente no primário do transformador AMCC

- a) para um período de $50 \mu s$ (1V/div) (500mA/div) b) para um período de 500 ns (2V/div) (500mA/div)
CH3 – Tensão no primário (1V/div) , **CH4** – Corrente no primário

da figura 6.6b) as grandezas da expressão (6.1) tomam os seguintes valores:

- $\Delta V_c = 7 \text{ V}$
- $I_c = 1 \text{ A}$
- $\Delta t = 0,6 \mu s$

Substituindo os valores na equação (6.1) o valor da capacidade distribuída vista do primário para o transformador AMCC tem o valor de,

$$C_{dist} = 1 \times \frac{0,6 \times 10^{-6}}{7} \approx 86 \text{ nF}$$

É possível verificar que apesar do transformador AMCC ter um menor número de espiras no secundário, o valor da capacidade distribuída é maior que no transformador ETD. Tal facto deve-se a haver um maior espaçamento entre espiras, para o preenchimento da bobina que envolve o núcleo do transformador. Assim com o valores calculados para as capacidade distribuídas dos transformadores, as indutância de fugas, de magnetização e as medições feitas à resistências dos enrolamentos do primário e do secundário, procedera-se às simulações dos modelos dos transformadores.

Grandezas	ETD 59	AMCC
L_f primário [H]	430×10^{-6}	$-36,0 \times 10^{-6}$
L_m [H]	$35,5 \times 10^{-3}$	324×10^{-6}
L'_f secundário [H]	$-0,39 \times 10^{-3}$	$43,1 \times 10^{-6}$
R_1 [Ω]	0,4	1,2
R'_2 [Ω]	0,34	0,06
V'_2 [V]	286	
C_{dist} [F]	48×10^{-9}	86×10^{-9}

Tabela 6.1 – Resumo dos parâmetros dos transformadores para a construção do modelo em MATLAB/SIMULINK

6.4 – Simulação e ensaio dos transformadores a partir do modelo matemático

Com base na tabela 6.1 e o recurso às equações da (3.80) à (3.88), é possível construir um modelo para simulação dos transformadores em MATLAB/SIMULINK.

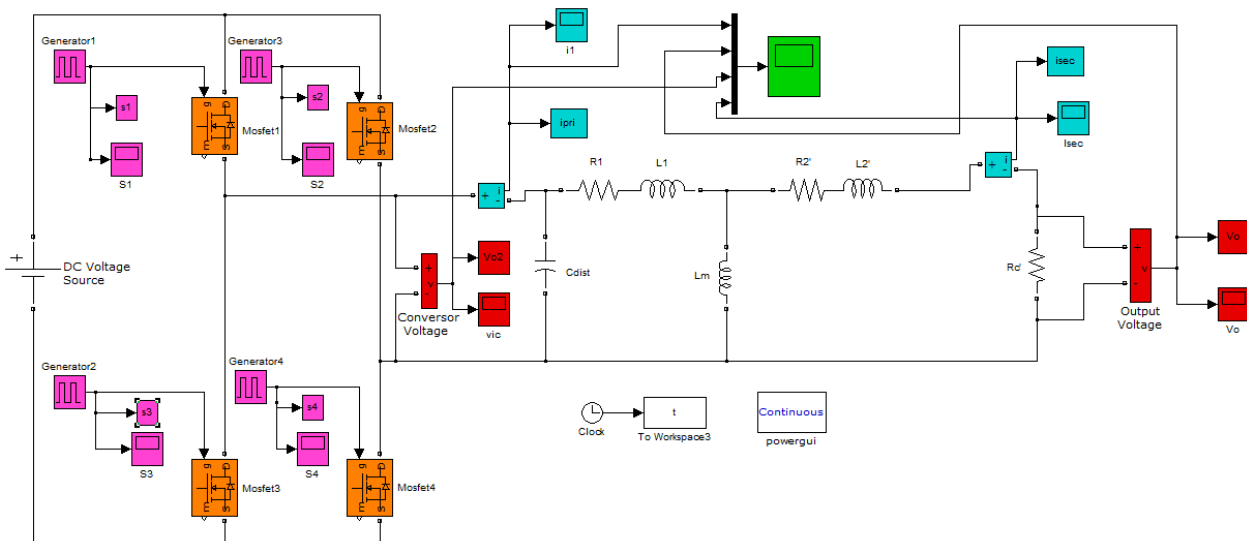


Figura 6.8 – Simulação do modelo do transformador reduzido ao primário em MATLAB/SIMULINK

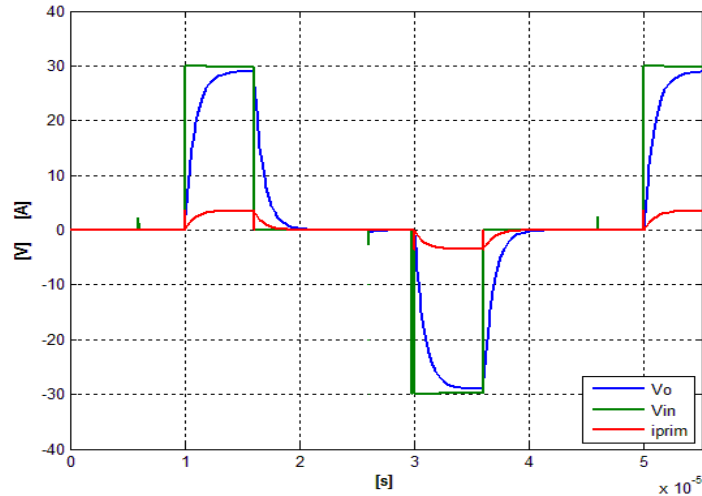


Figura 6.9 – Simulação das formas de onda de tensão do transformador ETD no primário e secundário e a corrente no primário (corrente com um ganho de 5)

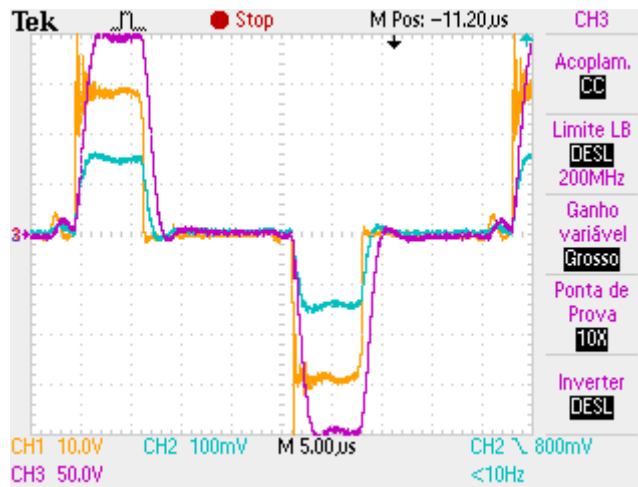


Figura 6.10 – Formas de onda de tensão do transformador ETD no primário (CH1) e secundário (CH3) e a corrente no primário (CH2)

Com base nas figuras anteriores, verifica-se a semelhança entre as formas de onda obtidas a partir da simulação e as formas de onda obtidas do ensaio experimental. Deste modo conclui-se que o modelo do transformador está correctamente construído, assim como os métodos para cálculo dos parâmetros não lineares são correctos, validando deste forma o modelo do transformador. Este ensaio foi realizado com uma tensão de entrada no conversor em ponte completa de 30 V, uma vez que não foi possível elevar a tensão acima dos 50 V, visto que a fonte de alimentação tem limitação de corrente e com a comutação muito rápida dos MOSFETS e os naturais picos de corrente, a fonte de alimentação limitava a o valor da mesma.

Para tal se tornar possível foi necessário colocar um condensador em paralelo com a fonte de alimentação, estabilizando o valor de tensão e permitindo elevar um pouco mais o valor de corrente no circuito.

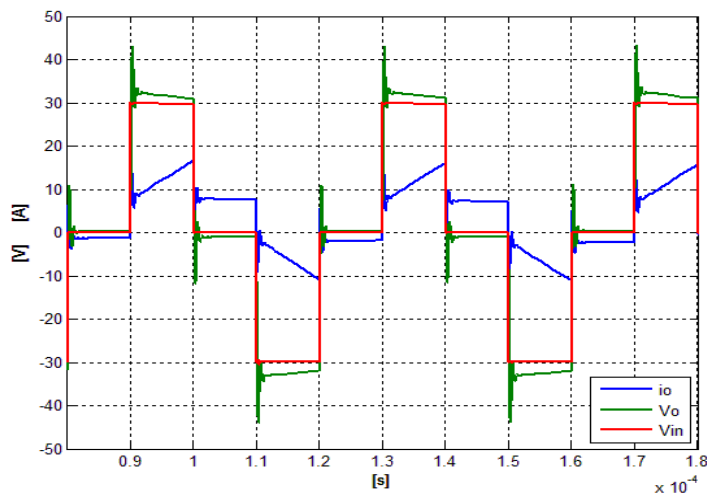


Figura 6.11 – Simulação das formas de onda de tensão do transformador AMCC no primário e secundário e a corrente no primário (corrente com um ganho de 10)

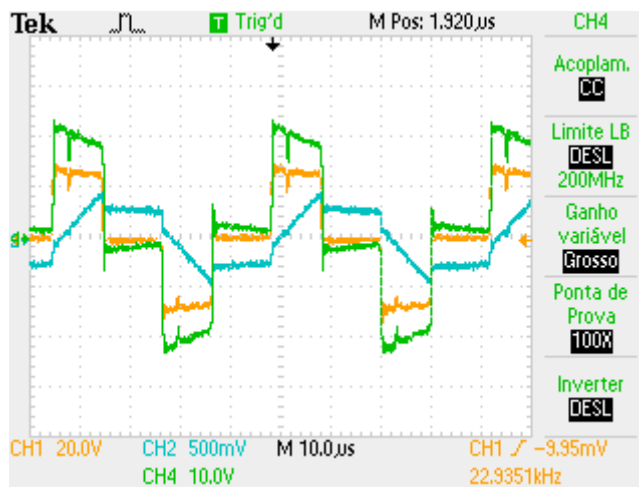


Figura 6.12 – Formas de onda de tensão do transformador AMCC no primário (CH1) e secundário (CH4) e a corrente no primário (CH2)

Da mesma forma que foi feita a análise para o transformador ETD, ao comparar-se a simulação com o ensaio experimental para o transformador AMCC, foi possível confirmar-se a semelhança, e desta forma provar-se que o modelo do transformador e os parâmetros não lineares retirados dos vários ensaios ao transformador são desta forma os correctos.

À semelhança do ensaio para o transformador ETD, também para o transformador AMCC não foi possível elevar a tensão acima dos 25 V, pela razão anteriormente já explicada.

6.5 – Simulação e ensaio do conversor ressonante para os transformadores

A figura 6.13 ilustra a introdução do conversor ressonante na simulação do modelo dos transformadores. Os geradores de sinais nos MOSFETS e os parâmetros do transformador foram inseridos em sub-blocos.

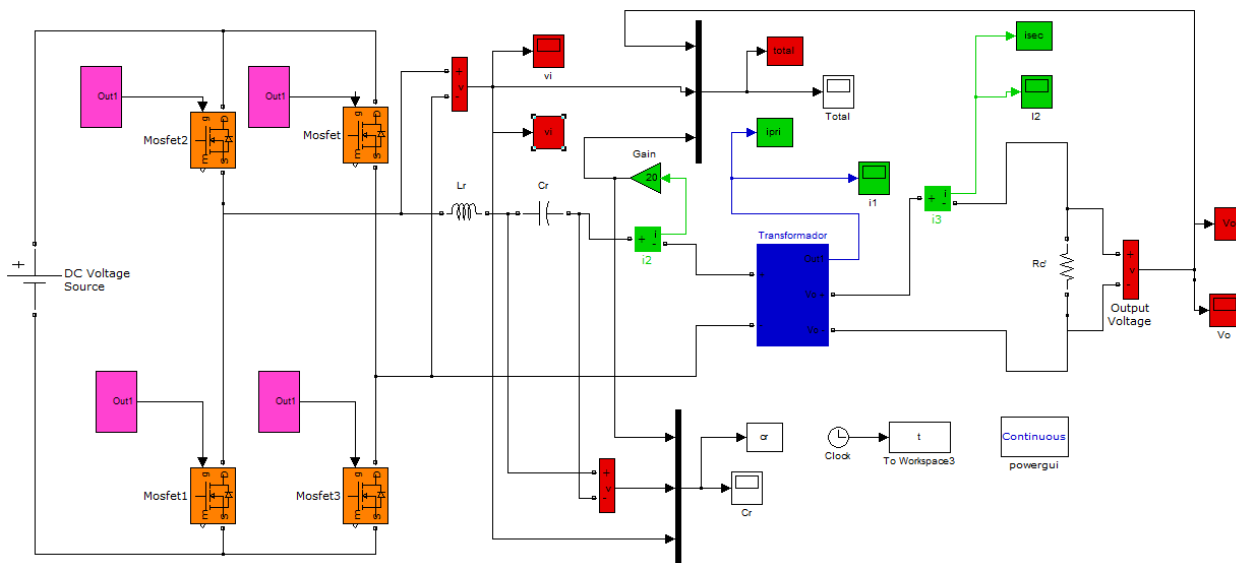


Figura 6.13 – Simulação dos modelos dos transformadores com a introdução do circuito ressonante

A tabela 6.2 ilustra os parâmetros ressonantes calculados no capítulo V, o factor de qualidade, a frequência de ressonante e a sua razão com a frequência de operação do conversor em ponte completa.

Grandezas	ETD 59	AMCC
L_r [H]	140×10^{-6}	217×10^{-6}
C_r [H]	600×10^{-6}	300×10^{-9}
f_r [Hz]	2722	19726
$\lambda = \frac{f_c}{f_r}$	9,20	1,27
Q	0,12	0,66

Tabela 6.2 – Valores dos parâmetros dos circuitos ressonantes

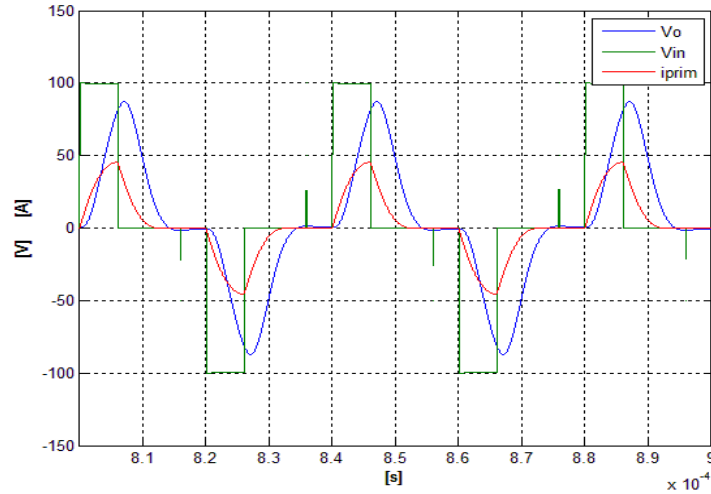
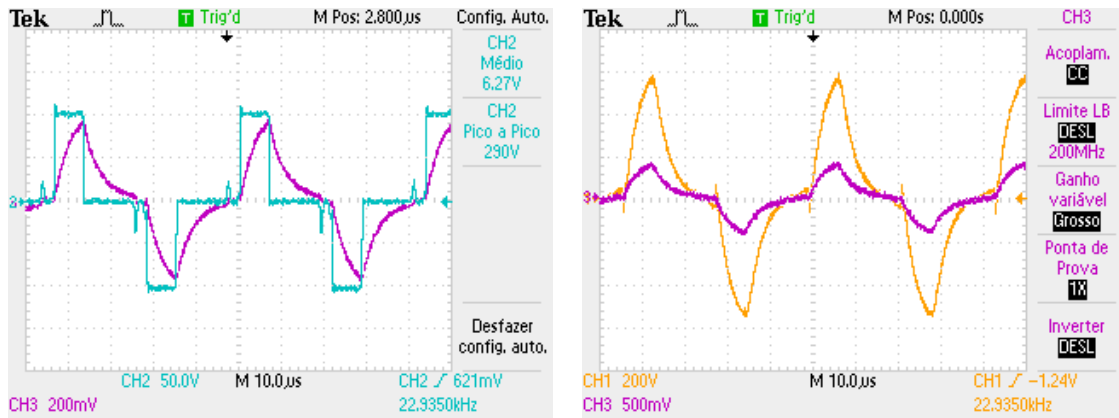


Figura 6.14 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e secundário e corrente (corrente com ganho de 20) do primário com o circuito ressonante do modelo do transformador ETD

Da figura 6.14, observa-se que o circuito ressonante no transformador ETD opera no modo 3, modo este já explicado no capítulo V.



a)

b)

Figura 6.15 – Ensaio experimental das formas de onda da tensão e corrente no transformador com o circuito ressonante do modelo do transformador ETD

- a) Tensão (CH2) e corrente (CH3) no primário do transformador
- b) Tensão (CH2) e corrente (CH3) no secundário do transformador

Das figuras anteriores podem-se retirar algumas conclusões. A primeira é que o conversor está a trabalhar no modo 3 de operação, uma vez que trabalha num modo descontínuo. O ganho do conversor ressonante cerca é de 85% tanto na simulação como no ensaio experimental, de acordo com a expressão (5.4). Para uma tensão de entrada de 100 V era de esperar uma tensão de 700 V no secundário, no entanto, tendo em conta as perdas inerentes ao circuito (conversores e transformadores) pode considerar-se que o ganho é de certa forma elevado, comprovando assim a vantagem deste conversor, apesar de o conversor ressonante operar com uma frequência de ressonância muito abaixo da frequência de comutação $\left(f_c/f_r = 8\%\right)$ e o factor de qualidade ser também baixo ($Q = 0,2$). Mesmo estando a trabalhar para uma frequência longe da frequência de ressonância, comprova-se que o circuito de ressonância permite uma comutação suave dos MOSFETS do conversor em ponte completa.

Uma vez que este modo de operação é descontínuo, ou seja, deixa de circular corrente no conversor ressonante quando a tensão de entrada é zero, com o uso deste conversor no instante do tempo morto de comutação, existe um ligeiro pico de tensão quando na comutação negativa os díodos D2 e D3 estão em condução. A figura 6.16 ilustra os instantes de condução correspondentes dos semicondutores.

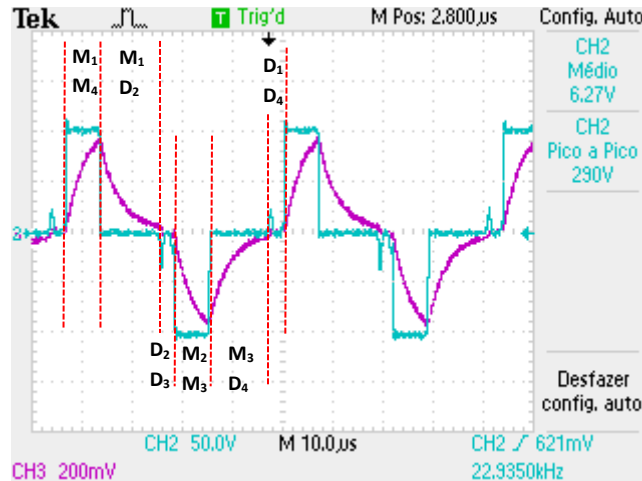


Figura 6.16 – Etapas do funcionamento do conversor em ponte completa e corrente no conversor ressonante no primário do transformador

Na figura anterior é possível observarem-se 6 etapas de funcionamento do conversor em ponte completa. Na realidade estas 6 etapas serão em teoria 4, uma vez que o intervalo em que os díodos D1 D4 e D2 D3 estão polarizados directamente são respectivamente o início da primeira e da segunda etapa. No entanto para facilitar a compreensão, considera-se o início da primeira etapa aquela em que os MOSFET₁ e os MOSFET₂ estão em condução e todos os demais estão ao corte.

Recuperando os esquemas apresentados no capítulo II, a figura 6.17 ilustra assim primeira etapa de funcionamento descrita.

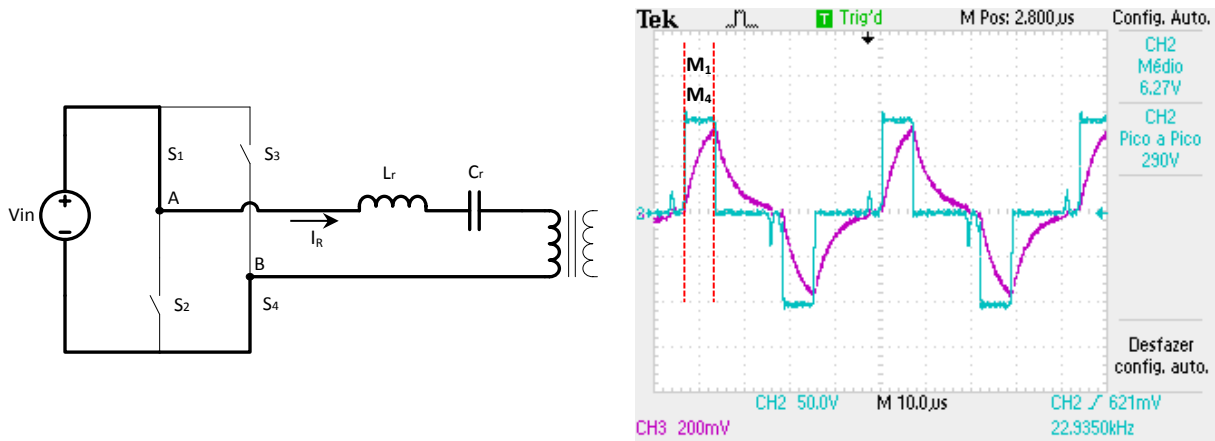


Figura 6.17 – Primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET₁ e MOSFET₄ estão em condução

A segunda etapa de funcionamento terá início quando o MOSFET₄ passar ao corte e o MOSFET₁ continuar em condução, deixando a fonte de alimentação estar conectada ao conversor ressonante, resultando que, a corrente remanescente no mesmo irá fechar-se pelo díodo D_2 que parte faz do braço no conversor em ponte completa representado na figura 6.18 pelo interruptor S_2 .

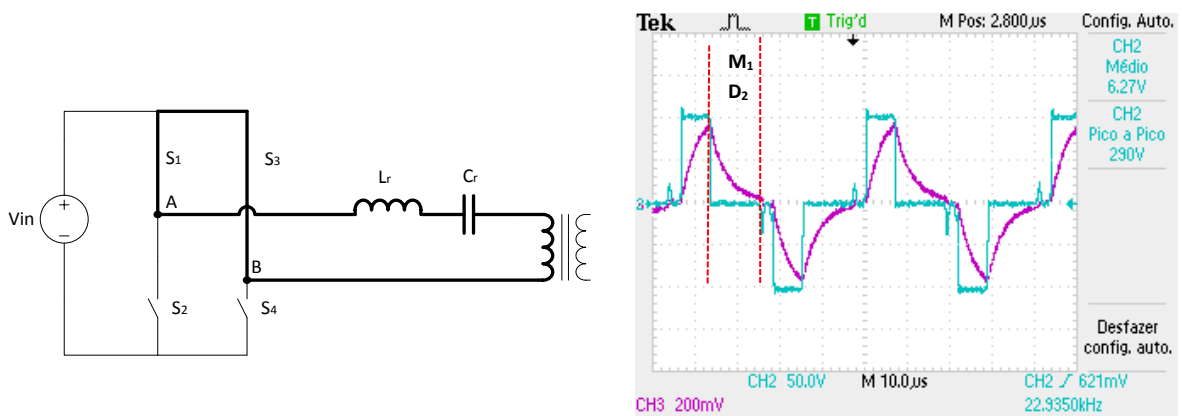


Figura 6.18 – Segunda etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET₁ e o díodo D_2 estão em condução

A terceira etapa de funcionamento do conversor tem início quando o MOSFET₁ entra ao corte. Neste momento para evitar a entrada em condução do semiconductor no mesmo braço do conversor em ponte completa, MOSFET₃, existe um tempo morto na ordem dos 4 μ s. Durante este momento os díodos D₂ e D₃ ficam polarizados directamente. No entanto, visto que a corrente remanescente no conversor ressonante é próxima de zero, existe apenas um pequeno potencial nos díodos que esgota-se assim que a corrente no conversor ressonante atinge o valor zero. Após esgotado o tempo morto o MOSFET₂ e o MOSFET₃ entram em condução.

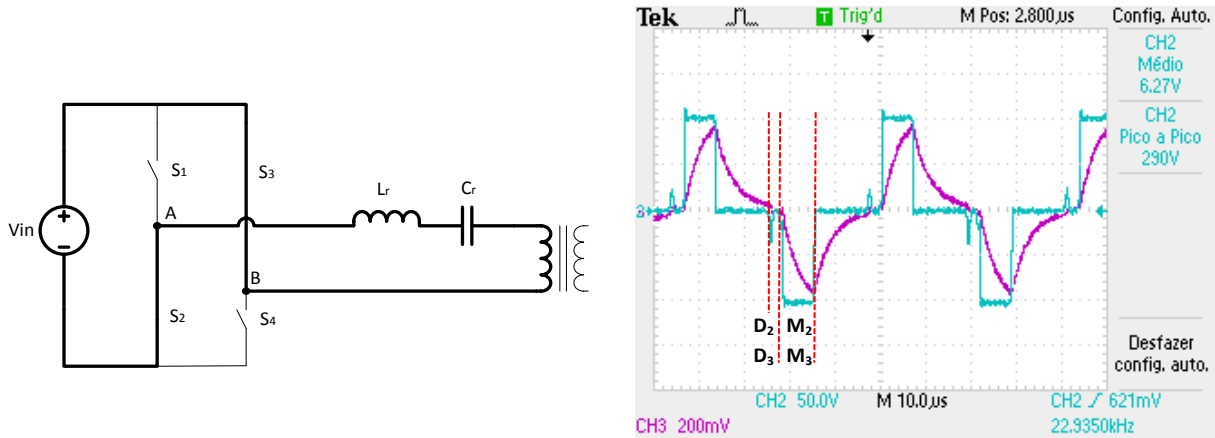


Figura 6.19 – Terceira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, onde os díodos D₂ e D₃ estão em condução durante o tempo morto, e o MOSFET₂ e o MOSFET₃ estão em condução após o tempo morto

A quarta e última etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, é semelhante à segunda etapa de funcionamento, só que desta vez inicia-se quando o MOSFET₃ entra ao corte. Mais uma vez a fonte de alimentação deixa de estar conectada ao conversor ressonante, circulando a corrente remanescente pelos semicondutores MOSFET₂ e D₄.

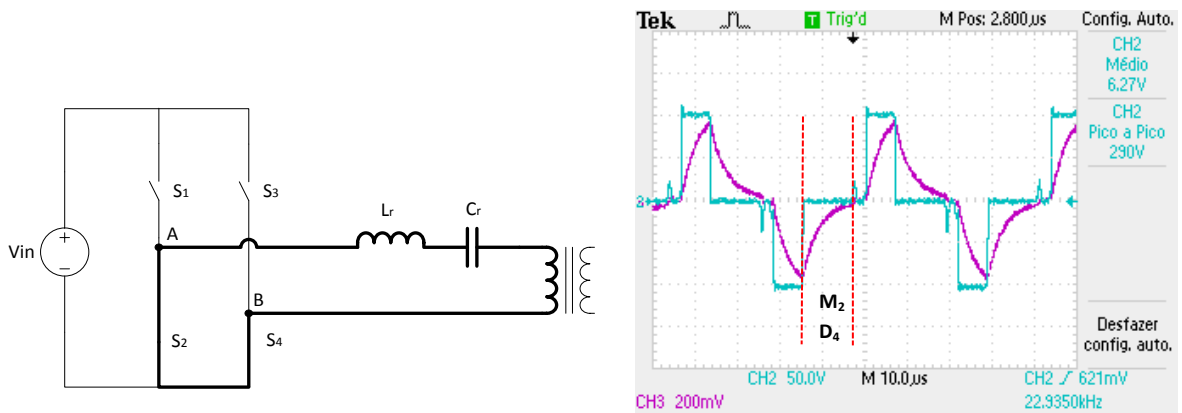


Figura 6.20 – Quarta etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, em que os MOSFET₂ e o diodo D₄ estão em condução

A figura seguinte ilustra o início da primeira etapa de funcionamento, mas que para facilitar a explicação só agora é apresentada. Este instante ocorre à semelhança do instante inicial da etapa 3, em que quando o MOSFET₂ entra ao corte, existe um tempo morto de 4 μ s, para garantir que não haja uma condução simultânea com o semiconductor do mesmo braço, o MOSFET₁. Durante este tempo morto os díodos D₁ e D₄ encontram-se polarizados directamente, mas mais uma vez, visto a corrente remanescente no conversor ressonante ser baixa, existe apenas uma pequeno potencial que se esgota assim que a corrente atinge o valor zero.

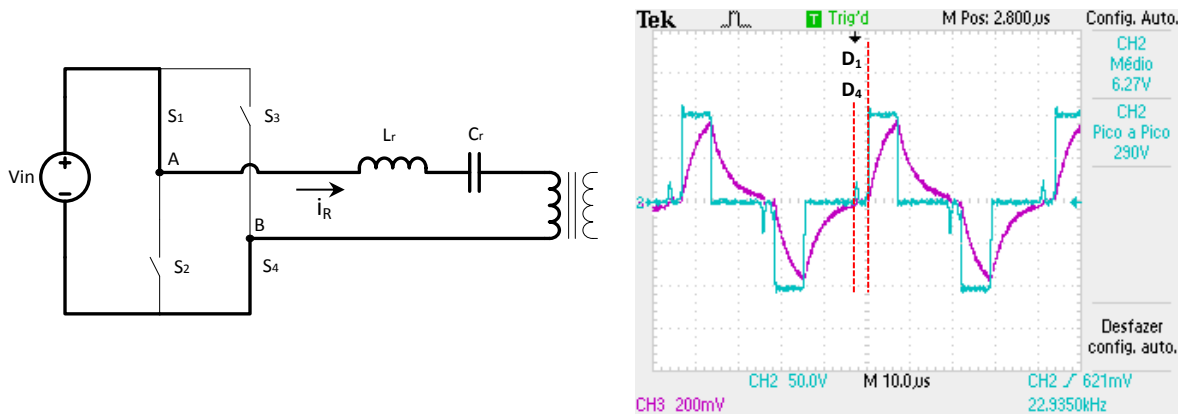


Figura 6.21 – Início da primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os díodos D₁ e D₄ estão em condução durante o tempo morto

A figura seguinte ilustra em ambiente de simulação, as formas de onda de tensão de entrada no condensador e corrente no conversor ressonante. É assim possível, ao comparar-se esta figura com a figura 5.5, comprovar-se que o circuito ressonante encontra-se a funcionar no modo 3 de operação, tendo as formas de onda, exactamente o comportamento que se esperava.

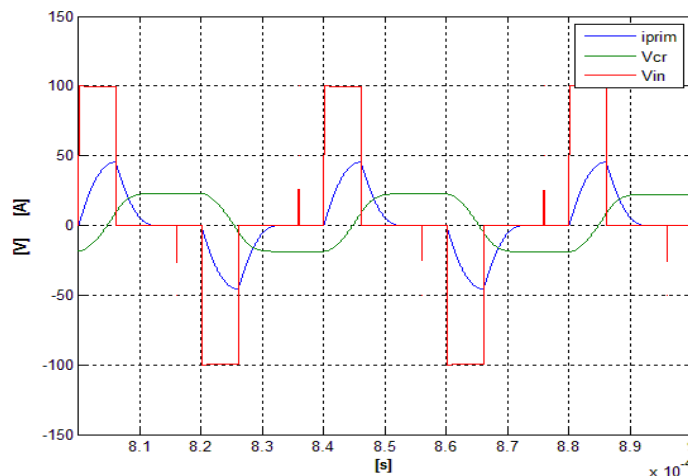


Figura 6.22 – Simulação das formas de onda da tensão do primário, no condensador (tensão no condensador com ganho de 20) e corrente do primário (corrente com ganho de 20) no circuito ressonante do modelo do transformador ETD

Por fim, é possível observar a partir da figura 6.14 que o comportamento da forma de onda da corrente assemelha-se à forma de onda de um circuito RL série. Tal facto acontece, devido ao circuito ressonante estar a operar no modo 3 de operação, modo este descontínuo, no momento em que deixa de circular corrente no circuito ressonante o condensador deixa que carregue, resultando deste modo, não num oscilador harmónico perfeito, mas num comportamento semelhante ao de um circuito RL série.

Considerando desta forma a análise de um circuito RL série tem-se a seguinte expressão do valor de tensão do circuito:

$$U = iR + L \frac{di}{dt} \quad (6.2)$$

Resolvendo-se a equação anterior em ordem à corrente fica,

$$i(t) = \frac{U}{R} (1 - e^{-t/\tau_L}) \quad (6.3)$$

onde a constante de tempo indutiva τ_L indica o quão rápido a corrente alcança um valor estacionário

$$\tau_L = \frac{L}{R} \quad (6.4)$$

Considerando o valor de R, o valor da carga reduzida ao primário do transformador e L o valor da indutância de ressonância, a constante de tempo indutiva τ_L tem o valor de:

$$\tau_L = \frac{570 \times 10^{-6}}{40,8} \approx 14 \mu s$$

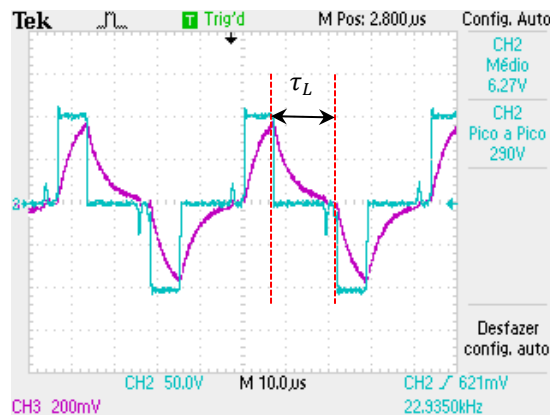


Figura 6.23 – Tempo de descarga do da indutância ressonante

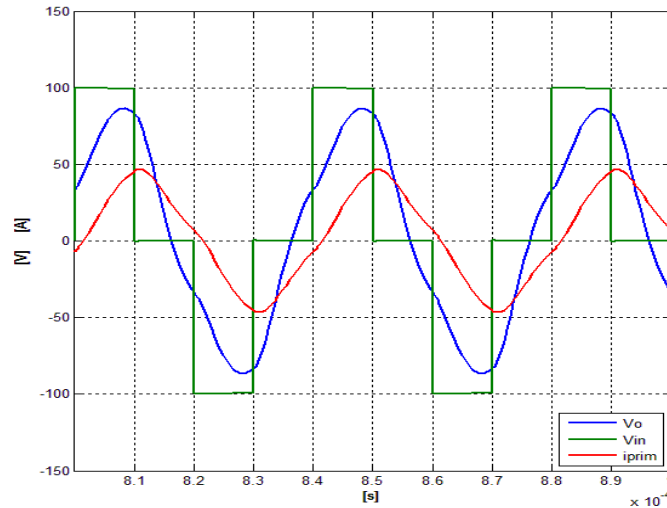


Figura 6.24 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e secundário e corrente do primário com o circuito ressonante do modelo do transformador AMCC

Da figura 6.23, observa-se que o conversor ressonante para o transformador AMCC opera no modo 1, modo este já explicado no capítulo V.

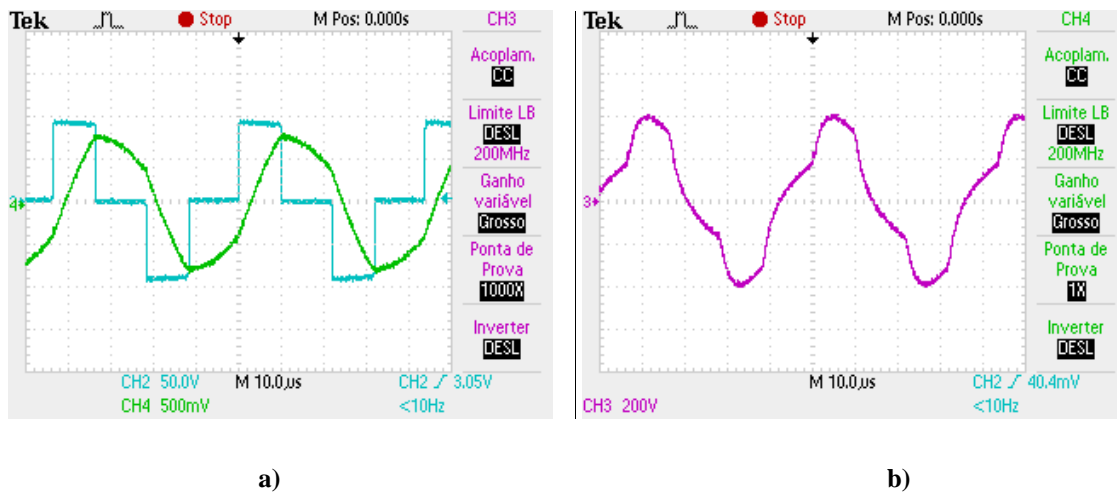


Figura 6.25 – Ensaio experimental das formas de onda da tensão e corrente no transformador com o circuito ressonante do modelo do transformador AMCC

- a) Tensão (CH2) e corrente (CH4) no primário do transformador
- b) Tensão (CH3) no secundário do transformador

Das figuras anteriores também se podem retirar algumas conclusões, tais como, o conversor ressonante encontrar-se a operar no modo 1 de operação. O ganho do conversor ressonante ao nível da simulação situa-se nos 80%, enquanto que, para o ensaio experimental situa-se nos 63%. A diferença é considerável e poderá ter a ver com q.d.t não consideradas na simulação. No entanto, também já tinha sido referido, que uma das desvantagens deste modo de operação era o seu baixo ganho. Também para o transformador AMCC, são 6, as etapas de funcionamento do conversor em ponte completa, que acabam no fim por se resumir a 4 momentos. O seu funcionamento é em tudo semelhante ao do transformador ETD, no que respeita às etapas de funcionamento, no entanto estando o conversor ressonante para transformador AMCC a operar no modo 1 de operação e não sendo este um modo descontínuo como o anterior, o tempo de condução dos semicondutores é um pouco superior comprando com o caso do transformador AMCC, uma vez que o valor da corrente no conversor ressonante nunca toma o valor zero.

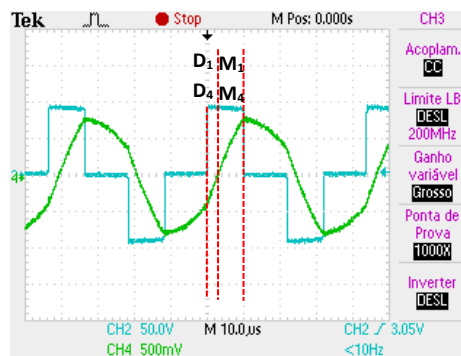
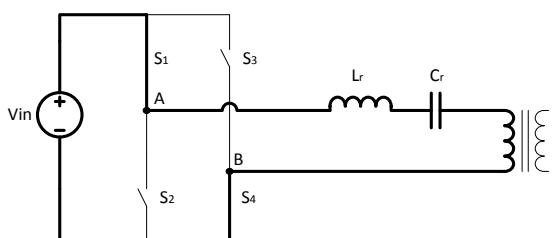


Figura 6.26 – Primeira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os díodos D_1 D_4 e os MOSFETS M_1 e M_2 estão em condução.

Como referido anteriormente e comparativamente com a 1ª etapa de funcionamento do transformador ETD é possível observar que o instante em que os semicondutores estão activos T_{on} é superior, devido ao valor da corrente nunca ser zero. O período em que estes estão à condução é assim de $10 \mu s$.

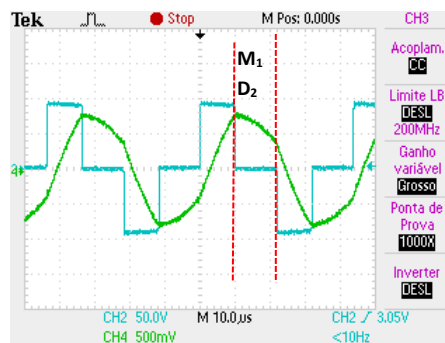
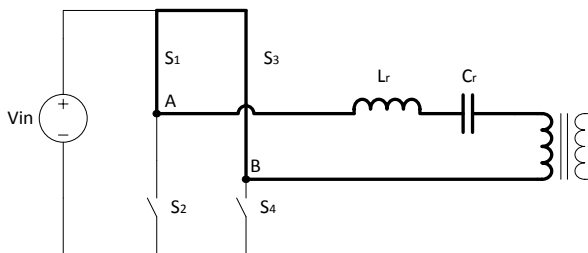


Figura 6.27 – Segunda etapa de funcionamento do conversor em ponte completa em que os MOSFET₁ e o díodo D_2 estão em condução

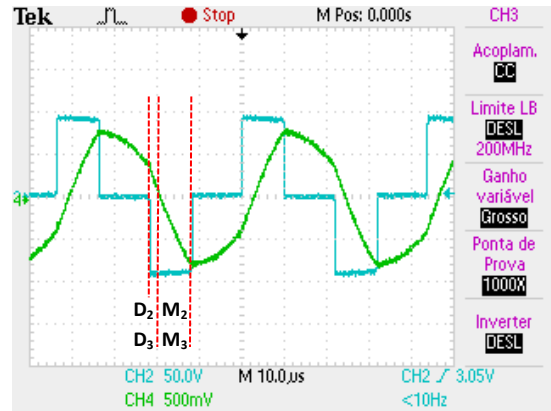
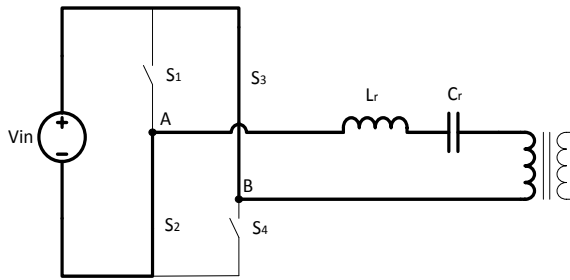


Figura 6.28 – Terceira etapa de funcionamento do conversor em ponte completa, onde os díodos D_2 e D_3 estão em condução durante o tempo morto e os MOSFETS M_2 e M_3 estão em condução após o tempo morto.

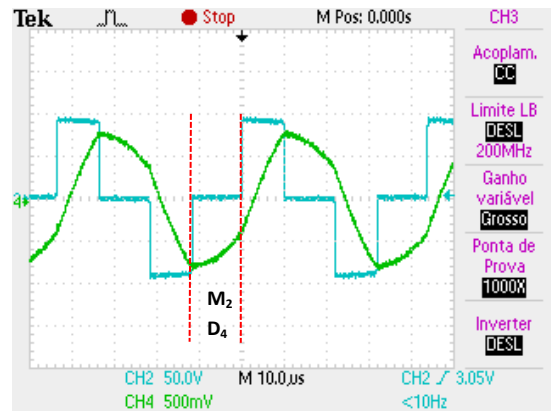
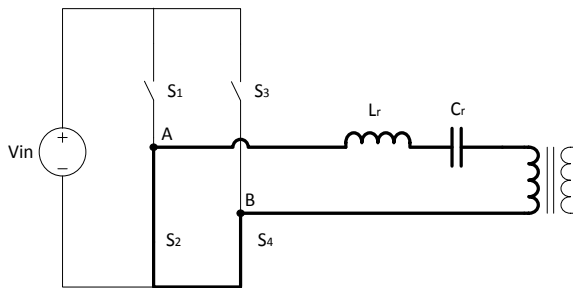


Figura 6.29 – Quarta etapa de funcionamento do conversor ponte completa em que o MOSFET₂ e o díodo D_4 estão em condução

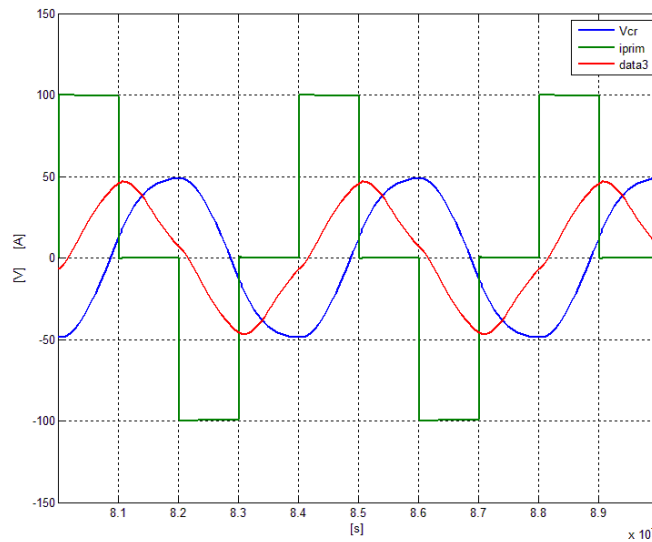


Figura 6.30 – Simulação das formas de onda da tensão do primário e no condensador, e corrente do primário (corrente com ganho de 15) no circuito ressonante do modelo do transformador AMCC

A figura anterior, ilustra em ambiente de simulação, as formas de onda de tensão de entrada no condensador e corrente no conversor ressonante. É assim possível, ao comparar-se esta figura com a figura 5.3, comprovar-se que o circuito ressonante encontra-se a funcionar no modo 1 de operação, tendo as formas de onda, exactamente o comportamento que se esperava.

A corrente tem polaridade negativa quando o conversor ressonante é desconectado da fonte de alimentação. A mesma, só inverte a sua polaridade quando a tensão no condensador atinge o seu máximo negativo. Durante este intervalo, parte da energia é transferida para a fonte e outra parte para a carga. No intervalo onde a corrente tem polaridade positiva, o conversor ressonante está conectado ao conversor ressonante, com o valor de tensão de entrada do mesmo. No instante em que a fonte de alimentação é desconectada do conversor ressonante, o valor da corrente começará a decrescer. No entanto, o valor de tensão no condensador continuará a aumentar até o conversor ressonante estar novamente ligado à fonte de alimentação, com uma polaridade de tensão negativa.

É possível verificar, a partir da figura 6.24, que neste caso a forma de onda da corrente assemelha-se à de um circuito RLC série. Neste caso, visto o modo de operação ser contínuo, o condensador ressonante é totalmente carregado, havendo desta forma oscilação de energia entre o indutor e o condensador ressonantes.

Desta forma, a tensão num circuito RLC série é dada pela seguinte expressão:

$$U = iR + L \frac{di}{dt} + \frac{1}{C} \int idt \quad (6.5)$$

De acordo com a teoria dos circuitos RLC, a equação característica de modelamento do circuito pode ser dada pela seguinte expressão:

$$s^2 + 2\alpha s + \omega_0^2 = 0 \quad (6.6)$$

Onde α representa o factor de amortecimento e ω_0 a frequência de ressonância. Em alguma literatura é referido que o factor de amortecimento pode também ser a seguinte razão:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (6.7)$$

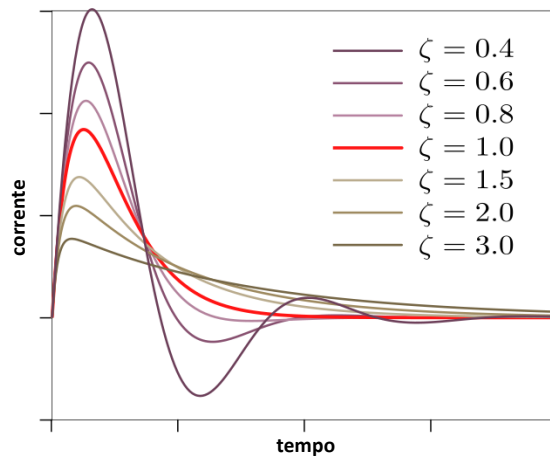


Figura 6.31 – Respostas típicas do amortecimento de um circuito RLC série.

O amortecimento crítico encontra-se representado a vermelho (sub-amortecida > 1 e sobre-amortecida < 1)

Desta forma, tendo em conta os valores da tabela 6.2 e o valor da resistência de carga referida ao primário, o factor de amortecimento da equação 6.7 terá o seguinte valor:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega_0} = \frac{R}{2} \sqrt{\frac{C}{L}} = \frac{40,8}{2} \sqrt{\frac{300 \times 10^{-9}}{217 \times 10^{-6}}} \approx 0,76$$

Desta forma e de acordo com a figura 6.31, verifica-se que o circuito ressonante tem um sub-amortecimento no andamento da forma de onda de corrente, segundo a teoria de um circuito RLC série.

CAPÍTULO VII

Conclusões

O principal objectivo do presente trabalho, era o de projectar dois transformadores com núcleos distintos, mas com a mesma relação de transformação, alimentados por um conversor em ponte completa. Para permitir a comutação suave dos semicondutores do conversor em ponte completa, foi também necessário projectar os circuitos ressonantes respectivos. A principal motivação de tal, seria o de construção de fonte de alimentação de tensão contínua. Para tal, fez-se um estudo prévio sobre o tipo de conversores constituintes deste tipo de fontes de alimentação. De seguida foi feito o dimensionamento e montagem dos transformadores, a respectiva simulação do modelo do transformador anteriormente dimensionado, e o dimensionamento e construção dos respectivos circuitos ressonantes. Por fim, procedeu-se à implementação dos sistemas para obtenção dos resultados práticos.

Relativamente ao trabalho, é importante referir que para o transformador com núcleo de Ferrite é preciso um maior número de espiras para obter-se a indutância de magnetização desejada, o que naturalmente aumenta a indutância de fugas do mesmo, uma vez que a densidade de fluxo neste tipo de transformadores é menor, comparada com o transformador METAGLAS. Apesar desta aparente vantagem no transformador METAGLAS, o seu custo mais elevado leva a que o seu uso seja mais ponderado.

Apesar de apresentar características não lineares na sua generalidade menores, o transformador METAGLASS apresenta uma capacidade distribuída entre enrolamentos, superior ao transformador com núcleo de Ferrite. Tal facto, deve-se ao espaçamento dos enrolamentos ser maior. No entanto, este é apenas um aspecto de carácter construtivo, e pode ser mitigado se na fase de construção forem levadas em conta, técnicas especiais de enrolamento de forma a diminuir este fenómeno.

No que toca aos circuitos ressonantes, apesar de no transformador METAGLASS a frequência de ressonância ser mais próxima da frequência de comutação, o ganho do sistema é inferior, desvantagem já conhecida, por estar o circuito ressonante a operar no modo 1 de operação. No caso do transformador com núcleo de Ferrite, a frequência de ressonância do conversor respectivo era bastante inferior à frequência de operação, o que no entanto não foi impeditivo de o sistema apresentar um ganho na ordem dos 80%.

Posto isto, o transformador com núcleo de Ferrite apresenta um melhor desempenho que os METAGLAS, apesar das características não lineares do mesmo serem superiores. No entanto, se na fase de construção do transformador e do conversor ressonante forem levados em conta os aspectos que reduziram o seu desempenho no presente trabalho, é possível conseguir um melhor desempenho com o transformador METAGLAS.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] L. Wuidart; “*Topologies for Switched Mode Power Supplies*”.
- [2] Ferroxcube; “*Soft Ferrite Applications*”, 2008.
- [3] Texas Instruments; “*Section 4 – Power Transformer Design*”, 2001.
- [4] Robert M. Del Vecchio, Bertrand Poulin, Pierre T. Feghali, Dilipkumar M. Shah, Rajendra Ahuja; “*Transformer Design Principles - With Applications to Core-Form Power Transformers*” - CRC Press 2002.
- [5] Neti Vishwanathan; “*DC to DC Topologies for High Voltage Power Supplies Under Pulsed Loading*”, D.Ph Thesis, 2004, Indian Institute of Science, Bangalore.
- [6] Luís Redondo; “*Fontes de Alta Tensão Pulsada para Implantação Iónica de Imersão em Plasma - Utilização de semicondutores de baixa tensão*”, Dissertação para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Electrotécnica e de Computadores 2003, Instituto Superior Técnico.
- [7] Eurico Gervásio; “*Projecto e implementação de um sistema de alimentação para um transformador de alta tensão*” Dissertação para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica – ramo de Automação e Electrónica Industrial, 2011, Instituto Superior de Engenharia de Lisboa.
- [8] David Halliday, Robert Resnick, Kenneth S. Krane; “*Física 3*” – 5ª edição, 2004 LTC.
- [9] Hai Lu, Jian Zhu, S. Hui, “*Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers*”, 2003 IEEE.