

Transformador de Alta Frequência para Aplicação a Transformadores de Estado Sólido

NUNO POLIDO DOS SANTOS
(Licenciado em Engenharia Eletrotécnica)

Dissertação para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica

Ramo: Automação e Eletrónica Industrial

Orientadores:

Professor Doutor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Professor Doutor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Júri:

Presidente: Professor Luís Manuel dos Santos Redondo

1º Vogal: Professor Nelson Filipe Pereira dos Santos

2º Vogal: Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Dissertação realizada sob orientação de:

Professor Paulo José Duarte Landeiro Gambôa

Professor Adjunto do Departamento
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação

Professor Miguel Cabral Ferreira Chaves

Professor Adjunto do Departamento
de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação

Resumo

A presente dissertação de mestrado tem como objetivo o estudo teórico do transformador de alta frequência incorporado nos transformadores de estado sólido (*Solid State Transformer*) e parte do sistema de controlo inerente ao transformador de estado sólido.

O foco da presente dissertação consiste no estudo do transformador de alta frequência, mais concretamente no desenvolvimento de um conjunto de etapas que permitam o dimensionamento otimizado deste a partir das características nominais pretendidas para o conversor e a respetiva obtenção do modelo equivalente. Abordando algumas das topologias e materiais disponíveis no mercado, para os núcleos magnéticos, enrolamentos e condutores e a respetiva análise das vantagens e desvantagens de cada um. Bem como a análise do impacto sobre estes, devida a operação em alta frequência e respetivas soluções que permitem reduzir este impacto, com as numerosas vantagens que a utilização destes têm relativamente aos transformadores tradicionais de 50/60Hz.

Em complemento é efetuado o estudo, de uma forma mais simplificada, de parte do esquema de potência do transformador de estado sólido, nomeadamente os conversores de potência, que se encontram imediatamente antes e depois do transformador de alta frequência, respetivamente. Tal como o estudo de uma técnica de controlo que permita o correto funcionamento deste. Abordando igualmente os semicondutores de potência disponíveis no mercado, técnicas de comando dos semicondutores de potência e controlo do conversor por forma a permitir bidirecionalidade de potência.

Por último, elaboração de um modelo para simulação numérica e respetiva implementação prática em laboratório, por forma a validar o esquema equivalente obtido para o transformador de alta frequência e a validação da técnica de controlo desenvolvido.

Palavras-chave: Transformador de Estado Sólido, Transformador de Alta Frequência, Material Magnético, Enrolamentos, Condutores de *Litz*, Capacidades Parasitas, Otimização da Densidade de Fluxo, Indutância de Fuga, Perdas no Transformador de Alta Frequência, Modelo Equivalente, Dual Active Bridge

Abstract

This master's thesis aims to theoretically study high-frequency transformers incorporated in solid state transformers and the part of the control system inherent in solid state transformers (SST).

This dissertation focuses on developing a set of steps to design an optimized high-frequency transformer from the nominal characteristics desired for the converter and the respective obtaining of the equivalent model. It will address some of the topologies and materials available on the market for magnetic cores, windings, and conductors and the respective analysis of the advantages and disadvantages of each of them. It will also analyze the impact of a high-frequency transformer operation and the solutions that allow this impact to be reduced without forgetting the numerous advantages of their use over traditional 50/60 Hz transformers.

In addition, it is conducted a more simplified study of a part of the power scheme of the Solid State Transformer, namely the power converters - which are immediately before and after the high-frequency transformer, respectively. As well as the study of a control technique that allows its correct operation. It also addresses the power semiconductors device available on the market, control techniques for them, and the control of the converter to allow power bidirectionality.

Ultimately, a model for numeric simulation and its laboratory implementation will take place to validate the equivalent scheme obtained for the high-frequency transformer and validate the developed control technique.

Keywords: Solid State Transformer, High-Frequency Transformer, Magnetic Material, Winding, *Litz* Conductors, Parasitic Capacitances, Flux Density Optimization, Leakage Inductance, Losses in the High-Frequency Transformer, Equivalent Mode, Dual Active Bridge

Agradecimentos

Primeiro gostaria de agradecer aos meus orientadores Miguel Chaves e Paulo Gambôa por toda ajuda, aconselhamento e conteúdo bibliográfico disponibilizados ao longo do desenvolvimento deste documento, sem o qual não seria possível atingir os objetivos propostos.

Segundo gostaria também de agradecer aos meus pais e irmão por todo o apoio incondicional, desde o início do meu percurso académico. Sem esquecer todos os profissionais que acompanharam a minha evolução académica e que me muniram com as ferramentas necessárias para poder ultrapassar e lidar com as dificuldades.

Gostaria de agradecer o projeto financiado pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT) PTDC/EEI-EEE/32550/2017 - *Smart Transformer for Sustainable Grids*.

A todos os meus amigos mais próximos, por me permitirem bons momentos de descontração, em todo o meu percurso académico.

Ao grupo disciplinar de Eletrónica Industrial/Secção de Automação e Eletrónica do Departamento de Engenharia Eletrotécnica de Energia e Automação (DEEEA) pela utilização do laboratório e recursos materiais necessários para a realização desta dissertação.

Por fim, gostaria de agradecer ao Instituto Superior de Engenharia de Lisboa e a todos os membros que o compõem, pela excelente educação e valores de vida transmitidos ao longo destes cinco anos.

Lista de Acrónimos

- AC – Corrente Alternada (*Alternate Current*)
- DAB – Ponte Dupla com Semicondutores Ativos (*Dual Active Bridge*)
- DC – Corrente Contínua (*Direct Current*)
- DPS – Duplo Desfasamento de Fase (*Dual Phase Shift*)
- EMI – Interferência Eletromagnética (*Electromagnetic interference*)
- GaN – Nitreto de Gálio (*Gallium Nitride*)
- GTO – Tiristor Comutável (*Gate Turn Off Thyristor*)
- HV – Alta Tensão (*Hight Voltage*)
- HF – Alta Frequência (*Hight Frequency*)
- HVAC – Alta Tensão Corrente Alternada (*Hight Voltage Alternate Current*)
- HVDC – Alta Tensão Corrente Contínua (*Hight Voltage Direct Current*)
- iGSE – Equação Geral de Steinmetz Modificada (*improved General Steinmetz Equation*)
- IGBT – Transistor Bipolar de Porta Isolada (*Insulted Gate Bipolar Transistor*)
- LF – Baixa Frequência (*Low Frequency*)
- LV – Baixa Tensão (*Low Voltage*)
- LFT – Transformador de Baixa Frequência (*Low Frequency Transformer*)
- LVAC – Baixa Tensão Corrente Alternada (*Low Voltage Alternate Current*)
- LVDC – Baixa Tensão Corrente Contínua (*Low Voltage Direct Current*)
- MOSFET – Transistor de Efeito de Campo Metal-Oxido-Semicondutor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*)
- PSSW – *Phase Shifted Square Wave*
- PWM – Modulação por Largura de Impulso (*Pulse With Modulation*)
- SiC – Carboneto de Silício (*Silicon Carbide*)
- SST – Transformador de Estado Sólido (*Solid State Transformer*)
- WBG – Semicondutor de Banda Larga (*Wide Band Gap*)
- ZCS – Comutação com Valor de Corrente Nula (*Zero Current Switching*)
- ZVS – Comutação com Valor de Tensão Nula (*Zero Voltage Switching*)

Lista de Símbolos

- A_c – Área física da secção transversal do núcleo (m^2);
- A_m – Área efetiva da secção transversal do núcleo (m^2);
- A_p – Parâmetro que representa o produto entre o valor da área da janela (W_a) e a área física da secção transversal do núcleo (A_c) (m^4);
- A_t – Área de superfície do enrolamento (m^3);
- A_w – Área de condução de um condutor (m^3);
- B – Campo magnético (T);
- B_{opt} – Densidade de fluxo ótima (T);
- B_{max} – Densidade de fluxo máxima (T);
- B_r – Campo remanescente (T);
- B_{sat} – Densidade de fluxo de saturação (T);
- C – Capacidade (F);
- d – Representa um diâmetro ou distância (m);
- D – Fator de ciclo;
- f – Frequência (Hz);
- h_c – Coeficiente de transferência de calor por convecção ($W/m^2 K$);
- H_c – Campo Coercivo (T);
- h_w – Altura de um dado enrolamento (m);
- H_w – Altura da janela do transformador (m);
- H – Intensidade do campo magnético (A/m);
- I – Valor eficaz da corrente (A);
- J_o – Densidade de corrente (A/m^2);
- k – Relação de transformação;
- k_a, k_c, k_w – Constantes adimensionais;
- K_c – Coeficiente de perdas do material magnético;
- k_f – Fator de Empilhamento (*Stacking factor*);
- k_{forma} – Fator de forma;
- k_p – Fator de potência;
- k_u – Fator de utilização da janela do transformador;
- K_v – Fator de onda;
- l_c – Comprimento médio que o fluxo magnético descreve no núcleo magnético (m);
- L – Indutância (H);
- L_l – Indutância de fuga (H);

m – Número de condutores de folha que compõem um dado enrolamento;
 MLT – Comprimento médio de uma espira (m);
 N – Número de espiras que compõem o enrolamento;
 n – Número de enrolamentos singulares que compõem o condutor de *Litz*;
 P_{fe} – Perdas no ferro / Perdas no núcleo magnético (W);
 P_{cu} – Perdas no cobre / Perdas num dado enrolamento (W);
 R – Resistência (Ω);
 V_p – Tensão do primário (V);
 V_s – Tensão do secundário (V);
 V_c – Volume do núcleo magnético (V);
 V_w – Volume do enrolamento (m^3);
 W_a – Área da janela do transformador (m^2);
 W_c – Área do condutor elétrico (m^2);
 W_m – Energia armazenada no campo magnético (Wh);
 ΔT – Variação da temperatura ($^{\circ}C$);
 α, β – Constantes que dependem do material do núcleo magnético;
 δ – Profundidade do efeito pelicular (m);
 ϕ – Ângulo de Desfasamento (rad);
 τ – Intervalo de Tempo (s);
 ρ – Resistividade do condutor elétrico (Ω);
 μ_o – Permeabilidade do Vácuo (H/m);
 μ_r – Permeabilidade relativa;
 η – Rendimento (%);

Índice

Lista de Acrónimos	vii
Lista de Símbolos	ix
Índice de Tabelas.....	xiii
Índice de Figuras	xv
1 Introdução.....	1
1.1 Enquadramento e Motivação.....	1
1.2 Objetivos	2
1.3 Organização e Estrutura do Documento.....	3
2 Estado da Arte	5
2.1 Transformador de Estado Sólido.....	5
2.1.1 Topologias SST	6
2.2 Transformador	10
2.2.1 Topologias	10
2.2.2 Condutores.....	12
2.2.3 Enrolamentos.....	15
2.2.4 Materiais Magnéticos	16
2.3 Conversores de Potência.....	19
2.3.1 Semicondutores de Potência.....	19
2.3.2 Dual Active Bridge.....	21
3 Modelização do Sistema de Conversão.....	27
3.1 Modelização do Transformador	27
3.1.1 Otimização da Densidade de Fluxo.....	30
3.1.2 Dimensão do Núcleo	34
3.1.3 Dimensionamentos dos Condutores	37
3.1.4 Estimativa da Indutância de Fuga.....	43
3.1.5 Cálculo do Volume / Análise Dimensional	48
3.1.6 Perdas no Ferro, Perdas no Cobre e Rendimento	48
3.1.7 Metodologia de Projeto do Transformador	53
3.1.8 Capacidades Parasitas.....	69
3.1.9 Modelo equivalente	77
3.2 Modelização do Conversor.....	82
3.3 Controlo.....	83
4 Resultados	89
4.1 Simulação	89
4.1.1 Aplicação.....	89
4.1.2 Implementação em <i>Matlab/Simulink</i>	93

4.1.3 Análise de Resultados	97
4.2 Experimentais	104
4.2.1 Implementação Prática.....	106
4.2.2 Ensaios Experimentais.....	109
5 Conclusões	115
5.1 Conclusões finais	115
5.2 Perspetivas futuras	116
Referências Bibliográficas.....	117
Anexos	121
Anexo A – Materiais Magnéticos	121
Anexo B – Condutores: Resistência dos Materiais.....	121
Anexo C – Dimensões e Características do Núcleo Magnético	122
C.1 – Núcleos do Tipo Core:	122
C.2 – Núcleos do Tipo Shell:.....	123
Anexo D – Condutores de Litz	124
Anexo E – Isolamentos dos Condutores de Litz.....	127

Índice de Tabelas

Tabela 1 – Comparação das Funções Suportadas por cada Topologia de SST (Adaptado de [1] e [12]).	9
Tabela 2 – Comparação de Diferentes Materiais Magnéticos (Adaptado de [10]).	16
Tabela 3 – Resumo das Três Modulações (Adaptado [28]).	25
Tabela 4 – Isolamento Típicos: Isolamento do Tipo Seco (Adaptado de [31]).	42
Tabela 5 – Energia Magnética Associada a um Transformador – Referenciado ao Primário.	47
Tabela 6 – Valores Típicos: Sistema e Especificações da Topologia (Adaptado de [38]).	54
Tabela 7 – Valores Típicos: Cálculo da Densidade de Fluxo Ótima (Adaptado de [38]).	55
Tabela 8 – Valores da Resistência Equivalente por Harmónica.	67
Tabela 9 – Valores da Corrente Eficaz por Harmónica.	67
Tabela 10 – Valores de Potência Dissipada por Harmónica.	68
Tabela 11 – Parâmetros Geométricos dos Condutores de Litz.	75
Tabela 12 – Valores Nominais para Simulação.	92
Tabela 13 – Parâmetros Equivalentes.	96
Tabela 14 – Relação de Transformação: Würth Elektronik - 750 341 026.	108
Tabela 15 – Parâmetros Experimentais.	109
Tabela 16 – Materiais Magnéticos: Principais Características [22] e [38].	121
Tabela 17 – Condutores: Resistência do Material.	121
Tabela 18 – Transmart: Tipo Core: Material Amorphous	122
Tabela 19 – Transmart: Tipo Core: Material Nanocrystalline.	123
Tabela 20 – Transmart: Tipo Shell: Material Amorphous	124
Tabela 21 – Elektrisola: Condutores do Tipo Litz.	124
Tabela 22 – New England Wire: Condutores do Tipo Litz: Frequência de Operação 60Hz a 1kHz.	125
Tabela 23 – New England Wire: Condutores do Tipo Litz: Frequência de Operação 1kHz a 10kHz.	125
Tabela 24 – Isolamento dos Condutores de Litz: Principais Características.	127

Índice de Figuras

Figura 1 – Transformador de Estado Sólido: Configuração (Adaptado de [11]).	5
Figura 2 – Topologias de SST (Adaptado de [12]).	6
Figura 3 – SST de Estágio Único: Conversor AC-AC Full-Bridge [12].	7
Figura 4 – SST de Dois Estágios: Conversor AC-DC DAB [12].	8
Figura 5 – SST de Três Estágios - Conversor Baseado em um DC-DC DAB [12].	8
Figura 6 – Topologias de Transformadores Solenoidais (Adaptado de [9]).	11
Figura 7 – Transformador Coaxial (Adaptado de [16]).	11
Figura 8 – Influência da Frequência no Efeito Pelicular (Adaptado de [18]).	13
Figura 9 – Influência do Efeito de Proximidade na Densidade de Corrente.	13
Figura 10 – Exemplos de Topologias de Condutores (Adaptado de [2]).	14
Figura 11 – Representação das Três Técnicas de Enrolamento [20].	15
Figura 12 – Curva de Magnetização B-H (Adaptado de [22]).	17
Figura 13 – Semicondutores de Potência: Relação Potência/Frequência (Adaptado de [24]).	20
Figura 14 – Dual Active Bridge: Conversor DC-DC (Adaptado de [25]).	21
Figura 15 – Modelação Retangular Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: <i>VP, VS e IL</i>	22
Figura 16 – Modelação Triangular Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: <i>VP, VS e IL</i>	23
Figura 17 – Modelação Trapezoidal Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: <i>VP, VS e IL</i>	24
Figura 18 – Esboço do Transformador com Representação de Alguns Parâmetros (Adaptado de [22]).	27
Figura 19 - Perdas vs Densidade de Fluxo: Enrolamentos e Núcleo com $B_{sat} > B_{opt}$ [22].	30
Figura 20 – Perdas vs Densidade de Fluxo: Enrolamentos e Núcleo com $B_{opt} > B_{sat}$ [22].	33
Figura 21 – Estrutura do Condutor de Litz.	38
Figura 22 – Exemplo de Medição da Altura da Janela - Parâmetro “ <i>Hw</i> ” (Adaptado de [32]).	38
Figura 23 – Condutores Litz Composto por um Agrupamento Direto dos Condutores Individuais.	40
Figura 24 – Condutor Litz Composto por 5 Grupos Agrupados de Condutores Individuais.	40
Figura 25 – Exemplo Típico de um Conversor Dual Active Bridge [34].	43
Figura 26 – Indutância de Fuga no Transformador (Adaptado de [22]).	43
Figura 27 – Relação entre um Enrolamento Composto por: Condutor Litz e Condutor de Folha (Adaptado de [35]).	44
Figura 28 - Forma de Onda da Densidade de Fluxo: Conversor DAB com Modulação DPS (Adaptado de [36]).	49
Figura 29 - Metodologia do Projeto do Transformador.	53
Figura 30 – Condutor de Litz do Tipo 5: New England Wire Technologies.	60

Figura 31 – Diagrama Genérico das Dimensões do Núcleo Magnético do Fabricante Transmart.	63
Figura 32 – Condutor de Litz: Secção Equivalente para Determinação da Constante de Dielétrico Equivalente [39]......	70
Figura 33 – Determinação da Capacidade Entre Dois Condutores: Considerando a Abordagem de Koch's [39]......	71
Figura 34 – Determinação da Capacidade entre Dois Condutores: Considerando a Abordagem de Massarini [39].	71
Figura 35 – Capacidades para uma Camada Única de Condutores com Núcleo Magnético [39].	72
Figura 36 – Representação de duas Camadas de Condutores Adjacentes.	73
Figura 37 – Esquema Equivalente de Seis Capacidades [42].	74
Figura 38 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência.....	77
Figura 39 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência: Referenciado ao Primário.....	79
Figura 40 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência: Referenciado ao Primário.....	79
Figura 41 – Modelização do Conversor – Esquema Simplificado de Potência e Controlo.....	82
Figura 42 – Modelização do Conversor – Esquema de Potência: Modelo do Transformador. 82	
Figura 43 – Diagrama de Blocos do Controlo (Adaptado de [47])......	83
Figura 44 – Circuito Equivalente Simplificado do Transformador de Alta Frequência.	84
Figura 45 – Diagrama de Blocos Simplificado.....	86
Figura 46 – Diagrama de Blocos Simplificado: Anulação do Polo com o Zero.....	87
Figura 47 – Diagrama Genérico da Aplicação Pretendida.....	89
Figura 48 – Diagrama Genérico da Constituição de um “Módulo”.....	90
Figura 49 – Pormenorização do Circuito Genérico do Módulo.....	90
Figura 50 – Circuito de Controlo.....	93
Figura 51 – Circuito do Comando Proporcional Integral com Suspensão de Ação Integral.	93
Figura 52 – Esquema de Potência.....	94
Figura 53 – Modelo Equivalente Implementado em Matlab/Simulink.	94
Figura 54 – Modelo do Transformador Implementado em Matlab/Simulink.....	95
Figura 55 – Circuito de Comando: Controlo dos Semicondutores de Potência.....	96
Figura 56 – Situação 1: Evolução Temporal da Tensão aos Terminais da Carga.	97
Figura 57 – Situação 1: Evolução Temporal do Desfasamento Imposto pelo Controlador.....	98
Figura 58 – Situação 1: Evolução Temporal da Tensão do Primário e Secundário do Transformador.	98
Figura 59 – Situação 1: Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário.	99
Figura 60 – Situação 2: Evolução Temporal do Desfasamento Imposto pelo Controlador (figura superior) e Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário (figura inferior).	100

Figura 61 – Situação 3: Evolução Temporal do Desfasamento Imposto pelo Controlador (figura superior) e Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário (figura inferior).....	102
Figura 62 – Situação 3: Evolução Temporal da Tensão no Primário e Secundário do Transformador com Fluxo de Potência no Sentido Direto (figura superior) e Fluxo de Potência no Sentido Inverso (figura inferior).....	103
Figura 63 – Diagrama Genérico da Aplicação Experimental.....	105
Figura 64 – Esquema de Comando Implementado em Matlab/Simulink.....	106
Figura 65 – Conversor Estático de Potência.....	106
Figura 66 – Esquema de Potência Experimental Simplificado.	107
Figura 67 – Transformador de Alta Frequência [48].....	107
Figura 68 – Enrolamentos Disponíveis: Würth Elektronik - 750 341 026 [48].	107
Figura 69 – Fotografia do Esquema de Montagem Realizado em Laboratório.....	108
Figura 70 – Esquema de Potência e Controlo: Simulação da Componente Experimental.	109
Figura 71 – Parâmetros Teóricos Equivalentes do Transformador: Frequência de 20 kHz... ..	110
Figura 72 – Evolução Temporal da Tensão no Primário e Secundário do Transformador.	110
Figura 73 – Evolução Temporal da Tensão e Corrente no Primário do Transformador.	111
Figura 74 – Evolução Temporal da Tensão e Corrente no Secundário do Transformador.	111
Figura 75 – Evolução Temporal da Tensão no Primário do Transformador e na Carga.....	112
Figura 76 – Núcleo do Tipo Core: Parâmetros que Caracterizam a sua Dimensão.	122
Figura 77 – Núcleo do Tipo Core: Parâmetros que Caracterizam a sua Dimensão.	123
Figura 78 - New England Wire: Tipo de Construção dos Condutores do Tipo Litz.	126

1 Introdução

1.1 Enquadramento e Motivação

O transformador de estado sólido é uma tecnologia emergente, denominada na literatura por *Solid State Transformer* ou pelo acrónimo SST, que pode influenciar o desenvolvimento de muitas áreas como redes de transmissão/distribuição de energia elétrica, integração de estas com fontes de energia renovável, sistemas de tração, entre outras [1]. Nos últimos anos a integração de energias renováveis e a integração de fontes de energia com reduzido impacto ambiental, têm sofrido um incremento bastante significativo, levando a que esta tecnologia tenha sido alvo de inúmeras investigações nas últimas décadas, com a finalidade de a integrar com as redes de distribuição elétrica e a sua respetiva otimização [2], [3], [4], [5] e [6].

Algumas vantagens dos SST quando comparadas com os transformadores convencionais, que operam em baixa frequência, 50/60 Hz, incluem a compensação da potência reativa, regulação da tensão, controlo do fluxo de potência, mitigação de conteúdos harmónicos (tensão e corrente), possibilidade de fácil interligação com equipamentos que permitam a melhoria da qualidade da rede, entre outras [7] e [8]. Uma das maiores vantagens da utilização de transformadores de estado sólido é a redução do volume e peso, face aos transformadores tradicionais. Por exemplo, segundo [1], um STT trifásico teria uma redução do volume de 80% face a um transformador convencional de 50 Hz, para os mesmos parâmetros nominais. Esta diferença significativa têm um grande impacto, pelo facto de facilitar a portabilidade, diminuir os custos de instalação do transformador de estado sólido e reduzir significativamente o consumo de matérias-primas no núcleo magnético e enrolamentos [1].

Contudo para atingir os objetivos desejados de operação dos SST, ainda há muitos desafios a serem superados, especialmente no transformador de alta frequência, nomeadamente a determinação da densidade de fluxo ótima, dimensionamento dos componentes do transformador e minimização das perdas neste, de modo a maximizar o rendimento [9]. Para superar estes desafios é primeiramente necessário conhecer o impacto que a operação em alta frequência tem sobre o transformador e as opções que existem para minimizar estes impactos, através da utilização de topologias e materiais diferentes para a estrutura do material magnético, enrolamentos e condutores.

Outro desafio a ser superado e a constituição dos conversores de potência, nomeadamente os semicondutores de potência que permitem o funcionamento do transformador de estado sólido com elevadas potências e frequências de comutação. Associado a este desafio surge outro, o desenvolvimento de uma solução de controlo que permita maximizar o rendimento do sistema. Apesar de este não ser o principal foco da presente dissertação, estes desafios são abordados de forma simplificada.

1.2 Objetivos

A presente dissertação têm por objetivo fazer o estudo teórico de um conjunto de passos que permitam o dimensionamento de um transformador de alta frequência otimizado, para aplicação em um transformador de estado sólido. E a respetiva implementação em simulação numérica e prática, nas quais também será necessário o desenvolvimento de um circuito de controlo para efetuar o comando dos semicondutores que constituem os conversores de potência, inerentes ao transformador de estado sólido.

Numa primeira fase têm como objetivo conhecer o funcionamento de transformador de estado sólido e as várias topologias existentes, as vantagens e desvantagens que cada topologia proporciona. Efetuar uma análise mais pormenorizada na constituição de um transformador de alta frequência, topologias e materiais, disponíveis para cada um dos seus componentes. Bem como análise do impacto que a elevada frequência têm sobre estes e como se poderá mitigar as desvantagens.

Com base no exposto anteriormente, pretende-se elaborar uma metodologia composta por um conjunto de etapas, que permitam a determinação do conjunto de características que o transformador de alta frequência deverá ter por forma a suportar as condições nominais desejadas. Mantendo sempre presente o objetivo de obter um projeto otimizado, ou seja, minimizar as perdas no cobre e ferro, minimizar o volume e peso e dentro dos possíveis, minimizar os custos monetários inerentes.

Na segunda fase efetuar a correspondência entre as características de construção obtidas e um modelo equivalente, composto apenas por elementos passivos, resistências, capacidades e indutâncias. Por forma a obter um modelo que represente de uma forma relativamente precisa e simples o funcionamento do transformador de alta frequência.

Numa fase seguinte, implementar o modelo equivalente obtido em simulação numérica, *Matlab/Simulink*, por forma a validar o modelo dimensionado. Tendo também como objetivo nesta fase o desenvolvimento teórico necessário, por forma a dimensionar e a efetuar o comando dos semicondutores bem como efetuar o controlo do próprio conversor, por forma a permitir bidirecionalidade de potência e regulação da tensão no barramento que se destina alimentação de cargas.

A última fase têm como objetivo a implementação laboratorial, numa escala mais reduzida, no que diz respeito ao nível de potência, do modelo do transformador e controlo desenvolvidos anteriormente. Esta última fase tem como objetivo validar o estudo teórico e o funcionamento da simulação desenvolvida.

1.3 Organização e Estrutura do Documento

A presente dissertação é composta por cinco capítulos, referências bibliográficas e anexos.

O primeiro capítulo é referente à introdução do tema abordado, onde é descrito o enquadramento, os objetivos e a organização da dissertação.

O segundo capítulo destina-se à exposição do estado da arte, onde é efetuada a análise dos elementos bibliográficos referentes ao transformador de estado sólido, ao transformador de alta frequência e o respetivo impacto da operação de alta frequência e análise do conversor de potência e das suas constituições.

No terceiro capítulo é efetuado o desenvolvimento da modelização do sistema de conversão, composto pelo transformador de alta frequência, conversor de potência e respetivo controlo. É descrita as respetivas considerações a tomar, por forma a efetuar a aplicação do mesmo em modelos de simulação e experimentalmente

O quarto capítulo destina-se à análise dos resultados, referentes à componente de simulação e a componente experimental. É exposto de forma detalhada o modo como se procedeu à implementação do modelo desenvolvido. Bem como a apresentação das evoluções temporais obtidas e as respetivas conclusões que permitem retirar.

No quinto capítulo e último, são apresentadas as conclusões gerais de toda a dissertação e perspectivas de desenvolvimento futuro.

2 Estado da Arte

2.1 Transformador de Estado Sólido

O transformador de estado sólido, *Solid State Transformer* (SST), é um dispositivo eletrónico de potência que substitui os tradicionais transformadores de potência de 50/60 Hz, através de um transformador de alta frequência isolado e a técnica de conversão AC-AC. O funcionamento básico de um SST consiste inicialmente em alterar a frequência de 50/60 Hz da tensão alternada da rede (habitualmente em média tensão) para uma frequência mais elevada (normalmente na faixa de alguns kHz até as dezenas de kHz). Depois esta tensão alternada poderá ter a sua diferença de potencial mantida/reduzida/aumentada através de um transformador de alta frequência e por fim deverá ser reposta novamente a frequência de 50/60 Hz por forma a poder alimentar as cargas desejadas [10]. A configuração genérica de SST em esquema de blocos encontra-se representada na *Figura 1*.

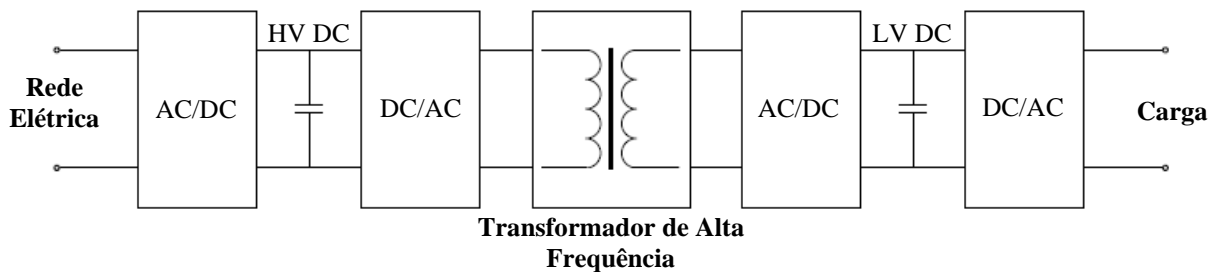


Figura 1 – Transformador de Estado Sólido: Configuração (Adaptado de [11]).

A vantagem mais evidente de um SST, em comparação com um transformador tradicional de baixa frequência, é oferecer um volume e um peso mais reduzido, trazendo vantagens de portabilidade e facilidade de instalação. No entanto SST apresenta ainda outras vantagens bastante interessantes, comparativamente aos transformadores tradicionais de baixa frequência [1], [10]:

- Possibilita a regulação de tensão e corrente, o que por consequente permite o controlo de potência, compensação da queda de tensão, limitação da corrente de defeito, entre outras [1], [10];
- Regulação da tensão nos barramentos de corrente contínua, de baixa tensão (LVDC) e de alta tensão (HVDC). Os quais poderão ser utilizados para alimentação de cargas DC, integração com sistemas de armazenamento de energia ou para integração com fontes de energia renovável (energia do sol, vento, marés entre outras) [1], [10];

Por todos estes factos os SST são uma tecnologia emergente que pode influenciar o desenvolvimento de muitas áreas, tais como: redes de distribuição de energia elétrica, redes inteligentes, sistemas de tração, integração com fontes de energia renovável, entre outras [1].

Em contrapartida os transformadores de estado sólido também apresentam as suas desvantagens, face aos transformadores de baixa frequência tradicionais, nomeadamente o facto de exigirem a

utilização de um número de semicondutores de potência significativo, métodos de controlo para o comando dos semicondutores de potência e métodos de controlo para o conversor nos vários estágios de conversão (AC-DC, DC-DC e DC-AC). Sendo que estas técnicas de controlo poderão ser relativamente complexas [1], [12].

2.1.1 Topologias SST

Todos os tipos de SST permitem a transformação de níveis de tensão e isolamento galvânico dos circuitos. Considerando os possíveis estágios de conversão, existem quatro topologias, representadas na *Figura 2*, denominadas de tipo A, B, C e D [1], [10], sendo que:

- A topologia A apresenta um único estágio, sendo uma conversão direta AC-AC;
- A topologia B é composta por dois estágios, um estágio de conversão AC-DC, que providencia LVDC, seguido de um estágio de conversão DC-AC que permite obter LVAC;
- À semelhança do tipo B o tipo C também contém dois estágios de conversão, contudo o isolamento galvânico é feito no estágio DC-AC e apenas HVDC está disponível;
- A topologia D possui três estágios de conversão, com isolamento de alta frequência no estágio DC-DC, deste modo encontra-se disponível HVDC e LVDC;

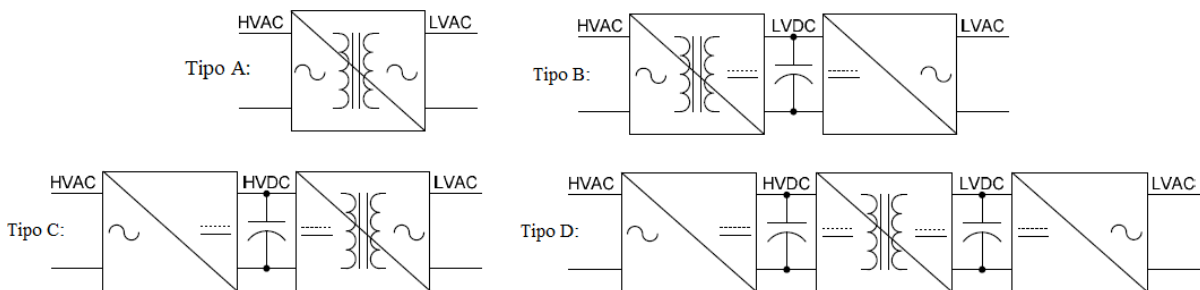


Figura 2 – Topologias de SST (Adaptado de [12]).

Analisando com maior pormenor as diferenças existentes em SST de um, dois e três estágios, é descrito em seguida de forma sucinta um possível exemplo para cada um:

Um estágio:

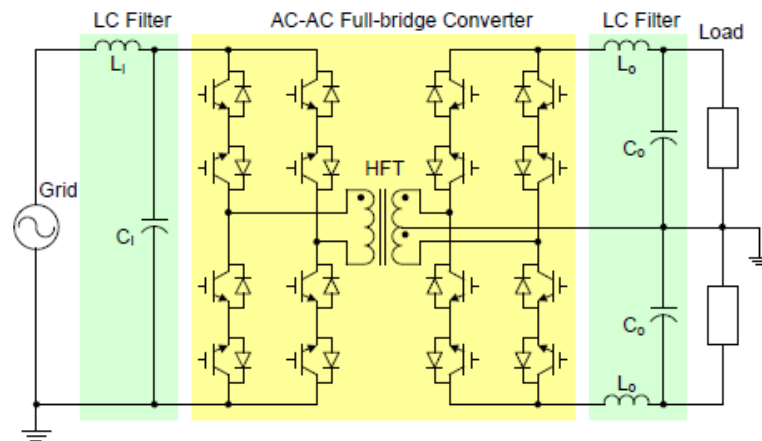


Figura 3 – SST de Estágio Único: Conversor AC-AC Full-Bridge [12].

A topologia de um único estágio apresenta um baixo custo e reduzido peso, devido a sua configuração simples [10]. O que por consequente também se traduz numa maior eficiência e maior fiabilidade [1]. A bidirecionalidade de energia pode ser assegurada através da utilização de semicondutores de potência que suportem o funcionamento de corrente e tensão nos quatro quadrantes [10].

A principal desvantagem é o facto de não disponibilizar um barramento DC, inviabilizando todas as vantagens que esta poderia disponibilizar, descritas nas restantes topologias [1], [12]. Adicionalmente, perturbações em um dos lados do estágio poderão refletir-se no lado oposto, o que é, igualmente uma desvantagem presente nos transformadores tradicionais [10].

O controlo desta topologia, por exemplo, poderá ser feita através de um sinal de comando, originado a partir de uma onda quadrada, com fator de ciclo de 50% e a frequência desejada, é possível comandar o conversor, o qual irá alterar a frequência da rede para a frequência desejada. Passando de seguida pelo transformador de alta frequência e aplicando a respetiva relação de transformação, após este efetua o processo inverso, por forma a devolver à forma de onda frequência original [1], [12] e [13].

É possível efetuar a regulação da tensão de saída através da alteração do fator de ciclo, no entanto, nestes casos a utilização de filtros na entrada e na saída são fundamentais [12].

Um exemplo de um SST com um único estágio encontra-se representando na *Figura 3*, tratando-se de um conversor AC-AC *Full-Bridge*.

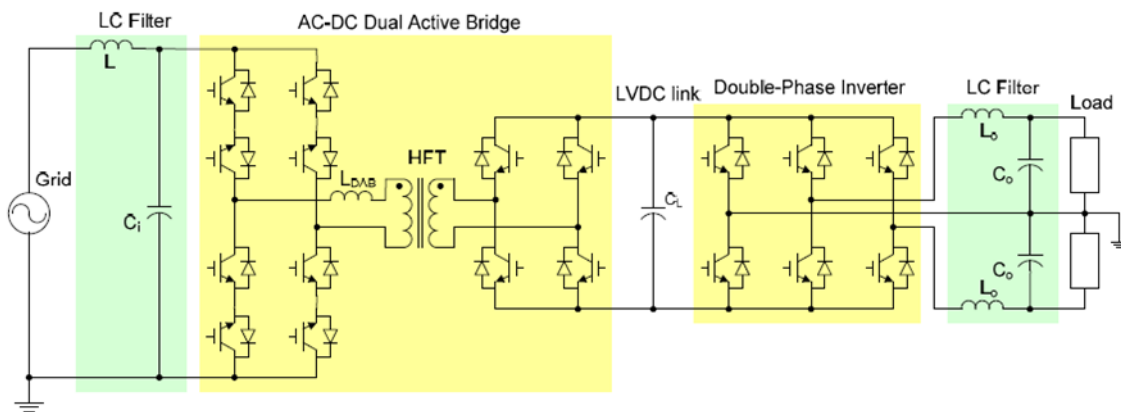
Dois estágios:

Figura 4 – SST de Dois Estágios: Conversor AC-DC DAB [12].

A solução tipo B e tipo C, representados na *Figura 2*, adotam a configuração de dois estágios, com estágio de isolamento no lado da HV ou lado LV, respectivamente. Semicondutores de potência que suportem os quatro quadrantes de funcionamento da corrente e tensão também são necessários caso seja pretendida a bidirecionalidade de energia [1], [10].

A topologia do tipo C apresenta como principal desvantagem o facto de não possui um barramento LVDC. De igual forma a topologia do tipo D apresenta como principal desvantagem o facto de não possuir um barramento HVDC.

A utilização de dois estágios aumenta a complexidade do sistema, no entanto traz algumas vantagens, como por exemplo, compensação da potência reativa, integração com fontes de energia renovável, alimentação de cargas DC, entre outras [1], [10].

A geração do sinal de comando para os semicondutores poderá ser realizada através da técnica de modulação por largura de impulso (PWM), por exemplo [12].

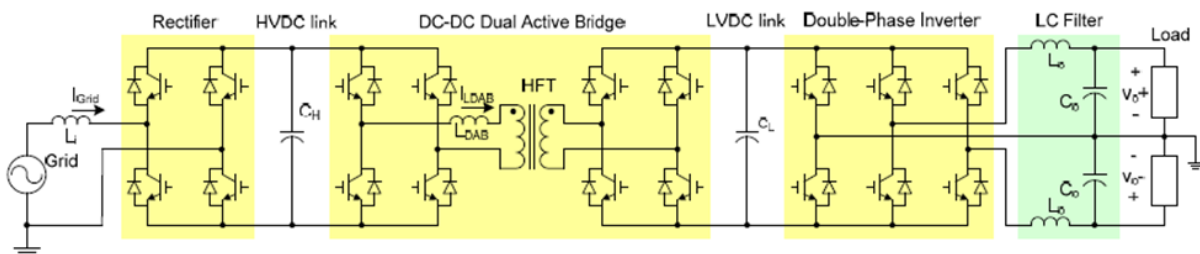
Três estágios:

Figura 5 – SST de Três Estágios - Conversor Baseado em um DC-DC DAB [12].

A topologia de três estágios, representado na *Figura 5*, é a topologia mais utilizada na indústria, devido aos recursos que esta disponibiliza. Como por exemplo, compensação da potência reativa, compensação da queda de tensão, integração de fontes de energia renovável, integração com sistemas de armazenamento de energia, bidirecionalidade de energia, entre outras [1], [10].

A topologia de três estágios é projetada de modo a disponibilizar dois barramentos de DC, um de LV e outro de HV, os quais permitem a integração de outros componentes, os quais poderão ter como finalidade, por exemplo, melhorar a qualidade de energia da rede ou alimentar qualquer tipo de equipamento corrente contínua. Possibilitando assim uma otimização da rede de distribuição [1].

A principal desvantagem da topologia de três estágios é o facto de esta necessitar de um maior número de elementos passivos, nomeadamente indutâncias e capacidades. Em especial, pelo valor da capacidade necessária, para os condensadores que constituem os barramentos de LVDC e HVDC.

As topologias apresentadas anteriormente, apresentam uma desvantagem comum, o grande número de semicondutores de potência necessários, o que se traduz, em regra geral numa menor eficiência e menor fiabilidade. Uma vez que quanto maior for o número de semicondutores, maiores serão as perdas de comutação e condução por unidade de tempo e maior será a probabilidade de um semicondutor falhar [1], [12]. A outra desvantagem é o maior número de controladores para os vários estágios de conversão e respetivos filtros de entrada e saída.

Resumo:

Na *Tabela 1* encontra-se o resumo e a comparação de algumas funções suportadas por cada topologia de SST.

Tabela 1 – Comparação das Funções Suportadas por cada Topologia de SST (Adaptado de [1] e [12]).

Função	Um Estágio	Dois Estágios	Três Estágios
Bidirecionalidade de energia	Sim	Sim	Sim
Limitação da corrente de entrada	Não	Sim	Sim
Limitação da corrente de saída	Não	Boa	Muito Boa
Regulação do barramento HVDC	---	---	Bom
Regulação do barramento LVDC	---	Bom	Muito Bom
Regulação da tensão de saída	Pobre	Bom	Bom
Compensação da potência reativa presente na rede	Não	Sim	Sim
Frequências independentes	Não	Sim	Sim
Implementação Modular	Simple	Difícil	Simple

2.2 Transformador

Um transformador consiste em dois enrolamentos eletricamente isolados um do outro, mas enrolados sobre o mesmo núcleo magnético. Se o primeiro enrolamento for ligado a uma fonte de tensão alternada, será estabelecido um fluxo magnético variável no tempo no núcleo magnético. Devido a alta permeabilidade do núcleo, a maior parte do fluxo magnético concatena no segundo enrolamento, induzindo uma força eletromotriz variável no tempo na segunda bobine. A força eletromotriz induzida na segunda bobine apresenta a mesma frequência da fonte que alimenta o primeiro enrolamento. Assim a potência é transferida de uma bobine para a outra através de um fluxo magnético no núcleo. Ao segundo enrolamento poderá ser ligado uma carga, estabelecendo-se uma corrente a partir da força eletromotriz induzida neste.

A bobine à qual é ligada a fonte de alimentação é denominada de primário, a bobine induzida é denominada de secundário.

A força eletromotriz induzida no secundário é proporcional ao número de espiras do secundário, assim é possível obter um diferencial de potencial maior/menor/igual no secundário do que o aplicado no primário, consoante o que se pretende para a aplicação. Quando o diferencial de potencial aplicado ao primário é igual a força eletromotriz induzida no secundário trata-se de um transformador isolador, podendo ser utilizado por exemplo, para isolar componentes DC [14], [15].

2.2.1 Topologias

A topologia do transformador é tão importante quanto o material que compõe o núcleo magnético, para satisfazer os requisitos de densidade de potência e eficiência. De forma genérica existem dois tipos de estruturas de transformadores, solenoidais e coaxiais [10].

Dos transformadores de estrutura solenoidais destacam-se essencialmente quatro: tipo *core*, tipo *shell*, tipo *matrix* e tipo toroidal representados na *Figura 6*. O tipo *core* é construída por um único núcleo magnético, com enrolamentos em volta das duas extremidades. Geralmente, dois enrolamentos LV em paralelo e o enrolamento HV em volta dos enrolamentos de LV em série. Contrariamente a topologia tipo *shell* possui dois núcleos magnéticos e o enrolamento LV e HV encontram-se sobrepostos. A topologia tipo *matrix* é a combinação do tipo *core* e do tipo *shell* e é baseada em vários núcleos magnéticos paralelos, com os enrolamentos de LV enrolados em tornos de cada extremo do núcleo magnético, localizados na periferia do transformador e os enrolamentos HV enrolados em torno do centro do transformador. O tipo toroidal segue a mesma topologia do tipo *core* [2].

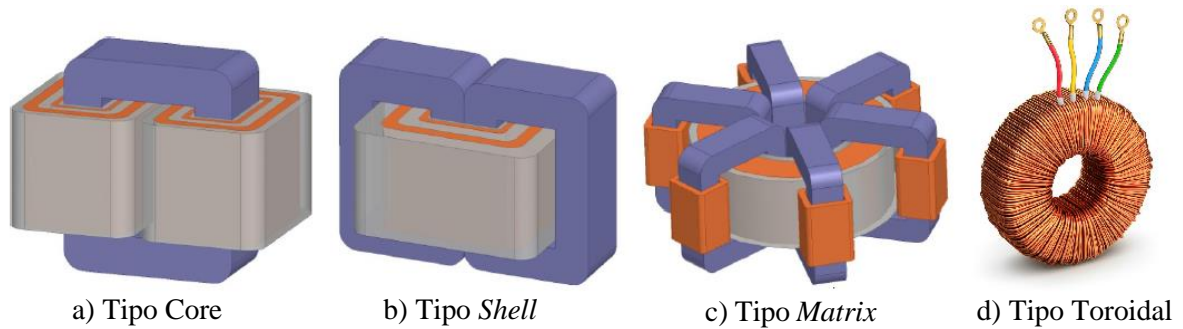


Figura 6 – Topologias de Transformadores Solenoidais (Adaptado de [9]).

A principal vantagem do tipo *core* são os dois enrolamentos de serem enrolados em um único núcleo magnético, o que resulta numa redução de peso do transformador. No entanto grande parte do núcleo magnético é rodeado por enrolamentos, o que associado à má condutividade térmica do núcleo magnético, torna-se numa desvantagem no tipo *core* e por consequente uma vantagem do tipo *shell*, do ponto de vista térmico. Aparentemente o tipo *matrix* apresenta as mesmas vantagens do que o tipo *shell*, no entanto apresenta como desvantagem o elevado número de núcleos magnéticos utilizados, o que resulta num aumento do volume e peso do transformador e consequentemente o aumento das perdas e aumento do custo [2].

Na *Figura 7* encontra-se representado uma possível estrutura para um transformador coaxial, proposta em [16].

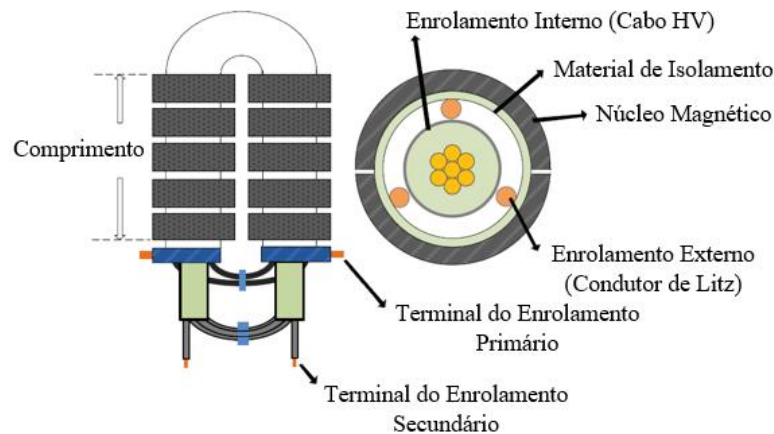


Figura 7 – Transformador Coaxial (Adaptado de [16]).

Por análise da *Figura 7* e de acordo com a posição relativa, é possível distinguir o enrolamento interno do enrolamento externo. O enrolamento interno suporta HV, por forma a garantir o isolamento entre os enrolamentos, o enrolamento interior é constituído por um cabo de HV. O cabo de HV encontra-se localizado no centro do transformador e é constituído por sete condutores com a topologia *Litz*, isolados uns dos outros. O enrolamento externo suporta LV e é composto por três condutores com a topologia *Litz*, desfasados entre si de 120 graus. Por forma a isolar o enrolamento externo, entre este e o núcleo existe um material isolante [16]. A utilização de condutores de *Litz* permite as vantagens enunciadas no *Tópico 2.2.2*.

Embora seja fácil controlar e prever a indutância de fuga do transformador com estrutura coaxial, a estrutura solenoidal é preferida na maioria dos casos, devido as suas vantagens: flexibilidade de projeto, fabricação mais fácil e por consequente menor custo [10].

2.2.2 Condutores

Uma das principais dificuldades no projeto de condutores para operação em alta frequência é o efeito das correntes parasitas nos enrolamentos e as suas contribuições para as perdas do sistema. Incluindo perdas por efeito pelicular e efeito de proximidade, as quais serão abordadas em maior pormenor de seguida [17].

Quando uma corrente elétrica constante no tempo, mais conhecida como corrente contínua, percorre um condutor homogêneo, a corrente distribui-se de igual forma por todo o condutor. Exceto nas situações em que o condutor não é cilíndrico, nestas situações a distribuição de corrente não é homogênea, no entanto, está presente em todo o condutor [18].

Pelo contrário quando uma corrente elétrica variável no tempo, mais conhecida como corrente alternada, percorre um condutor, em torno deste origina-se um campo magnético. A variação desta corrente elétrica irá repercutir-se de igual forma, numa variação do campo magnético. De acordo com a lei de *Faraday*, a variação no tempo de um campo magnético origina um campo elétrico. Este campo elétrico induz no condutor correntes parasitas, as quais circulam neste e opõem-se a variação da densidade de corrente [15], [18].

A combinação do campo magnético e o campo elétrico induzido, ambos variáveis no tempo, criam o que é conhecido como indução eletromagnética dentro do condutor elétrico. Esta indução eletromagnética força a corrente elétrica a fluir na superfície do condutor, em vez de fluir em toda a área do condutor de forma uniforme, fazendo com que a densidade de corrente que flui ao longo do condutor seja mais intensa na superfície deste e menos intensa no centro do condutor. A ocorrência deste fenómeno é conhecido como efeito pelicular [18].

O aumento da frequência de operação agrava o efeito pelicular, repercutindo-se numa redução da secção disponível para condução da corrente elétrica. Em última análise, este efeito também poderá ser interpretado como um aumento da resistividade do condutor, á medida que a frequência aumenta. A equação matemática que estima a profundidade do efeito pelicular no condutor, descrita em [18], é dado pela *Equação (1)*.

$$\delta_s = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_o \mu_r}} \quad (1)$$

Onde:

- δ_s : Profundidade do efeito pelicular (m)
- ρ : Resistência do condutor elétrico ($\Omega.m$)

- f : Frequência (Hz)
- μ_o : Permeabilidade do vácuo ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m)
- μ_r : Permeabilidade relativa

Na *Figura 8* encontra-se representado esquematicamente o exemplo do efeito pelicular num condutor circular aquando da variação da frequência. A cor vermelha representa a área disponível para a condução da corrente elétrica, a cor branca representa a área que é afetada pelo efeito pelicular e que não é utilizado para a condução de corrente elétrica.

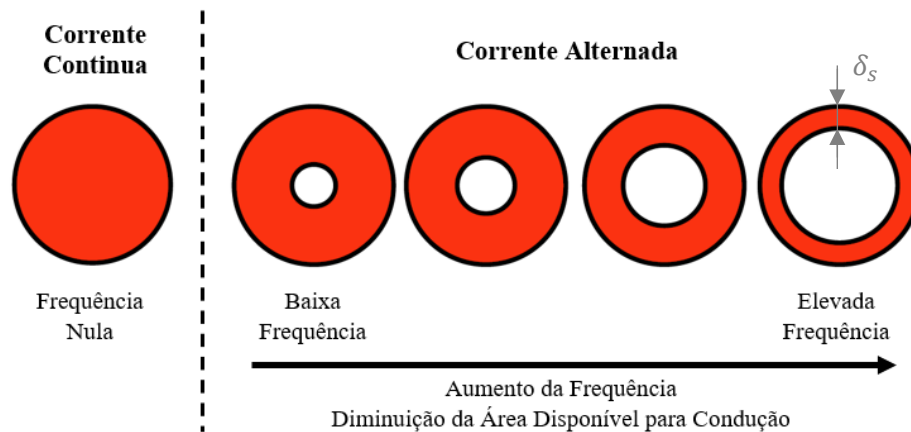


Figura 8 – Influência da Frequência no Efeito Pelicular (Adaptado de [18]).

Quando dois condutores próximos um do outro são percorridos por uma corrente alternada, a distribuição da corrente em cada condutor é afetada pelo campo magnético variável do outro condutor. Devido às correntes parasitas induzidas a corrente irá fluir em padrões indesejados, este efeito é agravado com o aumento da frequência, e também poderá ser interpretado como um aumento da resistência efetiva do condutor [17]. Na *Figura 9* encontra-se representado o efeito de proximidade na densidade de corrente.

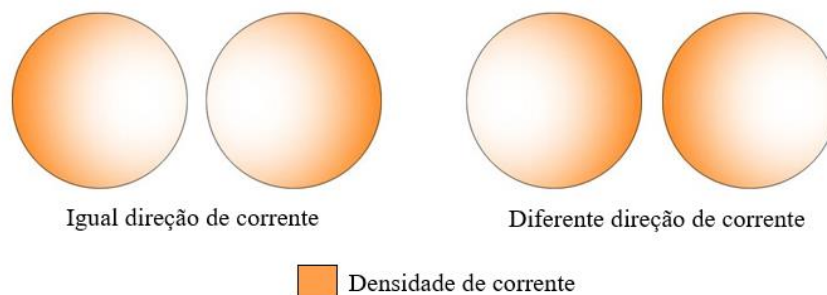


Figura 9 - Influência do Efeito de Proximidade na Densidade de Corrente.

Das topologias de condutores mais conhecidas até ao momento, a mais eficiente para reduzir o efeito pelicular e o efeito de proximidade é o condutor de *Litz* [18]. O termo condutor de *Litz* é um termo de origem alemã, que poderá ser traduzido por tecido de condutores. Geralmente um condutor de *Litz* é um conjunto de condutores singulares isolados entre si, adicionalmente poderão estar trançados entre si

num padrão uniforme [19]. Na *Figura 10* encontram-se representados alguns exemplos de condutor de *Litz* versus um condutor sólido circular.

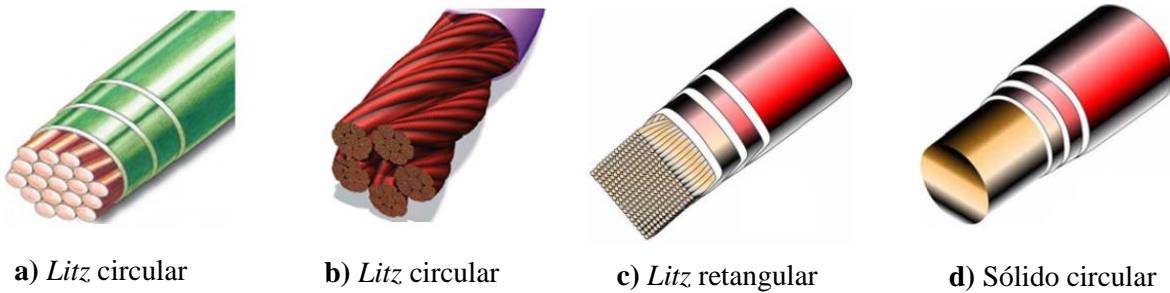


Figura 10 – Exemplos de Topologias de Condutores (Adaptado de [2]).

Nos enrolamentos formados por condutor de *Litz*, o efeito pelicular e o efeito de proximidade, podem ser analisados no conjunto dos condutores singulares, ou no condutor singular em particular:

- Os efeitos no conjunto dos condutores singulares podem ser controlados através do padrão de torção e tecelagem, um padrão de torção simples é o suficiente para minimizar o efeito de proximidade, pelo contrário para minimizar o efeito pelicular é necessário técnicas mais complexas de construção do condutor de *Litz*. Os efeitos no conjunto de condutores singulares não são afetados diretamente pelo número de condutores singulares ou pelo diâmetro de cada condutor singular, mas sim pelo diâmetro total do condutor de *Litz* e pelo padrão de torção escolhido [17];
- Ao nível do condutor, o efeito de proximidade é o mais significativo, podendo inclusive desprezar-se o efeito pelicular, devido ao número de condutores singulares que compõe o condutor de *Litz*. Assim deverá ser apenas considerado as perdas por efeito de proximidade para determinar o número condutores singulares ideais [17];

Se o número de condutores singulares que compõe o condutor de *Litz* aumentar, a densidade de cobre por unidade de área diminui, pelo facto de aumentar a percentagem de área ocupada pelo isolamento dos condutores singulares, o que leva a um aumento da resistência DC e a um aumento do volume do transformador, podendo ser uma desvantagem, dependendo da aplicação a que se destina. A torção do condutor de *Litz* também contribui para um aumento da resistência DC. A resistência DC do condutor de *Litz* deverá ser um parâmetro a ter em consideração para encontrar o número ideal de condutores a utilizar [17].

Além do condutor de *Litz* o isolamento dos condutores é outro elemento importante dos enrolamentos, este providencia isolamento entre condutores do mesmo enrolamento e isolamento entre os enrolamentos de HV e LV. Essencialmente os isolamentos devem ter três características, elevada resistência do dielétrico, baixas perdas e suportarem uma temperatura elevada de operação. A elevada resistência do dielétrico permite obter um isolamento com menor espessura, o que conseqüentemente se traduz num transformador de menores dimensões. Por outro lado, as perdas no dielétrico devem ser o

mais reduzidas possível, por forma a maximizar o rendimento e a reduzir o calor gerado. A temperatura máxima de funcionamento do transformador é o parâmetro que limita a densidade potência deste [2].

2.2.3 Enrolamentos

Existem várias técnicas para efetuar o enrolamento dos condutores em torno do núcleo magnético, como por exemplo, técnica de enrolamento tradicional, técnica de enrolamento em *sandwiched* e a técnica de enrolamento intercalado. Encontrando-se estas três técnicas representadas na *Figura 11* [20].

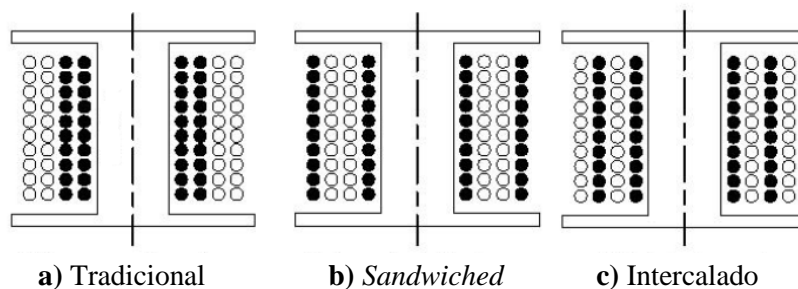


Figura 11 – Representação das Três Técnicas de Enrolamento [20].

A principal diferença entre as técnicas de enrolamento expostas é a posição do primário, representado com a cor preta, e o secundário representado com a cor branca, respetivamente [20]:

- A técnica de enrolamento tradicional, tipicamente coloca os condutores do enrolamento primário na parte interior do transformador e os condutores do enrolamento secundário na parte exterior do transformador;
- A técnica de enrolamento em *sandwiched* coloca os condutores do enrolamento secundário entre os condutores do enrolamento do primário;
- A técnica de enrolamento intercalado consiste em alternadamente efetuar o enrolamento dos condutores do primário e dos condutores do secundário.

O objetivo da utilização destas técnicas de enrolamento é reduzir a indutância de fugas, minimizar a distorção da tensão de saída e os transitórios que ocorrem, quando da alteração do nível de tensão aplicado aos terminais do transformador, por parte de um conversor de potência, por exemplo [20].

Na referência bibliográfica [20] é realizado um conjunto de ensaios a cada técnica por forma analisar algumas características, como potência dissipada, eficiência, distorção da tensão de saída e comportamento em elevadas frequências. Cada técnica apresenta as suas vantagens e desvantagens, mas na globalidade o autor conclui que a técnica que apresenta melhor desempenho é o enrolamento intercalado.

2.2.4 Materiais Magnéticos

O núcleo magnético poderá ser constituído por vários tipos de materiais, tais como ferrite, liga nanocristalina (*nanocrystalline alloys*), aço de silício (*silicon steel*), ligas amorfas (*amorphous alloys*) entre outras. A escolha do material magnético deverá ter em consideração, essencialmente, o custo, a permeabilidade magnética, as perdas e a saturação da densidade de fluxo [9]. Na *Tabela 2* encontra-se representado alguns exemplos de materiais que poderão ser utilizados no núcleo magnético do transformador. A escolha do material a utilizar deve ter por base as necessidades/características da aplicação [21].

Tabela 2 – Comparação de Diferentes Materiais Magnéticos (Adaptado de [10]).

Material do Núcleo	Composição	Perdas * (W/kg)	Saturação B_{sat} [mT]	Permeabilidade Relativa (50 Hz)	Temp. Máx. de Funcion. [°C]
Grain oriented silicon steel	$Fe_{97}Si_3$	> 1000	2000	2k – 35k	120
Fe-amorphous alloy	$Fe_{76}(Si,B)_{24}$	18	1560	6,5k – 8k	150
High performance ferrite	MnZn	17	500	1,5k – 15k	100/120
Nanocrystalline alloys	FeCuNbSiB	4	1230	20k – 200k	120/180

* as perdas do núcleo foram obtidas a uma frequência de 20 kHz com uma densidade de fluxo de 0,2 T.

O *silicon steel* apresenta uma elevada densidade de fluxo de saturação e uma elevada permeabilidade, contudo as perdas deste material quando exposto a elevadas frequências de operação não são aceitáveis para aplicações de alta frequência [10].

Apesar de as perdas num núcleo magnético de ferrite serem moderadas e o custo deste ser reduzido, os núcleos magnéticos de ferrite não são escolhas habituais para um SST, devido a sua baixa densidade de fluxo de saturação, o que resulta em núcleos magnéticos de grandes dimensões, não permitindo a obtenção de SST compactos [10].

O núcleo magnético de *nanocrystalline* é o melhor candidato, de entre os apresentados, satisfazendo os requisitos de densidade de potência e eficiência. Por um lado, a densidade de fluxo deste material é mais alta que a da ferrite, por outro lado, as perdas no núcleo são as mais baixas, prometendo uma alta eficiência e garantindo a melhor densidade de potência, de entre os materiais em comparação. Contudo este material magnético apresenta um elevado custo monetário, o que poderá inviabilizar o projeto [10], [9].

O material magnético *amorphous alloy* apresenta um bom equilíbrio, de entre os materiais apresentados, adicionando o facto de o custo deste material ser inferior ao *nanocrystalline*. Contudo as perdas neste material aumentam drasticamente com o aumento da frequência, para valores superiores às dezenas kHz, sendo que estas só poderão ser controladas através da redução da densidade de fluxo, o que se irá traduzir num aumento do volume do núcleo [10].

De forma genérica, as perdas do núcleo do transformador dependem do material que compõe o núcleo magnético do transformador, a frequência de funcionamento e a densidade de fluxo. Por consequência, são também estes fatores que iram definir o volume do transformador [21].

Por forma a minimizar as perdas do núcleo magnético, este não é constituído por um bloco uniforme, mas sim por várias lâminas finas do material magnético escolhido para aplicação. A espessura destas lâminas pode variar entre 0,35 mm até 0,60 mm. Uma ligeira camada de verniz é aplicada a ambos os lados da laminação por forma a providenciar elevada resistência entre lâminas [14].

Na *Figura 12* encontra-se descrito a curva característica de magnetização de um núcleo magnético. Partindo de um núcleo magnético totalmente desmagnetizado e incrementando de forma gradual a intensidade campo magnético, H , a curva de magnetização B-H será a descrita na *Figura 12* pela forma de onda (1), até atingir a intensidade de fluxo de saturação de campo magnético, B_{sat} [22].

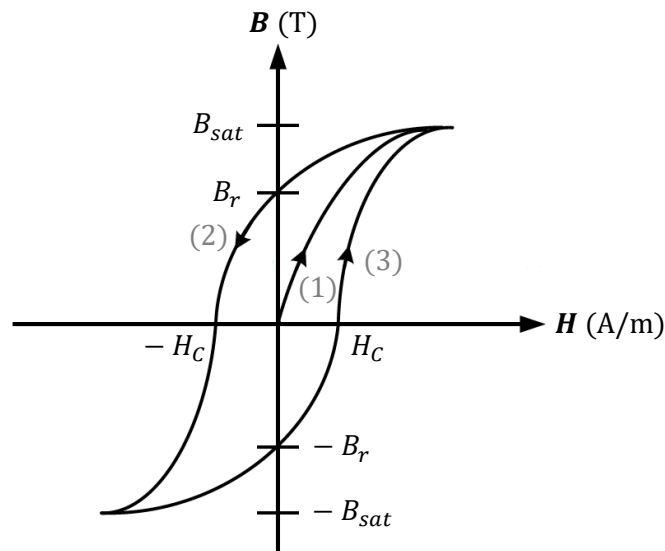


Figura 12 – Curva de Magnetização B-H (Adaptado de [22]).

A redução da intensidade do campo magnético, H , levará a intensidade do fluxo magnético a descrever a evolução descrita na *Figura 12* pela forma de onda (2). A este fenómeno é denominado de histerese.

Quando a intensidade do campo magnético, H , for forçado assumir um valor nulo, verifica-se a existência de uma densidade de fluxo residual no material magnético. A esta magnitude da densidade

de fluxo é denominado de magnetização remanescente, B_r . De modo que o material magnético retorne a uma densidade de fluxo nula, será necessário a aplicação de uma dada intensidade de campo magnético negativo, denominada de campo coercivo $-H_C$. Outras diminuições da intensidade do campo magnético, H , irão eventualmente, causar a saturação do material magnético, $-B_{sat}$, e a aplicação de um campo coercivo positivo, H_C , será necessário para que o material atinja de novo um estado em que o fluxo magnético seja nulo [22].

Aumentar a intensidade do campo magnético, H , irá levar o fluxo do campo magnético a descrever a evolução representada na *Figura 12* pela forma de onda (3). Formando assim a trajetória da histerese completa [22].

2.3 Conversores de Potência

2.3.1 Semicondutores de Potência

Nas últimas décadas os semicondutores de potência de comutação mais utilizados na indústria foram os de Silício (Si), tipicamente IGBT de 1200V, com evoluções e melhorias expressivas no seu funcionamento com o decorrer dos anos, oferecendo baixas quedas de tensão e frequências de operação entre 5 a 10 kHz. No entanto a aplicação de semicondutores de Silício em indústrias que exijam altos níveis de potência encontra-se bastante limitada, por exemplo, IGBT de Silício para tensões de operação superiores a 3,2 kV, encontram-se limitados a frequências de comutação inferiores a 1 kHz. Assim a utilização destes em conversores de alta potência irá levar a conversores de grandes dimensões, elevado peso, exigência de sistemas complexos de arrefecimento e elevados custos. Adicionando a limitação de frequência de operação, torna a aplicação destes semicondutores em transformadores de estado sólido bastante limitada [23], [24].

Em alternativa dispositivos de *Wide Band Gap* (WBG), baseados em *Gallium Nitride* (GaN) e *Silicon Carbide* (SiC) são tecnologias promissoras, comercialmente disponíveis para níveis de tensão superiores a 650 V e 1700 V respetivamente. No entanto os dispositivos SiC também prometem assegurar alto desempenho em níveis de tensão mais altos, disponibilizando semicondutores com a capacidade de operação com tensões de 3,3 kV a 15,0 kV, assegurando tempos de comutação baixos, baixas perdas de comutação e elevadas tensões de bloqueio. A possibilidade de HV SiC comutarem em frequências superiores a 10 kHz, permite retirar maior partido dos benefícios dos SST, nomeadamente o aumento da densidade de potência, reduzir o volume e peso dos transformadores de alta frequência [23], [24].

Pelas razões enunciadas anteriormente, para a aplicação em transformadores de estado sólido, destaca-se os semicondutores de potência SiC IGBT e SiC MOSFET [23].

Outra desvantagem dos semicondutores baseados em Silício é que para estes operarem com tensões semelhantes as suportadas pelos semicondutores baseados em *Gallium Nitride* e *Silicon Carbide*, será necessário associações série e paralelo de semicondutores, as quais poderão ser relativamente complexas e dispendiosas [23].

A Figura 13 ilustra a posição relativa que os semicondutores baseados em Gallium Nitride e Silicon Carbide ocupam relativamente à frequência/potência suportada.

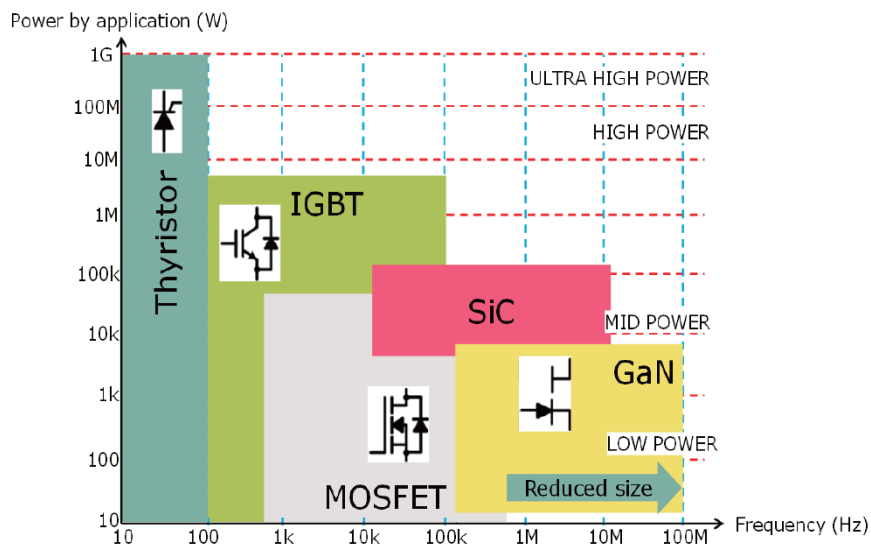


Figura 13 – Semicondutores de Potência: Relação Potência/Frequência (Adaptado de [24]).

2.3.2 Dual Active Bridge

Na *Figura 14* encontra-se representando um *Dual Active Bridge* (DAB) bidirecional, o qual é composto por duas pontes monofásicas, ligadas entre si através de uma impedância e um transformador de alta frequência. Se o fluxo de energia for do primário para o secundário, a primeira ponte opera em modo ondulator e a segunda ponte opera em modo retificador. No caso de o fluxo de energia ser do secundário para o primário, a primeira ponte opera como retificador e a segunda ponte como ondulator. Está topologia é uma escolha relativamente habitual para aplicações que requerem bidirecionalidade de energia e isolamento galvânico [25]. Permitindo a utilização de transformadores de alta frequência, independentemente da frequência em que opere o restante sistema, conforme descrito no *Tópico 2.1 - Transformador de Estado Sólido*.

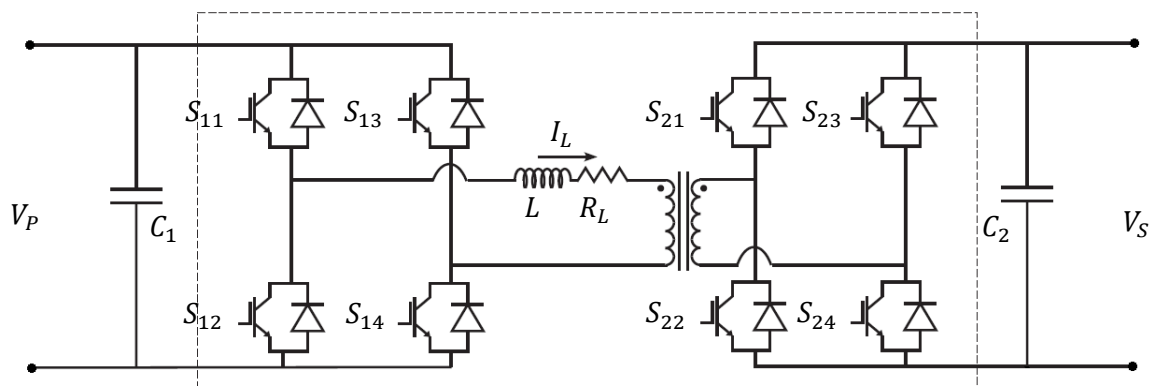


Figura 14 – Dual Active Bridge: Conversor DC-DC (Adaptado de [25]).

Cada semicondutor de potência é representado genericamente por S_{xx} , na realidade é constituído por um semicondutor de potência, T_{xx} , com um diodo em antiparalelo, D_{xx} .

Os semicondutores de potência são comandados com um fator de ciclo de 50%, impondo aos terminais do primário do transformador de alta frequência uma onda quadrada de alta frequência. O controlo do fluxo de energia é efetuado através do comando dos semicondutores de ambas as pontes, controlando o ângulo de defasamento, ϕ , entre as tensões do primário e do secundário [26], [27].

Apesar da relativa complexidade da modulação do esquema de controlo, o DAB atrai cada vez mais atenção devido aos esquemas de controlo emergentes. De um modo simplificado existem três tipos de modulação que podem ser aplicadas ao DAB, nomeadamente modulação Retangular, Trapezoidal e Triangular. Cada uma destas modulações irá apresentar evoluções temporais da forma de onda de tensão e corrente diferentes e padrões de comutação dos semicondutores diferentes [28]. De seguida é descrito as principais características de cada tipo de modulação.

Modulação Retangular

É um método clássico de controlo da tensão do conversor DC-DC, de fácil implementação e apresenta um excelente desempenho de controlo, no entanto apresenta uma baixa eficiência [29].

Neste esquema de modulação, os semicondutores de potência são comandados de forma que a tensão aos terminais do transformador, V_P e V_S , apresenta uma evolução temporal quadrada com dois níveis de tensão e um fator de ciclo de 50% [28]. Existindo, no entanto, um ângulo de desfasamento entre a tensão do primário e a tensão do secundário, definido por ϕ , sendo este responsável pelo controlo do fluxo de potência [29].

Se a tensão V_S se encontrar em avanço relativamente à tensão V_P a energia irá fluir do primário para o secundário do transformador. No caso contrário, V_S se encontrar em atraso relativamente à tensão V_P , a energia irá fluir do secundário para o primário do transformador. A máxima capacidade de transferência no DAB, com modulação retangular ocorre para um ângulo de desfasamento de 90° [28].

Na *Figura 15* encontra-se representado um exemplo de modulação retangular.

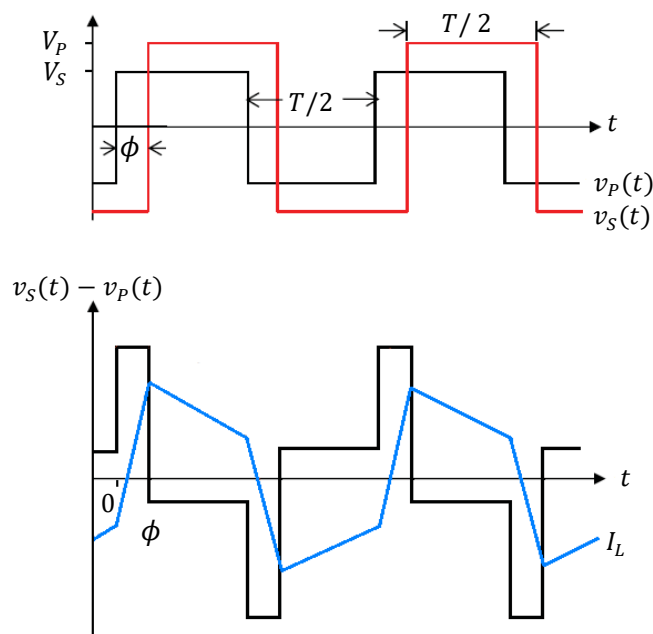


Figura 15 – Modelação Retangular Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: V_P , V_S e I_L (Adaptado de [28]).

Nesta modulação, a colocação de um semiconductor á condução ocorre quando o díodo em antiparalelo se encontra a condução, garantindo assim que o semiconductor de potência assume naturalmente a carga enquanto ocorre a passagem do díodo ao corte. Fazendo com que as perdas associadas a colocação á condução do semiconductor de potência sejam quase nulas [28].

No momento de passagem ao corte do semiconductor de potência, a corrente irá carregar o condensador do *snubber* do outro semiconductor localizado no mesmo braço, provocando um incremento

da tensão aos terminais do condensador de uma forma ressonante. No caso de o incremento da tensão ser reduzido, poderá ser interpretado como uma comutação com valor de tensão nula (ZVS), apesar de na verdade esta condição não se dever a uma comutação do semiconductor de potência num instante em que a tensão é nula [28].

Com a modulação retangular, a eficiência do sistema deteriora-se acentuadamente quando a relação de transformação do transformador de alta frequência afasta-se da unidade [28].

Modulação Trapezoidal

A modulação trapezoidal, face à modelização retangular, pode ser utilizada para diminuir as perdas de comutação no momento da passagem ao corte. Efetuando a comparação entre estas, a modulação trapezoidal, apresenta adicionalmente um nível de tensão nulo, na qual V_P e V_S apresentam em simultâneo um valor nulo de tensão, por conseqüente, nestes períodos temporais a corrente também irá apresentar um valor nulo, representado na *Figura 16* como δ_{blank} . Situação que permite a ocorrência de uma comutação com valor de corrente nula (ZCS) no momento de passagem ao corte dos semicondutores de potência [28].

No entanto a adição de períodos temporais em que a tensão aos terminais do transformador é nula, irá conduzir a que na modulação trapezoidal os semicondutores e o transformador de alta frequência tenham de suportar à condução um valor eficaz de corrente superior, quando comparado com a modulação retangular e para a mesma carga. Situação que origina a um incremento das perdas à condução, especialmente quando a relação de transformação afasta-se da unidade [28].

Na *Figura 16* encontra-se representado um exemplo de modulação trapezoidal.

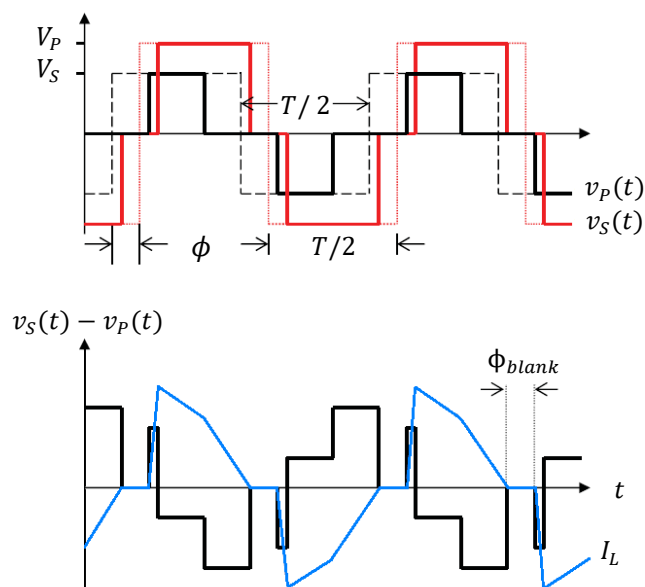


Figura 16 – Modelação Triangular Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: V_P , V_S e I_L (Adaptado de [28]).

Modulação Triangular

A modulação triangular é na verdade um caso particular da modulação trapezoidal, em que existe sobreposição da evolução temporal da tensão do primário e do secundário numa das arestas, de acordo com a *Figura 17*, a onde se encontra representado um exemplo de modulação trapezoidal.

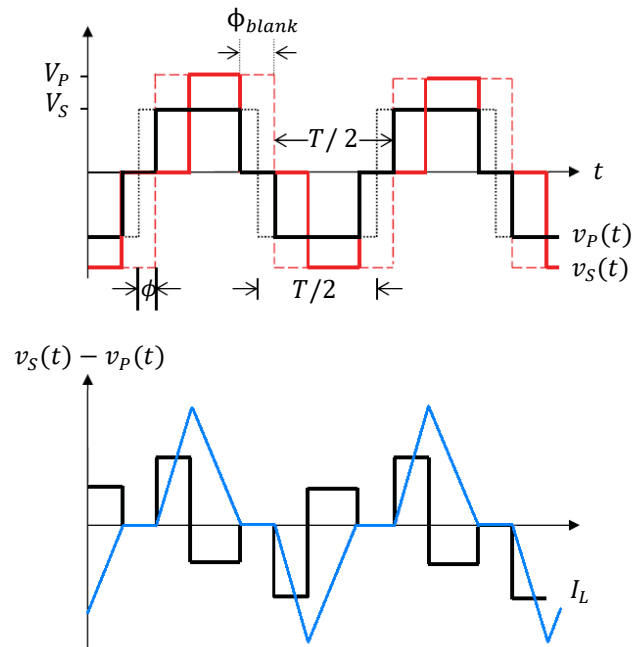


Figura 17 – Modelação Trapezoidal Evolução Temporal: Tensão e Corrente no Transformador: V_p , V_s e I_L (Adaptado de [28]).

Esta técnica de modulação conduz a que a evolução temporal da corrente no transformador assumira uma evolução triangular. Comparativamente a modulação trapezoidal a modulação triangular permite a comutação de um maior número de semicondutores nas condições ZVS e ZCS. No entanto para manter a evolução temporal da corrente triangular, a modulação triangular têm uma potência máxima transferida igual a potência mínima transferida para a modulação trapezoidal, de acordo com a *Tabela 3* [28].

Na *Tabela 3* encontra-se resumido as principais características das três modulações descritas anteriormente, nos parâmetros: potência máxima e mínima, número de comutações em condições ZVS e/ou ZCS, valor da corrente eficaz que irá percorrer os semicondutores e o transformador, para a mesma carga e complexidade de controlo.

Tabela 3 – Resumo das Três Modulações (Adaptado [28]).

	Modulação Retangular	Modulação Trapezoidal	Modulação Triangular
P_{max}	$\frac{\pi V_P V_S}{8 f L_l k}$	$\frac{V_P^2 V_S^2 (1 - 2 \Phi_{blank} f)^2}{4 L_l f (k^2 V_P^2 + k V_P V_S + V_S^2)}$	$\frac{V_P^2 (1 - 2 \Phi_{blank} f)^2 (V_S - k V_P)}{4 L_l V_S f}$
P_{min}	0	$\frac{V_P^2 (1 - 2 \Phi_{blank} f)^2 (V_S - k V_P)}{4 L_l V_S f}$	0
Número de ZVS e/ou ZCS	8	12	14
Corrente Eficaz para a Mesma Carga	Baixo	Médio	Alto
Complexidade do Controlo	Baixo	Médio	Alto

3 Modelização do Sistema de Conversão

A modelização do sistema de conversão é composta, de um modo geral, pela modelização do transformador, modelização do conversor e o respetivo esquema de controlo deste.

Tendo como objetivo a determinação dos parâmetros dos conversores e a respetiva otimização deste, partindo apenas das especificações nominais pretendidas para o conjunto (potência, tensão, frequência de operação e temperatura de operação), impõe-se um conjunto de objetivos aos quais é necessário dar resposta. Concretamente, os objetivos de maior relevância, na modelização são os seguintes:

- Transformador: dimensão do núcleo magnético, otimização da densidade de fluxo, dimensionamento dos condutores que compõem/constituem os enrolamentos, estimativa da indutância de fuga e o valor das perdas;
- Conversor: técnica utilizada para a geração dos sinais de comando, integração entre os modelos (DAB e o transformador de alta frequência) e otimização destes;
- Controlo: modo de controlo e respetivas variáveis a controlar, obtenção da função de transferência, implementação da técnica de controlo e dimensionamento dos ganhos do controlador;

De seguida é feito a exposição de uma forma aprofundada para cada um dos tópicos enumerados anteriormente, com especial ênfase no dimensionamento do transformador de alta frequência.

3.1 Modelização do Transformador

De forma introdutória serão expostos alguns conceitos gerais necessários para análise da metodologia de projeto de um transformador, de uma forma não exaustiva. Na *Figura 18* encontra-se representado um possível esboço de um transformador, com alguns dos seus parâmetros representados.

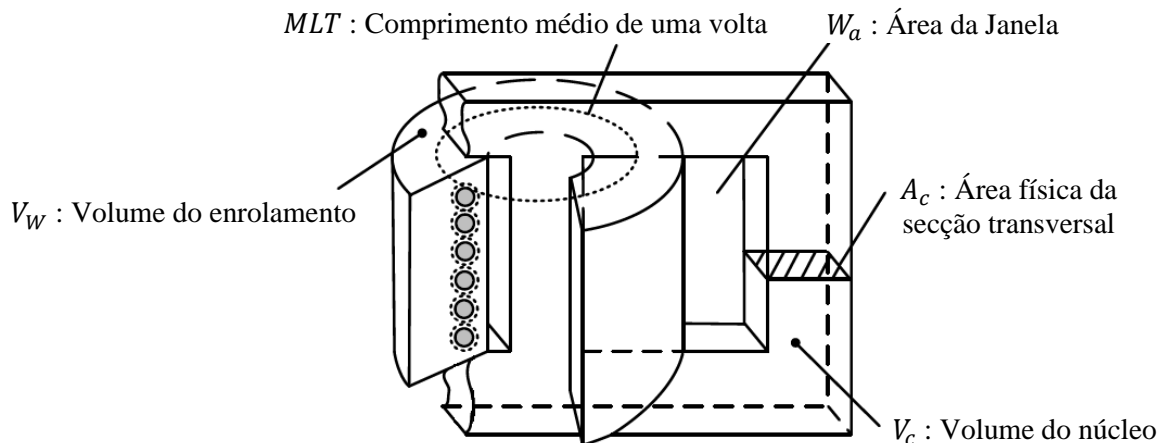


Figura 18 – Esboço do Transformador com Representação de Alguns Parâmetros (Adaptado de [22]).

A lei de *Faraday* relaciona a tensão (v) imposta aos terminais de um enrolamento, com a variação da densidade de fluxo (B), descrito em [22], é dado pela *Equação (2)*.

$$v = N \frac{d\phi}{dt} = N A_m \frac{dB}{dt} \quad (2)$$

Onde N é o número de espiras que perfazem o enrolamento e A_m , área de secção transversal efetiva do núcleo magnético, a qual poderá assumir um valor inferior a área física da secção transversal do núcleo magnético (A_c), dependendo das características do núcleo magnético.

Estas duas áreas A_m e A_c podem ser relacionadas através de um fator denominado de *stacking factor*, k_f , através da *Equação (3)*, tipicamente para núcleos magnéticos laminados $k_f = 0,95$ [22].

$$A_m = k_f A_c \quad (3)$$

O valor médio da tensão aplicada durante um dado intervalo de tempo (τ) é dado desde o ponto em que a densidade de fluxo é nula até ao ponto em que está atinge o seu valor máximo (B_{max}). O valor médio pode ser dado pelo integral representado na *Equação (4)*, descrita em [22].

$$\bar{v} = \frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v(t) dt = \frac{1}{\tau} N A_m B_{max} \quad (4)$$

O valor eficaz da tensão aplicada aos terminais do enrolamento pode ser relacionado com o valor médio da tensão através de um fator de forma, k_{forma} , representada na *Equação (5)* e descrita em [22].

$$V_{rms} = k_{forma} \bar{v} \quad (5)$$

Relacionando as *Equações (4)* e *(5)* obtêm-se que a tensão eficaz é descrita pela *Equação (6)*.

$$V_{rms} = \frac{k_{forma}}{\tau f} f N B_{max} A_m \leftrightarrow V_{rms} = K_v f N B_{max} A_m \quad (6)$$

Em que K_v é denominado de fator de onda e é descrito pela *Equação (7)*, usualmente para uma onda sinusoidal assume o valor de 4,44 e para uma onda quadrada assume o valor de 4,00. O parâmetro f representa a frequência de operação [22].

$$K_v = \frac{k_{forma}}{\tau f} \quad (7)$$

A equação da potência aparente é dada pelo produto entre tensão e corrente de cada enrolamento do transformador. Assumindo que o transformador possui n enrolamentos, a potência deste será dada pelo produto entre a tensão eficaz, dada pela *Equação (6)* e o somatório dos produtos entre o número de espiras de cada enrolamento (N_i) e a respetiva corrente que o percorre cada enrolamento I_i . Traduzindo-se na *Equação (8)*, descrita em [22].

$$\sum VA = K_v f B_{max} A_m \sum_{i=1}^n N_i I_i \quad (8)$$

No entanto também é possível escrever a equação da potência aparente através do fator de utilização da janela (k_u), *stacking factor* (k_f) e o parâmetro A_p , que representa o produto entre a área da janela (W_a) e a área física da secção transversal do núcleo (A_c). Considerando que todos os enrolamentos apresentam a mesma densidade de corrente (J_o), obtêm-se a *Equação (9)*, descrita em [22].

$$\sum VA = K_v f B_{max} J_o k_f k_u A_p \quad (9)$$

A equação que descreve o fator de utilização da janela (k_u) têm em consideração o efeito pelicular e o efeito de proximidade, sendo descrita pela *Equação (10)*.

$$k_u = \frac{k_b}{k_s k_x} \quad (10)$$

Em que k_b é dado pelo quociente entre a área do condutor elétrico (W_c) e a área da janela (W_a), k_s descreve o efeito pelicular e k_x descreve o efeito de proximidade. Usualmente estes parâmetros assumem os seguintes valores $k_b = 0,7$, $k_s = 1,3$, $k_x = 1,3$ e, portanto $k_u = 0,4$ [22].

Nos subtópicos seguintes é feita uma análise com maior pormenor aos principais pontos da modelização do transformador.

3.1.1 Otimização da Densidade de Fluxo

O desenvolvimento teórico para a determinação da equação que permite o cálculo da densidade de fluxo ótimo, está descrito em [22], apresentando-se nos parágrafos seguintes os principais resultados.

Na *Figura 19* encontra-se representado um gráfico que relaciona as perdas no cobre (P_{cu}), as perdas no ferro (P_{fe}) e a soma destas (P) em função da densidade de fluxo. Por análise deste é possível verificar que a densidade de fluxo ótima (B_{opt}), corresponde ao ponto em que a soma das perdas no cobre mais as perdas no ferro assumem o valor mínimo, representando na figura com o ponto “A”.

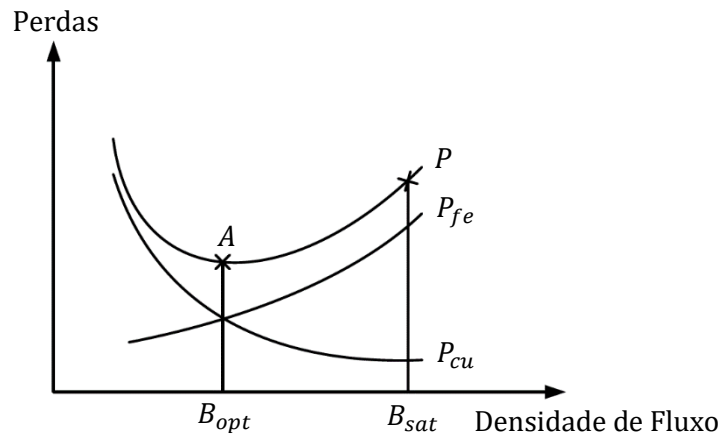


Figura 19 - Perdas vs Densidade de Fluxo: Enrolamentos e Núcleo com $B_{sat} > B_{opt}$ [22]

Por forma a determinar o valor de densidade de fluxo ótimo é necessário primeiramente conhecer as equações que caracterizam cada uma das perdas.

As perdas no cobre, descritas em [22], são dadas pela *Equação (11)*.

$$P_{cu} = \rho_w V_w k_u \left(\frac{\sum VA}{K_v f B_{max} k_f k_u A_p} \right)^2 \quad (11)$$

Por forma a simplificar futuras equações matemáticas, será considerado a *Equação (12)*, em que o parâmetro “a” é dado pela *Equação (13)*. Evidenciando que as perdas no cobre são inversamente proporcionais ao quadrado da frequência e ao quadrado da densidade de fluxo máxima.

$$P_{cu} = \frac{a}{f^2 B_{max}^2} \quad (12) \quad a = \left(\frac{\sum VA}{K_v k_f k_u A_p} \right)^2 \quad (13)$$

As perdas no núcleo magnético, de acordo com a equação de *Steinmetz*, descritas em [22], são dadas pela *Equação (14)*.

$$P_{fe} = V_c K_c f^\alpha B_{max}^\beta \quad (14)$$

Por forma a simplificar futuras equações matemáticas, será considerado a *Equação (15)*, em que o parâmetro “*b*” é dado pela *Equação (16)*.

$$P_{fe} = b f^\alpha B_{max}^\beta \quad (15) \quad b = V_c K_c \quad (16)$$

Obtendo assim que as perdas totais são calculadas com a *Equação (17)*.

$$P = \frac{a}{f^2 B_{max}^2} + b f^\alpha B_{max}^\beta \quad (17)$$

Por análise da *Equação (14)*, verifica-se que as perdas no ferro dependem da frequência elevada a α (constante que depende do material que constitui o núcleo magnético), sendo está a principal limitação quando se pretende aumentar a frequência de operação do transformador de alta frequência.

O valor mínimo de potência dissipada, para qualquer valor de frequência de operação, é obtido pela derivada parcial da *Equação (17)* em ordem à densidade de fluxo máxima (B_{max}), igualando esta a zero, obtendo a equação descrita na *Equação (18)* [22].

$$\frac{\partial P}{\partial B_{max}} = -\frac{2a}{f^2 B_{max}^3} + \beta b f^\alpha B_{max}^{\beta-1} = 0 \quad (18)$$

Particularizando, o valor mínimo de potência dissipada para uma frequência fixa, descrito em [22], é dado pela *Equação (19)*.

$$P_{cu} = \frac{\beta}{2} P_{fe} \quad (19)$$

Assumindo que $\beta = 2$ e recorrendo a *Equação (19)*, as perdas no cobre serão iguais as perdas no núcleo e representam metade do total das perdas, tal como representando na *Figura 19*, com o ponto “A”, ponto que corresponde a densidade de fluxo ótima.

A combinação das perdas nos enrolamentos e no núcleo magnético devem ser dissipadas através da superfície do transformador. A transferência de calor no transformador é dominada pela condução, no núcleo e enrolamentos e pela convecção na superfície do transformador. A equação de Newton que descreve a transferência de calor, relaciona o fluxo de calor por uma dada variação de temperatura (ΔT), na área de superfície do enrolamento (A_t) e o coeficiente de transferência de calor (h_c), sendo representada pela *Equação (20)* [22].

$$Q = h_c A_t \Delta T \quad (20)$$

Onde Q , representa o total de perdas, isto é, a combinação das perdas nos enrolamentos e no núcleo [22]. Extrapolando a *Equação (20)*, as perdas totais podem ser descritas pela *Equação (21)*.

$$P = P_{cu} + P_{fe} = h_c A_t \Delta T \quad (21)$$

A *Equação (22)*, apesar do seu formato bastante incomum, foi projetada para permitir a obtenção da densidade de fluxo ótima, como descrito em [22].

$$\frac{\left(\frac{P}{2}\right)^{\frac{2}{3}}}{(P_{cu})^{\frac{1}{12}} (P_{fe})^{\frac{7}{12}}} = 1 \quad (22)$$

Substituindo “P” pela *Equação (21)*, “P_{cu}” pela *Equação (11)*, “P_{fe}” pela *Equação (14)* e incorporando a análise dimensional efetuada entre as *Equações (70) a (72)* é possível obter a *Equação (23)*.

$$\frac{\left(\frac{h_c k_a A_p^2 \Delta T}{2}\right)^{\frac{2}{3}}}{\left[\rho_w k_w A_p^{\frac{3}{4}} k_u \left(\frac{\sum VA}{K_v f B_{opt} k_f k_u A_p}\right)^2\right]^{\frac{1}{12}} \left(k_c A_p^{\frac{3}{4}} K_c f^\alpha B_{opt}^2\right)^{\frac{7}{12}}} = 1 \quad (23)$$

Simplificando a *Equação (23)* e reescrevendo em função da densidade de fluxo ótima é possível obter a *Equação (24)*.

$$B_{opt} = \frac{(h_c k_a \Delta T)^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} (\rho_w k_w k_u)^{\frac{1}{12}} (k_c K_c f^\alpha)^{\frac{7}{12}}} \left(\frac{K_v f k_f k_u}{\sum VA}\right)^{\frac{1}{6}} \quad (24)$$

Após a obtenção do valor da densidade de fluxo ótima (B_{opt}), dado pela *Equação (24)*, é necessário verificar se este valor é inferior ao valor da densidade de fluxo de saturação (B_{sat}) [22]:

- Se $B_{sat} > B_{opt}$ o valor obtido pela *Equação (24)* poderá ser assumido como sendo o valor da densidade de fluxo ótimo, recorrendo a este para o dimensionamento do restante projeto;
- Se $B_{sat} < B_{opt}$ o valor obtido pela *Equação (24)* não poderá ser assumido como sendo o valor da densidade de fluxo ótimo, pois a operação do transformador com uma densidade de fluxo superior à sua densidade de saturação (B_{sat}) irá levar a saturação do mesmo, inviabilizando totalmente a operação do transformador. Tal situação encontra-se representada na *Figura 20*, deste modo será necessário considerar que o valor máximo da densidade de fluxo será igual ao valor da densidade de saturação. Esta situação irá afetar essencialmente as dimensões do núcleo magnético, tema abordado no *Tópico 3.1.2*.

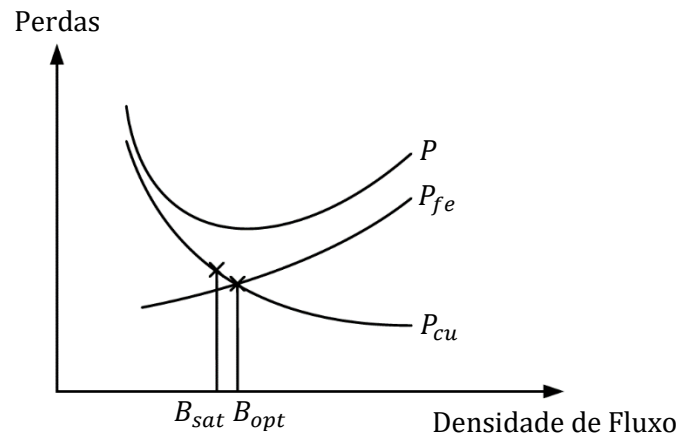


Figura 20 – Perdas vs Densidade de Fluxo: Enrolamentos e Núcleo com $B_{opt} > B_{sat}$ [22].

Recordando a importância da existência de uma margem de erro entre o valor da densidade de fluxo de operação do transformador e a sua densidade de saturação, por forma a salvaguardar possíveis erros de cálculo.

3.1.2 Dimensão do Núcleo

Para as condições de densidade de fluxo ótimas obtidas no *Tópico 3.1.1*, a dimensão do núcleo é selecionada pelo parâmetro A_p , o qual representa o produto entre a área física da secção do transformador e área da janela do transformador, ver *Figura 18*. A obtenção deste parâmetro é descrita seguidamente, efetuando a distinção das situações em que a densidade de fluxo ótima (B_{opt}) é inferior e superior a densidade de saturação (B_{sat}).

Sendo este o parâmetro utilizado para efetuar a escolha do núcleo magnético a utilizar no projeto, a quando a consulta dos núcleos magnéticos disponibilizados pelos fabricantes.

3.1.2.1 Determinação do Parâmetro A_p : Na Situação em que $B_{sat} > B_{opt}$

Tal como exposto no *Tópico 3.1.1*, a densidade de fluxo ótimo ocorre quando as perdas do cobre são iguais as perdas no ferro, deste modo, é possível afirmar que as perdas totais também poderão ser dadas pelo dobro das perdas no cobre. Tendo este pressuposto como base, de seguida será exposto o método de obtenção do parâmetro A_p , com base no desenvolvimento teórico exposto no *Tópico 3.1.1* e em [22].

Considerando a *Equação (11)*, a qual representa as perdas no cobre e a *Equação (9)*, que representa a equação da potência aparente é possível simplificar a equação que representa as perdas no cobre, obtendo a *Equação (25)*.

$$P_{cu} = \rho_w V_w k_u J_o^2 \quad (25)$$

Rescrevendo a *Equação (19)* em ordem as perdas no núcleo, obtém-se a *Equação (26)*.

$$P_{Fe} = \frac{2 P_{cu}}{\beta} \quad (26)$$

A partir da *Equação (21)* e com auxílio das *Equação (26)* é possível obter a *Equação (27)*.

$$P_{cu} + P_{fe} = h_c A_t \Delta T \leftrightarrow \left(\frac{\beta + 2}{\beta} \right) P_{cu} = h_c A_t \Delta T \quad (27)$$

Considerando $\beta = 2$, ou seja, considerando que as perdas no núcleo apresentam o mesmo valor que as perdas no cobre e tendo em consideração a *Equação (25)*, é possível obter a *Equação (28)*.

$$2 \rho_w V_w k_u J_o^2 = h_c A_t \Delta T \quad (28)$$

Reescrevendo a *Equação (28)* em função da densidade de corrente J_o e substituindo este termo na *Equação (9)*, obtém-se a *Equação (29)*.

$$\sum VA = K_v f B_{opt} \sqrt{\frac{h_c A_t \Delta T}{2 \rho_w V_w k_u}} k_f k_u A_p \quad (29)$$

Reescrevendo a *Equação (29)* em função do parâmetro A_p e simplificando esta através das *Equações (70)* e *(72)*, é possível obter a *Equação (30)*.

$$A_p = \left(\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_{opt} k_f \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \sqrt{k_u \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} \quad (30)$$

Na bibliografia a equação anterior, *Equação (30)*, é frequentemente simplificada com recurso a uma variável designada de K_t , obtendo-se a *Equação (31)*. Sendo esta variável K_t descrita pela *Equação (32)*.

$$A_p = \left(\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_{opt} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} \quad (31) \quad K_t = \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \quad (32)$$

3.1.2.2 Determinação do Parâmetro A_p : Na Situação em que $B_{sat} < B_{opt}$

A determinação inicial do valor do parâmetro A_p , representada no *Tópico 3.1.2.1*, foi determinada assumindo que o total das perdas era igual a duas vezes as perdas no cobre, situação que não se verifica na situação em que a densidade de fluxo ótimo é superior á densidade de saturação. Tal como é possível verificar, por análise do exemplo representado na *Figura 20*, as perdas no cobre são superiores as perdas no ferro [22].

Deste modo, assumir que as perdas totais corresponderam ao dobro das perdas verificadas no cobre, irá conduzir a um sobredimensionamento do núcleo magnético. Por forma a evitar este sobredimensionamento, as perdas totais terão de ser calculadas pela soma das perdas no cobre mais as perdas no ferro. Sendo de seguida exposto a obtenção do parâmetro A_p .

A equação determinada anteriormente para A_p , representado na *Equação (31)*, mantêm-se válida, com uma única diferença, em substituição de considerar a densidade de fluxo ótimo (B_{opt}) será considerado a densidade de saturação (B_{sat}) [22]. Sendo o parâmetro A_{p1} descrito pela *Equação (33)*.

$$A_{p1} = \left(\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_{sat} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} \quad (33)$$

Considerando a equação das perdas no cobre, *Equação (25)*, a equação que representa as perdas no ferro, *Equação (14)*, e a partir da equação que interliga as perdas no cobre, as perdas no ferro e as perdas térmica, *Equação (21)*, é possível escrever a igualdade escrita na *Equação (34)*.

$$\rho_w V_w k_u J_o^2 + V_c K_c f^\alpha B_{sat}^\beta = h_c A_t \Delta T \quad (34)$$

Reescrevendo a *Equação (9)* e a *Equação (34)* em função da densidade de corrente, J_o , e igualando-as, obtém-se a *Equação (35)*.

$$\left(\frac{\Sigma VA}{K_v f B_{max} J_o k_f k_u A_p} \right)^2 = \frac{h_c A_t \Delta T}{\rho_w V_w k_u} - \frac{V_c K_c f^\alpha B_{sat}^\beta}{\rho_w V_w k_u} \quad (35)$$

Com recurso a análise dimensional, nomeadamente as *Equações (70)* a *(72)*, é possível reescrever a *Equação (35)* em função do parâmetro A_p , obtendo a *Equação (36)*.

$$\frac{k_c K_c f^\alpha B_{max}^\beta}{\rho_w k_w k_u} - \frac{h_c k_a \Delta T}{\rho_w k_w k_u} A_p^{\frac{1}{4}} + \left(\frac{\Sigma VA}{K_v f B_{sat} J_o k_f k_u} \right)^2 \frac{1}{A_p^2} = 0 \quad (36)$$

Simplificando a *Equação (36)* através da multiplicação de todos os termos por A_p^2 e das simplificações consideradas nas *Equações (37)* a *(39)* é possível obter a função que descreve o parâmetro A_p , representada na *Equação (40)*.

$$a_0 = \frac{k_c K_c f^\alpha B_{max}^\beta}{\rho_w V_w k_u} \quad (37) \quad a_1 = \frac{h_c k_a \Delta T}{\rho_w k_w k_u} \quad (38) \quad a_2 = \left(\frac{\Sigma VA}{K_v f B_{sat} k_f k_u} \right)^2 \quad (39)$$

$$f(A_p) = a_0 A_p^2 - a_1 A_p^{\frac{7}{4}} + a_2 \quad (40)$$

Por forma a obter o parâmetro A_p será necessário determinar os zeros da *Equação (40)*, com utilização de um processo de solução numérica, é possível recorrer ao método de *Newton Raphson*, descrito em [22] e representado na *Equação (41)*.

$$A_{p_{i+1}} = A_{p_i} - \frac{f(A_{p_i})}{f'(A_{p_i})} = A_{p_i} - \frac{a_0 A_{p_i}^2 - a_1 A_{p_i}^{\frac{7}{4}} + a_2}{2 a_0 A_{p_i} - \frac{7}{4} a_1 A_{p_i}^{\frac{3}{4}}} \quad (41)$$

Sendo o parâmetro A_{p_i} dado pela *Equação (33)*, e uma iteração deverá ser o suficiente.

3.1.3 Dimensionamentos dos Condutores

A partir do enunciado no *Tópico 3.1.2* e após conhecido o valor do parâmetro A_p é possível determinar a densidade corrente (J_o), parâmetro necessário para a seleção da secção do condutor a utilizar. A obtenção deste parâmetro é descrita de seguida, efetuando a distinção das situações em que a densidade de fluxo ótima (B_{opt}) é inferior e superior a densidade de saturação (B_{sat}).

3.1.3.1 Determinação da Densidade de Corrente: Na Situação em que $B_{sat} > B_{opt}$

Partindo do enunciado no *Tópico 3.1.2.1*, mais especificamente da *Equação (28)* é possível escrever esta em função da densidade de corrente (J_o), obtendo-se a *Equação (42)*.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c A_t \Delta T}{2 \rho_w V_w k_u}} \quad (42)$$

Simplificando a *Equação (42)* através das *Equações (32), (70) e (72)*, obtêm-se que a densidade de corrente é dada pela *Equação (43)*.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c k_a A_p^{\frac{1}{2}} \Delta T}{2 \rho_w k_w A_p^{\frac{3}{4}} k_u}} \leftrightarrow J_o = K_t \sqrt{\frac{\Delta T}{2 k_u}} \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}} \quad (43)$$

3.1.3.2 Determinação da Densidade de Corrente: Na Situação em que $B_{sat} < B_{opt}$

Partindo do enunciado no *Tópico 3.1.2.2*, mais especificamente da *Equação (34)* é possível escrever esta em função da densidade de corrente (J_o), obtendo-se a *Equação (44)*.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c A_t \Delta T - V_c K_c f^\alpha B_{sat}^\beta}{\rho_w V_w k_u}} \quad (44)$$

Simplificando a *Equação (44)* através das *Equações (70) a (72)*, obtêm-se que a densidade de corrente é descrita pela *Equação (45)*.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c k_a A_p^{\frac{1}{2}} \Delta T - V_c K_c f^\alpha B_{sat}^\beta}{\rho_w V_w k_u}} \quad (45)$$

O parâmetro V_w representa o volume do enrolamento e pode ser descrito pela *Equação (46)*, em que MLT é o comprimento médio de uma espira e W_a é a área da janela do transformador.

$$V_w = MLT W_a \quad (46)$$

O parâmetro V_c representa o volume do núcleo magnético e pode ser descrito pela Equação (47), em que l_c é o comprimento medio que o fluxo magnético descreve no núcleo magnético e A_c representa a área de secção transversal do núcleo.

$$V_c = l_c A_c \quad (47)$$

3.1.3.3 Seleção do Condutor

Considerando a utilização do condutor do tipo *Litz*, pelas razões enunciadas no Tópico 2.2.2 e efetuando uma abordagem simples para a determinação da estrutura deste, nomeadamente, o número e diâmetro dos condutores singulares e o número de agrupamentos de condutores singulares. Na Figura 21 encontram-se exposto graficamente uma representação de um condutor de *Litz* e a sua estrutura.

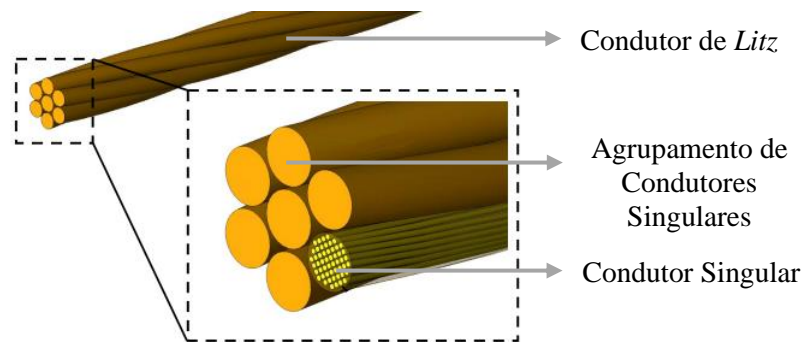


Figura 21 – Estrutura do Condutor de Litz.

O desenvolvimento teórico encontra-se descrito em [17], [30], [31] e [32], apresentando-se nos parágrafos seguintes os principais resultados.

A determinação da estrutura do condutor *Litz* poderá ser obtida através dos seguintes tópicos:

- **Efeito Pelicular:** Conhecendo a frequência de operação e a resistividade do condutor, com recurso a Equação (1) é possível determinar a profundidade do efeito pelicular;
- **Parâmetros do Enrolamento:** Os parâmetros dos enrolamentos que são necessários conhecer é o número de espiras que compõem o enrolamento em análise, N , e a altura da janela disponível para acomodar o enrolamento, H_w , devendo está altura ser medida paralelamente aos enrolamentos, tal como exposto na Figura 22 [32].

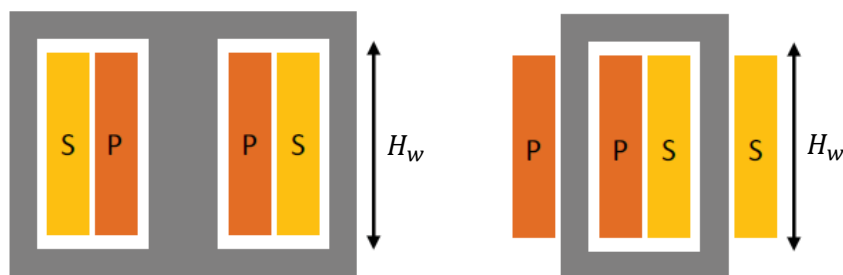


Figura 22 – Exemplo de Medição da Altura da Janela - Parâmetro “ H_w ” (Adaptado de [32]).

- Número e Diâmetro de Condutores Singulares: Para a mesma aplicação não existe apenas uma solução otimizada, a melhor solução irá depender do pretendido para o projeto em questão, que poderá ser, minimização das perdas nos enrolamentos, redução de custos, minimização da dimensão do conjunto núcleo magnético mais enrolamentos, entre outras. Soluções que requerem métodos de cálculo relativamente complexos, abordado em maior profundidade nos elementos bibliográficos [17], [30] e [33].

Por forma a dar resposta ao número e diâmetro de condutores singulares, em lugar de assumir uma abordagem puramente teórica, procedeu-se a uma abordagem prática, através da consulta das dimensões técnicas e das respetivas montagens disponibilizadas para os condutores *Litz* fornecidos pelos fabricantes *Elektrisola* e *New England Wire Technologies*. Encontrando-se no Anexo D (página 124) a disponibilização destes dados.

A escolha do número e diâmetro dos condutores singulares deverá ter em consideração a densidade de energia, determinada pela *Equação (43)* ou *(45)* consoante a situação em estudo.

Adicionalmente será necessário verificar se o número de condutores singulares escolhido possui dimensões que permitam a sua montagem na janela do transformador. De uma forma grosseira é possível efetuar este cálculo através do produto entre o número de espiras, N , pelo número de condutores escolhidos, n_e , e pela respetiva área de condução de um condutor singular, A_w . Empiricamente considera-se que esta área devesse ser igual ou inferior a 25% a 30% da área da janela do transformador, W_a [32]. Descrevendo assim a *Equação (48)*.

$$N n_e A_w \leq 0,3 W_a \quad (48)$$

Se o número de condutores singulares não cumprir a *Equação (48)*, será necessário a reformular o projeto.

- Escolha da Construção: A torção do conjunto de condutores singulares determinado anteriormente, poderá ser o suficiente para formar o condutor de *Litz*. No entanto o agrupamento de uma grande quantidade de condutores singulares poderá trazer novamente o problema do efeito pelicular, devido ao facto de a corrente tender a circular pela periferia do conjunto de condutores singulares, subutilizando o interior do conjunto de condutores singulares.

Por forma a evitar este problema, é necessário estimar o número máximo recomendado de condutores singulares a serem agrupados, sendo este valor dado

aproximadamente pela *Equação (49)*, descrito em [32], na qual d_w o diâmetro individual de um condutor singular.

$$n_{e_{max}} = 4 \frac{\delta^2}{d_w^2} \quad (49)$$

Se o número máximo recomendado de condutores singulares for superior ao número escolhido de condutores singulares, isto é, se $n_{e_{max}} \geq n_e$, o conjunto de condutores singulares poderá ser torcido junto. Obtendo um condutor *Litz* semelhante ao representado na *Figura 23*.



Figura 23 – Condutores Litz Composto por um Agrupamento Direto dos Condutores Individuais.

Se o número máximo recomendado de condutores singulares for inferior ao número escolhido de condutores singulares, isto é, se $n_e \geq n_{e_{max}}$, será necessário a aplicação de técnicas de agrupamento dos condutores singulares [32]. De uma forma simplificada, os agrupamentos de condutores singulares, podem ser descritos com recurso as seguintes etapas:

- Primeira etapa: consiste em dividir o número de condutores singulares em grupos com um número igual ou inferior a $n_{e_{max}}$, procedendo de seguida a torção individual de cada grupo;
- Segunda etapa: consiste em agrupar os grupos resultantes em novos grupos, em que os novos grupos são compostos por um número de grupos iguais ou inferior 5 e procede-se de seguida a torção deste novo grupo;
- Terceira etapa: proceder a repetição da segunda etapa até restar apenas um condutor, o qual é designado de condutor de *Litz*, semelhante ao representado na *Figura 24*;

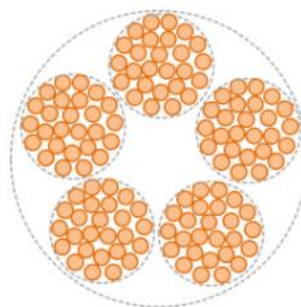


Figura 24 – Condutor Litz Composto por 5 Grupos Agrupados de Condutores Individuais.

Na escolha do condutor a utilizar, outro ponto de grande relevância a ter em consideração, é o tipo de isolamento que o compõe. Nomeadamente o tipo de material e a tensão de operação suportada.

O nível de isolamento pode ser interpretado como a distância mínima entre dois condutores a serem isolados, d_{min} , a qual poderá ser traduzida, de acordo com [25], pela *Equação (50)*.

$$d_{min} = \frac{V_{isolar}}{v E_{isolante}} \quad (50)$$

Em que V_{isolar} representa a tensão que se pretende isolar, $E_{isolante}$ representa a força do dielétrico do material isolante e v é um parâmetro que têm como finalidade a adição de uma margem de segurança ao valor da distância mínima obtida. O valor deste parâmetro irá depender do tipo de construção do condutor e do transformador, tornado relativamente complexo definir um conjunto de regras claras para a determinação deste parâmetro [31].

A distância entre os condutores poderá ser ajustada por forma a obter a indutância de fuga desejada, tendo em consideração que o valor mínimo determinado pela *Equação (50)* deverá ser sempre respeitado, na impossibilidade deverá ser reformulado o projeto [31].

Diferentes tipos de materiais isolantes poderão ser usados, um dos isolamentos mais utilizado é o isolamento do tipo seco, por ser uma solução atrativa para sistemas com elevada densidade de potência. Nesta categoria destacam-se dois mecanismos de isolamento:

- **Potted:** o ar presente entre os enrolamentos deverá ser extraído por forma a colocar estes em vaco, reduzindo assim as descargas parciais que ocorrem nos isolamentos dos condutores. Este tipo de isolamento é utilizado habitualmente em sistemas que operam com grandes variações térmicas, o que origina elevados esforços eletromecânicos sobre os enrolamentos [31];
- **HV Cable:** com recurso a condutores destinados a operar em alta tensão é possível reduzir significativamente a complexidade de isolamento. Contudo a densidade de potência do transformador é reduzida, devido a dupla camada de isolamento existente entre duas espiras consecutivas de um enrolamento [31]. Um tipo de condutor muito utilizado é o condutor de *Litz*, pelas suas vantagens de operação em elevadas frequências, tal como descrito no *Tópico 2.2.2*.

Os materiais típicos utilizados em isolamentos do tipo seco encontram-se descritos na *Tabela 4*.

Tabela 4 - Isolamento Típicos: Isolamento do Tipo Seco (Adaptado de [31]).

Tipo de Isolamento	Material	Força do Dielétrico
Potted	EPOXY	16 kV/mm
Potted	Micares	8 – 24 kV/mm
HV cable	Silicone	4 – 28 kV/mm
HV cable	PVC	9,8 – 19 kV/mm
HV cable	HDPE	19 kV/mm

3.1.4 Estimativa da Indutância de Fuga

Os conversores DC – DC usualmente requerem em série com os enrolamentos do transformador uma indutância, representada na *Figura 25* como “ L ”, de modo a atingir a condição ZVS (*Zero Voltage Switching*). Esta indutância define a capacidade de transferência de energia do sistema e, portanto, este valor deve ser cuidadosamente determinado. Frequentemente esta indutância em série é magneticamente integrada com a indutância de fuga do transformador, no entanto esta indutância também poderá ser projetada e ligada externamente em série com o enrolamento do transformador [34].

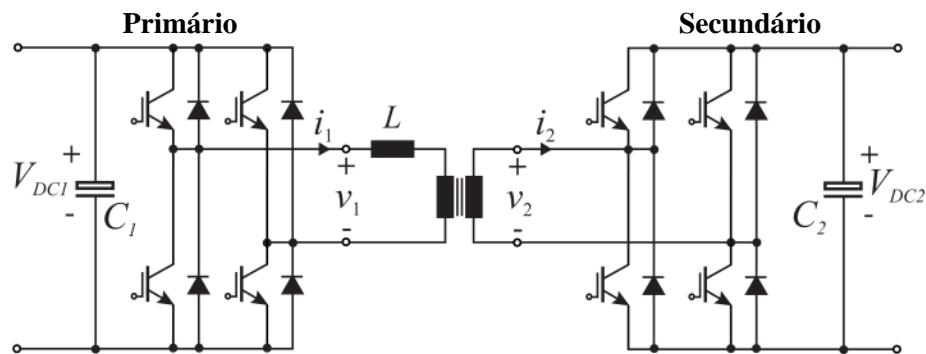


Figura 25 – Exemplo Típico de um Conversor Dual Active Bridge [34].

Para aplicações de elevada frequência e elevada potência, são necessários baixos valores de indutância, deste modo a indutância de fuga do transformador pode ser usada. O valor da indutância de fuga está diretamente relacionado com a estrutura do transformador, tais como, forma do núcleo magnético, tipo e organização dos enrolamentos, como tal a sua determinação, em alguns casos devido a sua elevada complexidade, só é possível recorrendo a utilização de *softwares* de simulação e ao método dos elementos finitos (FEM) [34].

Efetuada a análise em maior pormenor do funcionamento do transformador, por forma a determinar o valor da indutância de fuga, obtêm-se os seguintes parágrafos, os quais resumem o exposto em [22], [34] e [35].

Nem todo o fluxo magnético gerado pela corrente de excitação no primário do transformador segue o circuito magnético e concatena com o secundário do transformador, parte do fluxo irá dispersar-se e retornar pelo ar, tal como representado na seguinte na *Figura 26*.

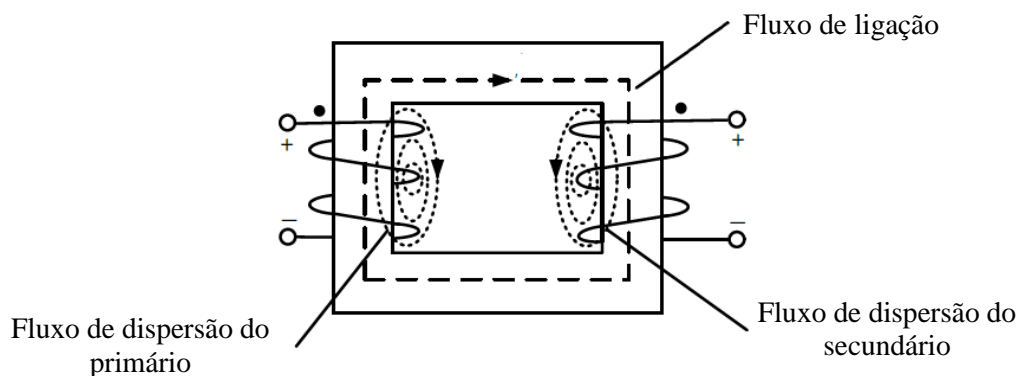


Figura 26 – Indutância de Fuga no Transformador (Adaptado de [22]).

Recorrendo ao modelo de *Dowell's*, a energia magnética contida em um enrolamento e a energia magnética contida nos restantes espaços do transformador devem ser calculadas separadamente e a combinação destas duas é que permite a obtenção da indutância de fuga total. Esta divisão deverá ser feita pelo facto de a energia magnética associada a um enrolamento depender da frequência de operação, devido ao efeito pelicular e ao efeito de proximidade, já energia magnética contida num dado espaço físico não depende da frequência de operação.

Assim a equação que dá a indutância de fuga total é descrita pela *Equação (51)*, em que L_{w_1} e L_{w_2} representam a indutância do primário e do secundário respetivamente, L_g representa a indutância de fuga originada pelo espaço entre os enrolamentos e L_{i_1} e L_{i_2} representa a indutância existente entre espiras consecutivas do mesmo enrolamento, primário e secundário respetivamente.

$$L_l = F_{L_1} L_{w_1} + F_{L_2} L_{w_2} + L_g + L_{i_1} + L_{i_2} \quad (51)$$

O parâmetro F_L representa um fator associado a cada um dos enrolamentos, a determinação deste parâmetro será exposta mais a frente, *Equação (59)*.

No entanto o modelo *Dowell's* destina-se ao cálculo da indutância de fuga num transformador em que os enrolamentos são constituídos por condutores do tipo folha. Por forma adaptar este modelo ao caso em estudo, no qual são utilizados enrolamentos compostos por condutores do tipo *Litz*, é necessário relacionar o condutor *Litz* com o condutor de folha. Na *Figura 27* encontra representado de forma genérica e gráfica esta relação.

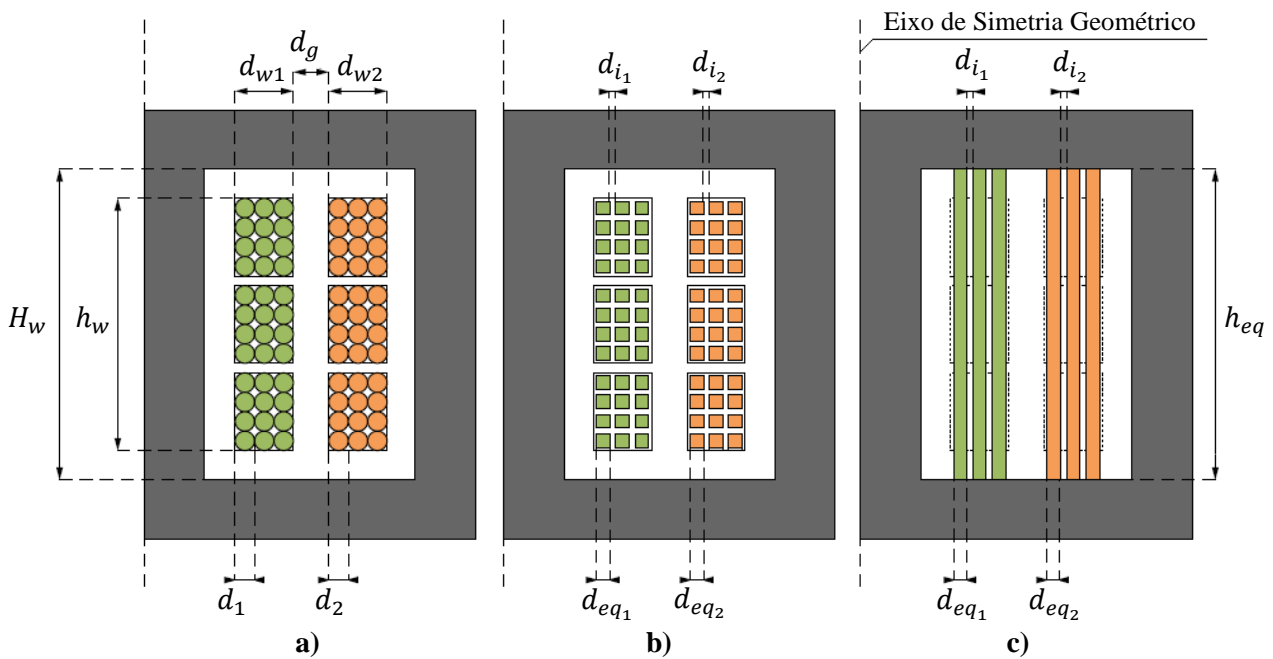


Figura 27 – Relação entre um Enrolamento Composto por: Condutor Litz e Condutor de Folha (Adaptado de [35]).

Nota: os parâmetros que se encontram representados na *Figura 27* possuem em indicie o número “1” ou número “2”, os quais simbolizam que o parâmetro em questão faz referência ao primário e ao

secundário, respetivamente. Na nomenclatura utilizada de seguida estes números serão ocultados, uma vez que o cálculo a realizar é genérico, isto é, aplica-se a ambos os enrolamentos de igual forma;

Os condutores singulares redondos, representados na *Figura 27 – a*), podem ser aproximados a condutores singulares quadrados, como representado na *Figura 27 – b*), através da *Equação (52)* e com base no exposto em [35].

$$d_{eq} = d \sqrt{\frac{\pi}{4}} \quad (52)$$

Em que o d_{eq} representa o diâmetro equivalente do condutor singular quadrado e d representa o diâmetro do condutor singular redondo.

De acordo com o modelo de *Dowell's*, um enrolamento de condutores singulares quadrados pode ser substituído por um enrolamento equivalente composto por condutores de folha, cuja espessura do condutor de folha é igual a espessura do condutor singular quadrado (d_{eq}) e altura da folha é igual á altura da janela do transformador ($H_w = h_{eq}$) [35].

No entanto o posicionamento dos condutores singulares ao longo do comprimento do condutor de *Litz* não é constante, os condutores singulares sofrem um conjunto de torções e transposições, por forma a minimizar o efeito pelicular e o efeito de proximidade, tal como exposto nos *Tópicos 2.2.2 e 3.1.3.3*. Com tudo e por forma a simplificar este modelo, visto que se pretende um modelo que seja possível o seu cálculo analítico, é considerado que os condutores singulares seguem a mesma geometria ao longo de todo o comprimento do enrolamento [35]. Assim a secção total do enrolamento pode ser dada pela *Equação (53)*.

$$K_w = \frac{h_w}{d_w} \quad (53)$$

Com esta suposição, o número equivalente de condutores de folha singulares, perfeitamente alinhados e distribuídos, que compõe o enrolamento é dado pela *Equação (54)*.

$$m = \sqrt{\frac{N n}{K_w}} \quad (54)$$

Em que N é o número de voltas que o enrolamento perfaz e n é o número de condutores singulares redondos que compõem o condutor de *Litz*, considerado inicialmente como ponto de partida. Irá existir um valor m_1 para o primário e um valor m_2 para o secundário [35].

A energia armazenada na janela do núcleo magnético é determinada a partir da distribuição do campo magnético, sendo dada pela *Equação (55)*.

$$W_m = \frac{1}{2} \mu_0 \int_V H B \, dv \quad (55)$$

Pelo facto de anteriormente se ter considerado que altura do condutor de folha seria igual à altura da janela do transformador, o campo magnético em coordenadas cartesianas irá apenas ter uma componente.

Como referido anteriormente, a energia magnética associada a um dado espaço físico não depende da frequência de operação, assim a energia magnética entre enrolamentos é dada pela *Equação (56)* e a energia magnética entre espiras é dada pela *Equação (57)*.

$$W_{m_g} = \frac{1}{4} \mu_0 \int_{x=0}^{x=d_g} \left(m_1 \frac{I}{h_{eq}} \right)^2 h_{eq} MLT \, dx \leftrightarrow W_{m_g} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT \, d_g}{h_{eq}} m_1^2 I^2 \quad (56)$$

Na qual d_g é a distância entre os enrolamentos.

$$W_{m_i} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT \, d_i}{h_{eq}} \frac{(m-1)}{2m} m^2 I^2 \quad (57)$$

E d_i é a distância entre as espiras de um dado enrolamento.

A energia magnética de um dado enrolamento irá depender da frequência de operação e é descrita pela *Equação (58)*.

$$W_{m_w} = \frac{1}{4} \mu_0 \int_{x=0}^{x=m \, d_{eq}} \left(\frac{I}{h_{eq}} \frac{x}{d_{eq}} \right)^2 h_{eq} MLT \, dx \leftrightarrow W_{m_w} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT \, d_{eq}}{h_{eq}} \frac{m}{3} m^2 I^2 F_L \quad (58)$$

Na qual o fator de indutância, F_L , é dado pela *Equação (59)*.

$$F_L = \frac{1}{2 m^2 \Delta} [(4m^2 - 1) \varphi_1 - 2 (m^2 - 1) \varphi_2] \quad (59)$$

E φ_1 é definido pela *Equação (60)*, φ_2 é definido pela *Equação (61)* e Δ é definido pela *Equação (62)*.

$$\varphi_1 = \frac{\sinh(2\Delta) - \sin(2\Delta)}{\cosh(2\Delta) - \cos(2\Delta)} \quad (60) \quad \varphi_2 = \frac{\sinh(\Delta) - \sin(\Delta)}{\cosh(\Delta) - \cos(\Delta)} \quad (61) \quad \Delta = \frac{d_{eq}}{\delta} \quad (62)$$

De seguida será apresentado uma tabela resumo, *Tabela 5*, com as respetivas equações para determinar as várias parcelas da energia magnética presentes num transformador, encontrando-se a mesma referenciada ao primário do transformador.

Tabela 5 – Energia Magnética Associada a um Transformador – Referenciado ao Primário.

Enrolamento do Primário	$W_{m_{w1}} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT d_{eq1} m_1}{h_{eq}} m_1^2 I_1^2 F_{L1} \quad (63)$
Enrolamento do Secundário	$W_{m_{w2}} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT d_{eq2} m_2}{h_{eq}} m_1^2 I_1^2 F_{L2} \quad (64)$
Entre Enrolamentos	$W_{m_g} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT d_g}{h_{eq}} m_1^2 I_1^2 \quad (65)$
Entre Espiras Primário	$W_{m_{i1}} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT d_{i1} (m_1 - 1)}{h_{eq} 2 m_1} m_1^2 I_1^2 \quad (66)$
Entre Espiras Secundário	$W_{m_{i2}} = \frac{1}{4} \mu_0 \frac{MLT d_{i2} (m_1 - 1)}{h_{eq} 2 m_1} m_1^2 I_1^2 \quad (67)$

Sabendo que a energia magnética total armazenada no transformador, quando este é alimentado por um corrente I_1 , é dada pela *Equação (68)*.

$$W_m = \frac{1}{2} L_l \frac{I_1^2}{2} \quad (68)$$

Completando a *Equação (51)*, através da *Equação (68)* e do enunciado na *Tabela 5*, obtêm-se que a indutância de fuga será dada pela *Equação (69)*, indo de acordo com o exposto em [34].

$$L_l = \mu_0 N_1^2 \frac{MLT}{h_{eq}} \left[d_{eq1} \frac{m_1}{3} F_{L1} + d_{eq2} \frac{m_2}{3} F_{L2} + d_g + d_{i1} \frac{(m_1 - 1)}{2 m_1} + d_{i2} \frac{(m_2 - 1)}{2 m_2} \right] \quad (69)$$

3.1.5 Cálculo do Volume / Análise Dimensional

Os parâmetros físicos V_w , volume dos enrolamentos, V_c , volume do núcleo magnético e A_t , área de superfície do transformador podem ser relacionadas com o parâmetro A_p , o qual resulta do produto entre a área da janela (W_a), e a área física da secção transversal do núcleo (A_c) (ver *Figura 18*) (ver *Tópico 3.1.2*) [22]. O volume dos enrolamentos é traduzido pela *Equação (70)*, o volume do núcleo magnético pela *Equação (71)* e por fim a área de superfície do transformador pode ser dada pela *Equação (72)*.

$$V_w = k_w A_p^{\frac{3}{4}} \quad (70)$$

$$V_c = k_c A_p^{\frac{3}{4}} \quad (71)$$

$$A_t = k_a A_p^{\frac{1}{2}} \quad (72)$$

Os coeficientes k_w , k_c e k_a são adimensionais e o expoente de A_p foi dimensionado por forma a que as dimensões de cada variável sejam coincidente, por exemplo a dimensão de V_w é m^3 , no entanto a dimensão de A_p é m^4 , razão pela qual o expoente de A_p é $3/4$. Os valores destes coeficientes variam para diferentes tipos de núcleos, no entanto com base na análise em vários tipos e tamanhos de núcleos, efetuado no elemento [22], foi possível concluir que os valores típicos para estas constantes são: $k_a = 40$, $k_c = 5,6$ e $k_w = 10$.

3.1.6 Perdas no Ferro, Perdas no Cobre e Rendimento

O desenvolvimento para a determinação das equações referentes as perdas no ferro e no cobre, encontram-se descritas em maior detalhe nos elementos [9], [22], [30], [33] e [36] apresentando-se nos seguintes parágrafos os principais resultados.

A equação geral de *Steinmetz*, enunciada na *Equação (14)*, descreve as perdas no núcleo magnético quando a excitação deste é sinusoidal. Quando a excitação não é sinusoidal, caso da aplicação em estudo que apresenta uma excitação aproximadamente quadrada, o uso desta forma iria subestimar as perdas no núcleo magnético. A não linearidade dos materiais ferromagnéticos significa que não é simples efetuar a adição de componentes de frequência provenientes da série de *Fourier*. A equação geral *Steinmetz* melhorada (iGSE), representada na *Equação (73)*, resolve este problema através da modificação das equações gerais, mantendo a utilização dos coeficientes K_c , α e β [22, 36].

$$P_{fe} = \frac{1}{T} \int_0^T k_i \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha |\Delta B|^{\beta-\alpha} dt \leftrightarrow P_{fe} = k_i |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{1}{T} \int_0^T \left| \frac{dB(t)}{dt} \right|^\alpha dt \quad (73)$$

Em que K_c é o coeficiente de perdas do material, α e β são constantes do material magnético do núcleo, ΔB é a variação da densidade de fluxo e k_i é dado pela Equação (74).

$$k_i = \frac{K_c}{2\pi^{\beta-1} \int_0^{2\pi} |\cos \theta|^\alpha |\sin \theta|^{\beta-\alpha} d\theta} \quad (74)$$

Em que o ângulo entre a normal da superfície e o vetor do campo magnético é representado por θ . Em alternativa e por forma a simplificar a equações, o termo k_i também poderá ser aproximado pela Equação (75), com base no exposto em [9].

$$k_i = \frac{K_c}{2^{\beta-1} \pi^{\alpha-1} \left(1,1044 + \frac{6,8244}{\alpha + 1,354} \right)} \quad (75)$$

Por análise teórica da Equação (73) é possível verificar que as perdas no ferro são nulas quando a densidade de fluxo é constante, correspondente ao momento em que a tensão é nula. Contudo na prática, quando a densidade de fluxo é constante, as perdas no ferro não são nulas, situação aprofundada em maior detalhe em [36]. Por questões de simplificação, será considerado que as perdas no ferro apresentam um valor nulo, quando a densidade de fluxo é constante.

Particularizando para o caso em que é utilizado um conversor DAB com uma técnica de modulação DPS (*Dual Phase Shift*), a forma de onda da densidade de fluxo terá uma evolução idêntica á apresentada na Figura 28.

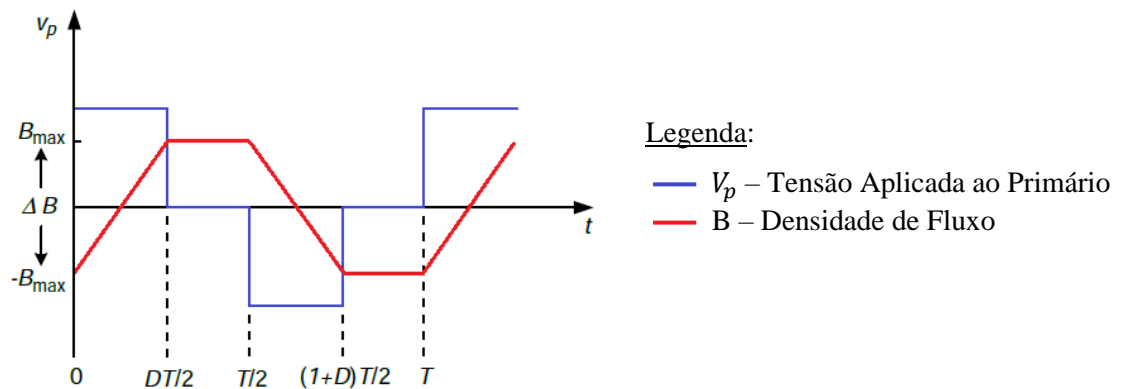


Figura 28 - Forma de Onda da Densidade de Fluxo: Conversor DAB com Modulação DPS (Adaptado de [36]).

Em que V_p representa a tensão imposta aos terminais do primário, D representa o fator de ciclo, que na Figura 28 apresenta o valor 0,5, ou seja, de 50%.

Considerando um modelo linear por partes, isto é, considerando que a evolução temporal da densidade de fluxo pode ser decomposta em várias partes e cada uma destas assumida como linear. Partindo da *Equação (73)* e da evolução temporal da densidade de fluxo representada na *Figura 28*, obtêm-se que as perdas no ferro são descritas pela *Equação (76)* [22].

$$P_{fe} = k_i |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{1}{T} \left[\int_0^{\frac{DT}{2}} \left| \frac{\Delta B}{\frac{DT}{2}} \right|^{\alpha} dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{(1+D)T}{2}} \left| \frac{\Delta B}{\frac{DT}{2}} \right|^{\alpha} dt \right] \quad (76)$$

Simplificando a *Equação (76)* obtêm-se a *Equação (77)*, lembrando que a unidade obtida por esta equação é W/m^3 .

$$\begin{aligned} P_{fe} &= k_i |\Delta B|^{\beta-\alpha} \frac{1}{T} [|\Delta B|^{\alpha} (DT)^{1-\alpha} + |\Delta B|^{\alpha} [(1-D)T]^{1-\alpha}] \leftrightarrow \\ \leftrightarrow P_{fe} &= k_i |\Delta B|^{\beta} \frac{1}{T^{\alpha}} [D^{1-\alpha} + (1-D)^{1-\alpha}] \end{aligned} \quad (77)$$

O valor máximo da densidade de fluxo, descrito em [22], pode ser dado pela *Equação (78)*.

$$B_{max} = \frac{\sqrt{D} V_{DC}}{K_V f N_p A_c} \quad (78)$$

Para determinar as perdas nos condutores que compõe os enrolamentos, é primeiramente necessário conhecer a resistência que estes apresentam. Existem vários métodos para calculo desta resistência, de seguida será apresentado um dos métodos possíveis, recorrendo a equação de *Dowell's*.

A relação entre a resistência AC e a resistência DC de um enrolamento, denominado de F_R , pode ser descrito através de um modelo unidimensional, descrito pela equação de *Dowell's*, representada na *Equação (79)* [30].

$$F_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = A_{str} \left(\frac{\sinh(2A_{str}) + \sin(2A_{str})}{\cosh(2A_{str}) - \cos(2A_{str})} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_{str}) - \sin(A_{str})}{\cosh(A_{str}) + \cos(A_{str})} \right) \quad (79)$$

Originalmente a equação de *Dowell's* destinava-se a um único enrolamento, constituído por condutores do tipo folha, não podendo ser aplicado diretamente a um enrolamento formado por condutores de *Litz*. Contudo, através de uma transformação da área transversal do condutor, é possível adaptar a equação de *Dowell's* para qualquer formato de condutor e múltiplas voltas por camada, como descrito, por exemplo, nos elementos [30], [33] e [37].

No entanto, tendo em consideração o desenvolvimento teórico efetuado anteriormente, nomeadamente no *Tópico 3.1.4*, na qual, de modo a ser possível simplificar o cálculo numérico da indutância de fuga, o enrolamento de *Litz* foi convertido num enrolamento de folha equivalente. Já sendo conhecidos os parâmetros equivalentes do enrolamento de folha. Assim, a equação de *Dowell's* descrita

na *Equação (79)* poderá ser utilizada diretamente, com recurso aos parâmetros do enrolamento de folha equivalente.

Assim o valor da resistência AC, é descrito pela *Equação (80)*, em que o R_{DC} representa a resistência DC, N_l representa o número de voltas que o condutor de folha perfaz em torno do núcleo magnético (no *Tópico 3.1.4* representado pelo parâmetro m) e o termo A_{str} traduz a relação entre a espessura do condutor e o efeito pelicular, para a frequência de operação.

$$R_{AC} = R_{DC} A_{str} \left(\frac{\sinh(2A_{str}) + \sin(2A_{str})}{\cosh(2A_{str}) - \cos(2A_{str})} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_{str}) - \sin(A_{str})}{\cosh(A_{str}) + \cos(A_{str})} \right) \quad (80)$$

O termo A_{str} é descrito pela *Equação (81)*, em que o parâmetro d_{eq} representa a espessura do condutor de folha e o parâmetro δ representa o efeito pelicular, para a frequência de operação, o qual é descrito pela *Equação (1)* [30].

$$A_{str} = \frac{d_{eq}}{\delta} \quad (81)$$

A resistência DC para um condutor do tipo de folha, descrita em [37], pode ser dada pela *Equação (82)*. Em que o parâmetro MLT representa o comprimento médio de uma volta do enrolamento do tipo de folha e h_{eq} representa a altura do enrolamento, que neste caso, corresponde altura da janela do núcleo magnético.

$$R_{DC} = \frac{2 \rho m MLT}{h_{eq} d_{eq}} \quad (82)$$

Pelo facto de a corrente que irá percorrer o enrolamento não ser sinusoidal, ter uma evolução temporal aproximadamente quadrada, significa que esta irá apresentar uma componente DC, uma componente fundamental e várias harmónicas. A corrente num dado enrolamento, poderá ser descrita através da série de *Fourier*, expressa na *Equação (83)*, em que I_{DC} é o valor da corrente de componente contínua, I_{AC_n} representa o valor eficaz da corrente alternada de harmónica n . [37]

$$i = I_{DC} + \sqrt{2} \sum_{n=1}^{\infty} I_{AC_n} \cos(n\omega t + \phi_n) \quad (83)$$

Se for conhecido o valor da corrente de componente DC, e os valores das correntes eficazes de cada harmónica, juntamente com os valores das resistências DC e AC para cada harmónica, é possível determinar a potência de perdas no cobre por harmónica e total [22]. Sendo a equação que descreve as perdas no cobre dada pela *Equação (84)*.

$$P_{cu} = R_{DC} I_{DC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_{AC_n} I_n^2 \quad (84)$$

Na qual:

I_{DC} – É o valor da componente contínua da corrente;

I_n – É o valor eficaz da corrente alternada de harmónica n ;

R_{AC_n} – É o valor da resistência para a corrente alternada de harmónica n ;

R_{DC} – É o valor da resistência alternada a componente contínua da resistência.

Reescrevendo a *Equação (80)*, por forma a obter diretamente a resistência AC em função da harmónica n pretendida, obtém-se a *Equação (85)*. O aparecimento do termo \sqrt{n} , surge da multiplicação da frequência pelo número da harmónica, na equação do efeito pelicular, representada na *Equação (1)*.

$$R_{AC} = R_{DC} A_{str} \sqrt{n} \left(\frac{\sinh(2A_{str}\sqrt{n}) + \sin(2A_{str}\sqrt{n})}{\cosh(2A_{str}\sqrt{n}) - \cos(2A_{str}\sqrt{n})} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_{str}\sqrt{n}) - \sin(A_{str}\sqrt{n})}{\cosh(A_{str}\sqrt{n}) + \cos(A_{str}\sqrt{n})} \right) \quad (85)$$

Conhecendo as perdas inerentes ao funcionamento do transformador, é possível determinar a equação que traduz o rendimento, o qual poderá ser determinado através da *Equação (86)*.

$$\eta = \frac{P_{saida}}{P_{saida} + P_{fe} + P_{cu}} \quad (86)$$

3.1.7 Metodologia de Projeto do Transformador

De uma forma sucinta as principais etapas para efetuar o projeto de um transformador de alta frequência otimizado, encontram-se descritas em seguida. Tendo como base o fluxograma representado na *Figura 29*. Adicionalmente em cada uma das etapas, será também expresso um exemplo de cálculo, referente á aplicação em estudo, que se encontra descrita detalhadamente no *Tópico 4.1.1*.

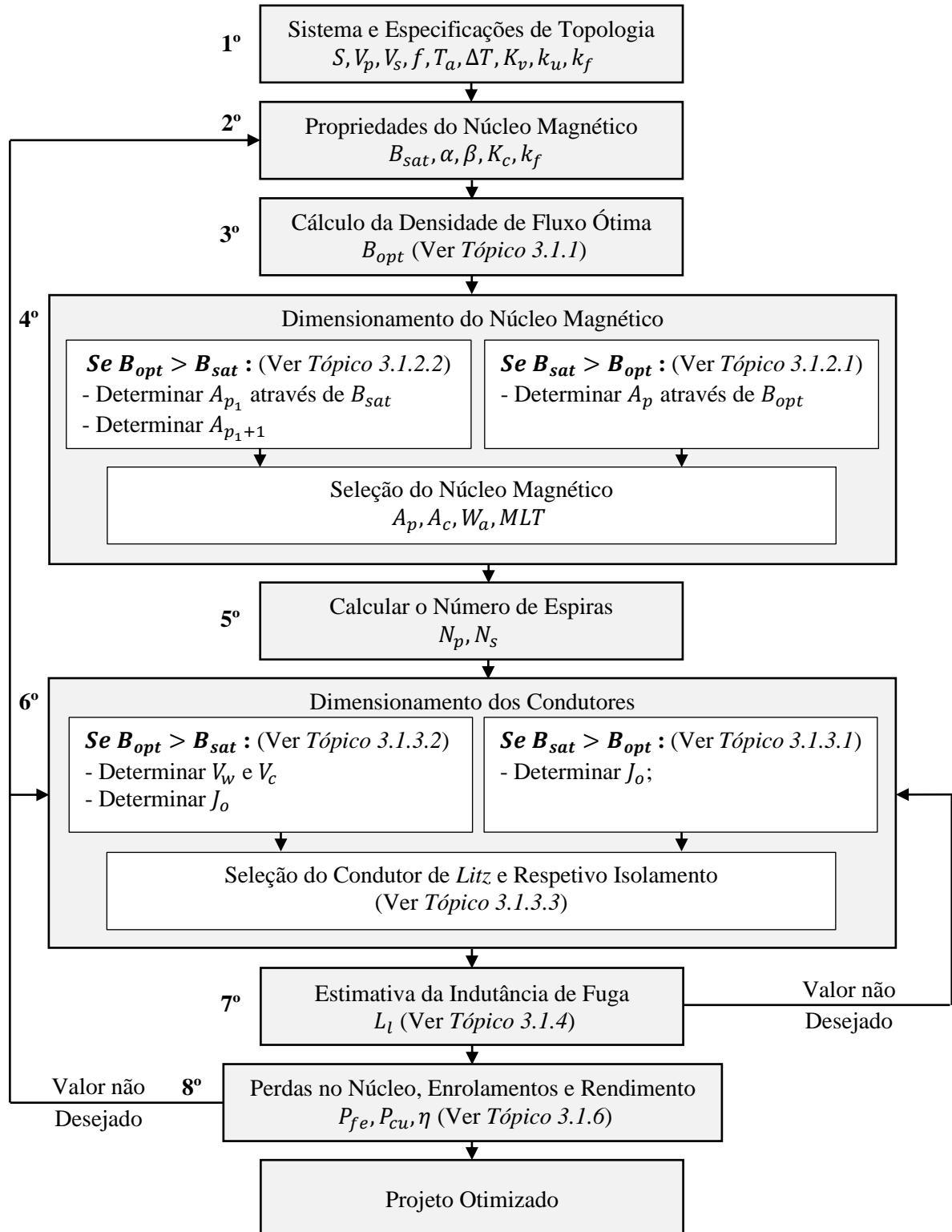


Figura 29 - Metodologia do Projeto do Transformador.

Mais concretamente, cada etapa descrita no fluxograma representado na *Figura 29*, com base no desenvolvimento teórico efetuado nos capítulos anteriores, poderá ser resumido por:

1º – Sistema e Especificações da Topologia:

Definição das principais especificações do sistema, nomeadamente: potência aparente (S), tensão do primário (V_p), tensão do secundário (V_s), frequência de operação (f), temperatura ambiente (T_a), variação da temperatura admissível (ΔT), fator de onda (K_v), fator de utilização da janela (k_u) e o *stacking factor* (k_f). Na *Tabela 6* encontram-se representados alguns valores típicos.

Tabela 6 - Valores Típicos: Sistema e Especificações da Topologia (Adaptado de [38]).

Variável	Valor
K_v	Onda Quadrada: 4 Onda Sinusoidal: 4,44
k_u	0,4
k_f	Para Núcleos Laminados: 0,95

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Tendo em consideração as características da aplicação descritas no Tópico 4.1.1, pretende-se que o transformador de alta frequência, incorporado em cada Módulo, tenha as seguintes especificações:

- Potência aparente, S , de 50 000 VA;
- Tensão eficaz no primário, V_p , de 530 V;
- Tensão eficaz no secundário, V_s , de 1000 V;
- Frequência de operação, f , de 1 000 Hz;
- Temperatura ambiente, T_a , de 15 °C;
- Variação de temperatura admissível, ΔT , de 35 °C;
- Os restantes valores, seguem o descrito na *Tabela 6*, com a particularidade de se considerar que a evolução temporal da tensão imposta ao transformador de alta frequência apresenta uma evolução quadrada, isto é, $K_v = 4$. Adicionalmente considerou-se um fator de utilização da janela do transformador de 80%.

2º – Propriedades dos materiais do núcleo:

Seleção do material a utilizar para o núcleo magnético, por forma a conhecer os parâmetros densidade de fluxo de saturação (B_{sat}) e as constantes α , β e K_c do respetivo material, parâmetros essenciais para as seguintes etapas. No Anexo A (*página 121*) encontrasse disponível alguns modelos de materiais magnéticos disponíveis no mercado e os respetivos valores das suas constantes.

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Para escolha do material magnético do núcleo, optou-se por *amorphous alloys*, pelo facto de este material apresentar a melhor relação preço qualidade e para a frequência de operação escolhida, as perdas no núcleo magnético serão relativamente reduzidas. Assumindo assim os seguintes valores:

- Fluxo de Saturação, B_{sat} , de 1,56 T;
- As constantes, α , β e K_c , respetivamente 1,51, 1,74 e 1,4.

Referente a topologia do núcleo magnético, optou-se por um núcleo do tipo core.

3º – Cálculo da densidade de fluxo ótima:

A equação que permite obter a densidade de fluxo ótima é dada pela *Equação (87)*.

$$B_{opt} = \frac{(h_c k_a \Delta T)^{\frac{2}{3}}}{2^{\frac{2}{3}} (\rho_w k_w k_u)^{\frac{1}{12}} (k_c K_c f^\alpha)^{\frac{7}{12}}} \left(\frac{K_v f k_f k_u}{\sum VA} \right)^{\frac{1}{6}} \quad (87)$$

Em que k_a , k_c e k_w são constantes adimensionais, $\sum VA$ representa a potência aparente do transformador, h_c é o coeficiente de transferência térmica, ρ_w é a resistência elétrica do condutor que compõe os enrolamentos. No *Tópico 3.1.1* encontra-se descrito mais pormenorizadamente a obtenção da *Equação (87)*. Na *Tabela 7* encontram-se representados os valores das constantes adimensionais.

Tabela 7 – Valores Típicos: Cálculo da Densidade de Fluxo Ótima (Adaptado de [38]).

Variável	Valor
k_a	40
k_c	5,6
k_w	10

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Para o cálculo da densidade de fluxo ótimo, representado na *Equação (87)*, para além dos parâmetros definidos nos tópicos anteriores, é necessário definir o coeficiente de transferência térmica, h_c , e a resistência do condutor que compões o enrolamento, ρ_w . Considerando:

- Coeficiente de transferência térmica de 10,0 W/m² K;
- O material de condução dos enrolamentos é cobre temperado, o qual apresenta uma resistência de $1,72 \times 10^{-8} \Omega m$.

Obtendo assim uma densidade de fluxo ótima de 0,59 T;

4° – Dimensionamento do Núcleo:

Para a densidade de fluxo ótima, determinada no ponto anterior, as dimensões do núcleo magnético do transformador são selecionadas com base no produto da área da janela (W_a) pela área da secção transversal (A_c), a este produto atribui-se a nomenclatura A_p , normalmente expresso em cm^4 . Para a determinação deste parâmetro é necessário efetuar a comparação entre o valor da densidade de fluxo ótima (B_{opt}) e o valor densidade do fluxo de saturação (B_{sat}):

→ Se $B_{sat} > B_{opt}$, o valor do parâmetro A_p é dado pela Equação (88), encontrando-se no Tópico 3.1.2.1 a exposição da obtenção desta equação.

$$A_p = \left(\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_{opt} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} \quad (88)$$

Em que o parâmetro K_t é dado pela Equação (89).

$$K_t = \sqrt{\frac{h_c k_a}{\rho_w k_w}} \quad (89)$$

→ Se $B_{sat} < B_{opt}$, o valor do parâmetro A_p é descrito pela Equação (90).

$$f(A_p) = a_0 A_p^2 - a_1 A_p^{\frac{7}{4}} + a_2 \quad (90)$$

Em que os parâmetros a_0 , a_1 e a_2 são dados pelas Equações (91) a (93).

$$a_0 = \frac{k_c K_c f^\alpha B_{max}^\beta}{\rho_w V_w k_u} \quad (91) \quad a_1 = \frac{h_c k_a \Delta T}{\rho_w k_w k_u} \quad (92) \quad a_2 = \left(\frac{\sum VA}{K_v f B_{sat} k_f k_u} \right)^2 \quad (93)$$

Recorrendo ao método de *Newton Raphson* para determinar os zeros da função representada na Equação (90), obtêm-se a Equação (94) e uma iteração desta deverá ser o suficiente.

$$A_{p_{i+1}} = A_{p_i} - \frac{f(A_{p_i})}{f'(A_{p_i})} = A_{p_i} - \frac{a_0 A_{p_i}^2 - a_1 A_{p_i}^{\frac{7}{4}} + a_2}{2 a_0 A_{p_i} - \frac{7}{4} a_1 A_{p_i}^{\frac{3}{4}}} \quad (94)$$

O valor do parâmetro A_{p1} é dado por:

$$A_{p1} = \left(\frac{\sqrt{2} \sum VA}{K_v f B_{sat} k_f K_t \sqrt{k_u \Delta T}} \right)^{\frac{8}{7}} \quad (95)$$

No *Tópico 3.1.2.2* encontra-se exposto a obtenção das equações descritas anteriormente, *Equação (90)* a *(95)*.

Adicionalmente no Anexo C (*página 122*) encontra-se exposto um conjunto de tabelas exemplo, com os modelos de transformador do tipo *core* e *shell*, disponibilizados pelo fabricante *Transmart*.

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Para o exemplo de cálculo em estudo, verifica-se que a densidade de fluxo de saturação, $B_{sat} = 1,56$ T, é superior a densidade de fluxo ótimo, $B_{opt} = 0,59$ T. Deste modo a equação que permite a determinação do parâmetro A_p é a *Equação (88)*, obtendo-se o valor aproximado de $3\,440,5$ cm⁴.

Por consulta dos modelos disponibilizados pelo fabricante *Transmart*, presentes no Anexo C (*página 122*), um possível modelo a escolher será o CACC-3604 o qual apresenta um valor de $A_p = 3\,563,5$ cm⁴. Aquando do dimensionamento dos enrolamentos, será necessário verificar se as dimensões deste núcleo magnético, nomeadamente a área da janela do transformador, disponibilizam espaço suficiente para acomodar os enrolamentos. Relembrando a necessidade de garantir uma dada percentagem do núcleo magnético livre, por forma a salvaguardar possíveis irregularidades inerentes ao processo de enrolamento dos condutores em torno do núcleo magnético e/ou possíveis erros de dimensionamento.

Nota: para a determinação do parâmetro A_p , representado na *Equação (88)*, é primeiramente necessário a determinação do valor do parâmetro K_t , representado na *Equação (89)*, obtendo-se o valor de $48\,224,3$, sendo que este não possui uma unidade em concreto.

5º – Calcular o Número de Espiras:

O número de espiras de cada enrolamento poderá ser descrito pela *Equação (96)*, como descrito em [9, 22].

$$N = \frac{V_{rms}}{K_v B_{max} A_m f} \quad (96)$$

Em que o parâmetro A_m representa a área efetiva da secção transversal do núcleo, o qual é dado pelo produto entre a área física da secção transversal do núcleo (A_c) e o staking factor (k_f), traduzindo-se na *Equação (97)*.

$$A_m = k_f A_c \quad (97)$$

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Tendo em consideração que o modelo do núcleo magnético escolhido foi CACC-3604 da *Transmart*, este apresenta uma área física de secção transversal do núcleo de $A_c = 27,84 \text{ cm}^2$, o que se traduz numa área efetiva de $A_m = 26,45 \text{ cm}^2$, com base na *Equação (97)*.

Com recurso a *Equação (96)*, é possível terminar o número de espiras de cada enrolamento, obtendo 33 espiras para o enrolamento primário e 61 para o enrolamento secundário, considerando os arredondamentos por excesso e à unidade.

6° – Dimensionamento dos Condutores:

Para o dimensionamento dos condutores a usar é necessário determinar a densidade corrente (J_o). Para a determinação deste parâmetro é necessário efetuar a comparação entre o valor da densidade de fluxo ótima (B_{opt}) e o valor densidade do fluxo de saturação (B_{sat}):

→ Se $B_{sat} > B_{opt}$, o valor do parâmetro J_o é dado pela *Equação (98)*. No *Tópico 3.1.3.1* encontra-se a exposição da obtenção desta equação.

$$J_o = K_t \sqrt{\frac{\Delta T}{2 k_u}} \frac{1}{\sqrt[8]{A_p}} \quad (98)$$

→ Se $B_{sat} < B_{opt}$, o valor do parâmetro J_o é dado pela *Equação (99)*. No *Tópico 3.1.3.2* encontra-se a exposição da obtenção desta equação.

$$J_o = \sqrt{\frac{h_c k_a A_p^{\frac{1}{2}} \Delta T - V_c K_c f^\alpha B_{sat}^\beta}{\rho_w V_w k_u}} \quad (99)$$

Em ambas as situações, deverá ser utilizado para o parâmetro A_p , o valor do núcleo magnético escolhido anteriormente no quarto passo “Dimensionamento do Núcleo”.

Em que os parâmetros V_c e V_w representam o volume do núcleo e o volume dos enrolamentos respetivamente, podendo estes parâmetros ser calculados através das *Equações (100)* e *(101)*, respetivamente.

$$V_c = l_c A_c \quad (100)$$

$$V_w = MLT W_a \quad (101)$$

Em que:

- l_c : Comprimento médio da parte magnética do núcleo;
- A_c : Área física da secção transversal ao núcleo;
- MLT : Comprimento médio de uma espira;
- W_a : Área da janela.

Considerando a utilização de condutor do tipo *Litz* para a construção dos enrolamentos, no *Tópico 3.1.3.3* encontra-se descrito os passos a seguir para determinar o condutor de *Litz* a utilizar. Relembrando que deverá ser tido em consideração o valor da densidade de corrente determinado anteriormente.

No Anexo D (*página 124*), encontram-se disponibilizados os condutores de *Litz* produzidos pelos fabricantes *Elektrisola* e *New England Wire Technologies*.

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Como visto anterior, o fluxo de saturação ($B_{sat} = 1,56$ T) é superior a densidade de fluxo ótimo ($B_{opt} = 0,59$ T), deste modo a equação que permite a determinar a densidade de corrente é dada pela *Equação (98)*. Todos os parâmetros para o cálculo da densidade de fluxo, encontram-se definidos nas etapas anterior, relembrando que todos os parâmetros deverão estar expressos em unidades SI.

Obtendo-se uma densidade de corrente $J_o = 0,81$ A/mm².

Conhecendo a densidade de corrente e relembrando que esta, essencialmente, têm como base o material do condutor, o coeficiente de transferência térmica, a variação da temperatura admissível e a dimensão do núcleo magnético, é possível determinar a secção equivalente que o condutor deverá ter. De forma simplificada, recorrendo á divisão da corrente a suportar pelo condutor (requerida pela carga) pela densidade de corrente. Tendo em consideração que o enrolamento do primário terá de suportar, aproximadamente, uma corrente de 95 A e o enrolamento do secundário uma corrente de 50 A, obtêm-se as secções equivalentes representadas nas *Equações (102)* e *(103)*.

$$S_{\text{Primário}} \approx \frac{95,00}{0,81} = 117,28 \text{ mm}^2 \quad (102)$$

$$S_{\text{Secundário}} \approx \frac{50,00}{0,81} = 61,73 \text{ mm}^2 \quad (103)$$

Para aplicação em estudo foi considerado a utilização de condutores de *Litz*, por forma a obter uma representação mais fiel destes, optou-se pela consulta dos condutores de *Litz* fornecidos pelo fabricante *New England Wire Technologies*. Através da secção equivalente e da frequência de operação

pretendida, este fabricante indica a melhor combinação entre secção do condutor singular, número de condutores singulares e a forma como estes deverão ser organizados.

Para o enrolamento do primário, a secção equivalente mais próxima disponibilizada pelo fabricante *New England Wire Technologies* é um condutor de *Litz* com uma secção equivalente de $120,00 \text{ mm}^2$. Este condutor de *Litz* é composto por 1368 condutores singulares, com uma secção equivalente pôr condutor singular de $0,08 \text{ mm}^2$ e uma topologia de construção do Tipo 5, representada na *Figura 30*, com a seguinte constituição $12 \times (3 \times 38/0,08 \text{ mm}^2)$.

Para o enrolamento do secundário, a secção equivalente mais próxima disponibilizada pelo fabricante *New England Wire Technologies* é um condutor de *Litz* com uma secção equivalente de $70,00 \text{ mm}^2$. Este condutor de *Litz* é composto por 840 condutores singulares, com uma secção equivalente de cada condutor singular de $0,08 \text{ mm}^2$ e uma topologia de construção do Tipo 5, representada na *Figura 30*, com a seguinte constituição $6 \times (5 \times 24/0,08 \text{ mm}^2)$.

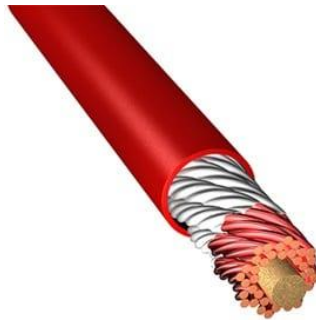


Figura 30 – Condutor de Litz do Tipo 5: New England Wire Technologies.

A secção equivalente do condutor de Litz deverá ser sempre sobredimensionada, pelo facto de a secção determinada pela *Equações (102)* e *(103)* tratar-se de uma aproximação, na qual só é considerado a existência da componente fundamental da corrente. No entanto, na prática, irá existir conteúdo harmónico.

Adicionalmente é necessário verificar se os enrolamentos, compostos pelos condutores de *Litz* seleccionados, possuem dimensões tais que permitam a sua integração na janela do núcleo magnético. Recordando o exposto no *Tópico 3.1.3.3*, de uma forma aproximada é possível verificar esta compatibilidade através do produto entre o número de espiras, N , pelo número de condutores singulares, n_e , e pela respetiva área de condução de um condutor singular, A_w . Empiricamente considera-se que esta área devera ser igual ou inferior a 30 % da área da janela do transformador, W_a . Assim a condição descrita na *Equação (104)* deverá ser cumprida.

$$N n_e A_w \leq 0,3 W_a \quad (104)$$

Considerando que o núcleo magnético escolhido para a aplicação é *Transmart* CACC-3604, obtêm-se os seguintes valores:

- Enrolamento do primário irá ocupar uma área de $36,1 \text{ cm}^2$, como determinado na *Equação (105)*, o que totaliza uma percentagem de 28,2 % da área disponível na janela do transformador;

$$N n_e A_w = 33 \times 1368 \times (0,08 \times 10^{-2}) = 36,1 \text{ cm}^2 \quad (105)$$

- Enrolamento do secundário irá ocupar uma área de $41,0 \text{ cm}^2$, como determinado na *Equação (106)*, o que totaliza uma percentagem de 32,0 % da área disponível na janela do transformador;

$$N n_e A_w = 61 \times 840 \times (0,08 \times 10^{-2}) = 41,0 \text{ cm}^2 \quad (106)$$

Apesar do enrolamento do secundário apresentar uma percentagem de ocupação superior a 30 %, a média dos enrolamentos é aproximadamente igual a 30 %, validando assim a solução escolhida.

A percentagem de utilização da janela do núcleo magnético considerada poderá parecer reduzida, no entanto este valor deve-se ao facto de a equação base representada *Equação(104)*, ter apenas em consideração área de condutor, não contabilizando o isolamento dos condutores nem o processo de enrolamento dos mesmo em torno do núcleo magnético.

7º – Estimativa da Indutância de Fuga:

A estimativa da indutância de fuga pode ser obtida através do modelo de *Dowell's*, no entanto este modelo foi dimensionado para calcular a indutância de fuga num transformador composto por enrolamentos que possuem condutores de folha. Tendo em consideração que o modelo em estudo utiliza enrolamentos compostos por condutores do tipo *Litz*, será necessário num primeiro passo, efetuar a equivalência entre de condutores *Litz* e condutores de folha, para posteriormente estimar o valor da indutância de fuga através do modelo de *Dowell's*.

A espessura de um condutor de folha, d_{eq} , poderá ser dada pela *Equação (107)*, em que d representa o diâmetro de cada condutor singular que compõem o condutor de *Litz*. Para a altura do enrolamento de folha, será considerado que este ocupa toda a altura da janela, situação que irá permitir a simplificação do cálculo. A secção equivalente poderá ser dada pela *Equação (108)*, em que h_w e d_w representam respetivamente, a altura e largura do enrolamento composto por condutores de *Litz*. Assim o número de condutores de folha, m , será dado pela *Equação (109)*, em que N representa o número de espiras de cada enrolamento e n representa o número de condutores singulares que compõem o condutor de *Litz*.

$$d_{eq} = d \sqrt{\frac{\pi}{4}} \quad (107) \quad K_w = \frac{h_w}{d_w} \quad (108) \quad m = \sqrt{\frac{N n}{K_w}} \quad (109)$$

Através do modelo de *Dowell's*, a estimativa da indutância de fuga é dada pela *Equação (110)*.

$$L_l = \mu N_1^2 \frac{MLT}{h_{eq}} \left[d_{eq_1} \frac{m_1}{3} F_{L_1} + d_{eq_2} \frac{m_2}{3} F_{L_2} + d_g + d_{i_1} \frac{(m_1 - 1)}{2 m_1} + d_{i_2} \frac{(m_2 - 1)}{2 m_2} \right] \quad (110)$$

Em que:

- N_1 : Número de espiras do primário;
- m_1 : Número de condutores de folha do primário;
- m_2 : Número de condutores de folha do secundário;
- MLT : Comprimento médio de uma espira;
- d_{eq_1} : Espessura equivalente dos condutores de folha do primário;
- d_{eq_2} : Espessura equivalente dos condutores de folha do secundário;
- d_g : Distância entre os enrolamentos;
- d_{i_1} : Distância entre condutores de folha consecutivos, primário;
- d_{i_2} : Distância entre condutores de folha consecutivos, secundário.

No *Tópico 3.1.4* encontra-se descrito com maior pormenor a obtenção das equações expostas anteriormente, *Equação (107)* a *(110)*, tal como todas as considerações tomadas.

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Seguindo os passos enumerados anteriores, primeiramente, é necessário efetuar a conversão de condutores de *Litz* para condutores de folha. Pelo facto de os condutores singulares que compõe o primário e o secundário do transformador, possuírem a mesma secção $0,08 \text{ mm}^2$, a quando a conversão para condutores de folha, estes enrolamentos iram possuir exatamente as mesmas dimensões, variando apenas o número de espiras. Obtendo o seguinte desenvolvimento:

- Tendo em consideração que o diâmetro do condutor singular apresenta um valor de $0,319 \text{ mm}$ (correspondente a uma secção de $0,08 \text{ mm}^2$), a espessura do condutor de folha, d_{eq} , será de $0,283 \text{ mm}$, de acordo com a *Equação (107)*;
- A altura do condutor de folha, h_w , será igual a altura da janela do transformador, ou seja, 160 mm ;
- Para a determinação da largura do enrolamento folha, será considerado que a largura deste é igual a largura do enrolamento de *Litz*. Anteriormente verificou-se que os enrolamentos de *Litz* ocupavam em média uma área de 30% , no entanto esta

percentagem não tinha em consideração o volume ocupado pelos isolamentos inerentes aos condutores de *Litz*. Assim e por forma a ter em consideração também o volume ocupado pelos isolamentos, considerou-se que na totalidade cada enrolamento de *Litz* irá ocupar 40% da área da janela do núcleo magnético. Perfazendo assim uma taxa de utilização total da área da janela do núcleo magnético de 80 %, indo de acordo com o parâmetro k_u , considerado inicialmente;

Tendo em consideração que a largura da janela do núcleo magnético é de 64 mm, cada enrolamento composto por condutores de folha, terá uma largura de 25,6 mm. De acordo com a *Equação (108)*, obtêm uma relação de transformação, K_w , de 7,81;

- O número de espiras que irão compor o enrolamento composto por condutores de folha, de acordo com a *Equação (109)*, será de:

→Primário:

$$m_p = \sqrt{\frac{33 \times 1368}{7,81}} \approx 76 \text{ espiras} \quad (111)$$

→Secundário:

$$m_s = \sqrt{\frac{61 \times 840}{7,81}} \approx 81 \text{ espiras} \quad (112)$$

- O comprimento médio de uma espira, foi determinado analiticamente, com base nas dimensões do núcleo magnético, fornecidas pelo fabricante *Transmart*. Para o modelo CACC-3604, as medidas são as seguintes: $a = 40$ mm, $b = 64$ mm e $d = 80$ mm. Através da *Equação (113)*, obtêm-se um comprimento médio de uma espira de 36,8 cm.

$$MLT = 2 \cdot \left(\frac{b}{4} + a + \frac{b}{4}\right) + 2 \cdot \left(\frac{b}{4} + d + \frac{b}{4}\right) = 36,8 \text{ cm} \quad (113)$$

Na *Figura 31*, encontra-se representado a relação entre os parâmetros e o núcleo magnético (consultar Anexo C.1, página 122).

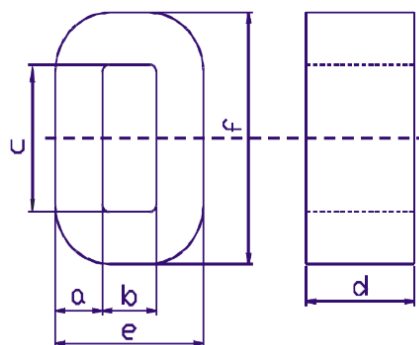


Figura 31 – Diagrama Genérico das Dimensões do Núcleo Magnético do Fabricante Transmart.

- Definição das distâncias:
 - Entre enrolamentos: Para determinar a distância entre os enrolamentos, d_g , procedeu-se a subtração da largura da janela do núcleo magnético, menos a largura dos dois enrolamentos, obtendo a distância de 12,8 mm;
 - Entre condutores consecutivos: Para determinar a distância entre os condutores de folha consecutivos, d_{i_1} e d_{i_2} , procedeu-se a consulta dos materiais isolantes utilizado pelo fabricante *New England Wire Technologies* nos condutores de *Litz*. Considerando que os condutores de folha serão isolados com o mesmo material e espessura que os condutores de *Litz*.
 Para os condutores de *Litz*, dos materiais disponibilizados pelo fabricante *New England Wire Technologies*, considerou-se isolamento ETFE (Etileno Tetrafluoroetileno), o qual apresenta uma espessura de isolamento de 0,038 mm (ver Anexo D, página 124).
 Entre o material condutor de dois condutores de folha consecutivos, existem dois isolamentos, um de cada condutor. Assim a distância entre dois condutores consecutivos é de 0,076 mm.
 Com base no valor dos parâmetros determinados anteriormente e tendo em consideração a *Equação (110)*, é possível determinar a indutância de fuga total equivalente, referente ao primário do transformador, totalizando um valor de 69,7 μH .

8º – Perdas no Núcleo, Enrolamentos e Rendimento:

Para calcular o rendimento do transformador de alta frequência é necessário primeiramente conhecer as perdas que ocorrem no núcleo magnético e nos enrolamentos. De seguida será apresentado de uma forma resumida as equações para determinar estas perdas, encontrando-se descrito no *Tópico 3.1.6* a obtenção destas em maior detalhe.

As perdas no ferro podem ser traduzidas pela seguinte *Equação (114)*, sendo que o valor obtido por está equação será expresso em W/m^3 .

$$P_{fe} = k_i |\Delta B|^\beta \frac{1}{T^\alpha} [D^{1-\alpha} + (1 - D)^{1-\alpha}] \quad (114)$$

Em que o parâmetro k_i é dado pela *Equação (115)*, o parâmetro T representa o período (inverso da frequência de operação), o parâmetro D representa o fator de ciclo e o parâmetro ΔB representa a variação da densidade de fluxo.

$$k_i = \frac{K_c}{2^{\beta-1} \pi^{\alpha-1} \left(1,1044 + \frac{6,8244}{\alpha + 1,354} \right)} \quad (115)$$

Particularizando para o caso em que é utilizado um conversor DAB com uma técnica de modulação DPS (*Dual Phase Shift*), variação da densidade de fluxo (ΔB), poderá ser traduzida por duas vezes a densidade de fluxo máxima (B_{max}) (ver *Figura 28*). Em que a densidade de fluxo máxima é dada pela *Equação (116)*.

$$B_{max} = \frac{\sqrt{D} V_{DC}}{K_v f N_p A_c} \quad (116)$$

As perdas em cada enrolamento, tendo em consideração as componentes harmónicas da corrente, podem ser traduzidas pela *Equação (117)*. Tendo em consideração o exposto no *Tópico 3.1.6*, as perdas no enrolamento serão calculadas para o enrolamento equivalente do tipo de folha e não diretamente para o enrolamento constituído por condutores de *Litz*. Os parâmetros deste enrolamento equivalente, são os parâmetros dimensionados no 7º Passo.

$$P_{cu} = R_{DC} I_{DC}^2 + \sum_{n=1}^{\infty} R_{ACn} I_n^2 \quad (117)$$

O parâmetro I_{DC} representa o valor da corrente contínua e o parâmetro I_n representa o valor da corrente alternada para a harmónica n . Sendo necessário também conhecer o valor da resistência DC (R_{DC}) e o valor da resistência AC (R_{AC}), sendo que este último também depende da frequência da harmónica.

O valor da resistência DC é dado pela *Equação (118)*, em que ρ é resistência elétrica do condutor, N_l representa o número de espiras do enrolamento do tipo folha, d_{eq} representa a espessura do condutor de folha e h_{eq} representa a altura do enrolamento.

$$R_{DC} = \frac{2 \rho m MLT}{h_{eq} d_{eq}} \quad (118)$$

O valor da resistência AC, para a harmónica n , tendo como base a equação de *Dowell's* é dado pela *Equação (119)*.

$$R_{AC} = R_{DC} A_{str} \sqrt{n} \left(\frac{\sinh(2A_{str}\sqrt{n}) + \sin(2A_{str}\sqrt{n})}{\cosh(2A_{str}\sqrt{n}) - \cos(2A_{str}\sqrt{n})} + \frac{2(N_l^2 - 1)}{3} \frac{\sinh(A_{str}\sqrt{n}) - \sin(A_{str}\sqrt{n})}{\cosh(A_{str}\sqrt{n}) + \cos(A_{str}\sqrt{n})} \right) \quad (119)$$

O termo A_{str} é descrito pela *Equação (120)*, o qual resulta do quociente entre espessura do condutor de folha, d_{eq} , e o efeito pelicular, δ , para a frequência de operação.

$$A_{str} = \frac{d_{eq}}{\delta} \quad (120)$$

O rendimento do transformador de alta frequência, poderá ser determinado através da *Equação (121)*.

$$\eta = \frac{P_{sai da}}{P_{sai da} + P_{fe} + P_{cu}} \quad (121)$$

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Análise referente as perdas do núcleo magnética:

- A determinação do parâmetro k_i , descrito pela *Equação (115)*, é direta, uma vez que todas os parâmetros necessários já são conhecidos, obtendo-se o valor de $1,34 \times 10^{-1}$;
- O parâmetro T representa o período, sendo igual ao inverso da frequência de operação. O parâmetro D representa o fator de ciclo, o qual apresenta o valor de 0,5, pelo facto de a evolução temporal da tensão aplicada ao primário do transformador, ser uma onda quadrada com um fator de ciclo de 50%;
- Como visto anteriormente, a variação da densidade de fluxo (ΔB), poderá ser traduzida por duas vezes a densidade de fluxo máxima (B_{max}). Sendo que a densidade de fluxo máxima é dada pela *Equação (116)* e corresponde a um valor de 1,02 T. Assim a variação da densidade de fluxo terá um valor de 2,04 T;
- Com base na *Figura 31* e nas dimensões físicas do núcleo magnético é possível determinar o volume aproximado do núcleo magnético. Em alternativa também poderá ser utilizado a aproximação representada na *Equação (71)*, descrita no *Tópico 3.1.5*. Obtendo-se um volume, em unidades SI, aproximado de $2,20 \times 10^{-3} \text{ m}^3$;
- As perdas no núcleo magnético, por unidade de área, seguindo a *Equação (114)* são de $4,47 \times 10^4 \text{ W/m}^3$. Quando aplicado ao volume do núcleo magnético escolhido para a aplicação, obtêm-se um valor total de perdas de 98,5 W;

Análise referente as perdas nos enrolamentos:

- De acordo com enunciado no *Tópico 3.1.6*, considerou-se que a altura do enrolamento de folha seria igual á altura da janela do transformador, obtendo assim $h_{eq} = 200 \text{ mm}$. O valor da resistência DC, segundo *Equação (118)*, para o primário do transformador assume um valor de 17,01 m Ω e para o secundário do transformador um valor de 18,12 m Ω ;
- O parâmetro A_{str} assume igual valor para ambos os enrolamentos, pelo facto de estes serem formados por condutores com a mesma espessura. De acordo com a

Equação (120), obtêm-se o valor de 0,136. Sendo que o efeito pelicular, δ , para a frequência de operação do transformador, assume um valor de 2,09 mm;

- Para o cálculo da resistência AC, considerou-se análise até á 13ª harmónica, sendo que destas apenas irá existir conteúdos harmónico nas harmónicas ímpares, devido a natureza do sistema. De acordo com a *Equação (119)* é possível determinar a resistência AC para cada harmónica, descrita na *Tabela 8*;

Tabela 8 – Valores da Resistência Equivalente por Harmónica.

Harmónica	Primário [mΩ]	Secundário [mΩ]
1º	20,69	22,58
3º	50,15	58,19
5º	109,04	129,41
7º	197,33	236,17
9º	314,96	378,41
11º	461,85	556,04
13º	637,91	768,94

- Para a determinação das perdas é necessário conhecer o valor da corrente de componente contínua, componente fundamental e das respetivas harmónicas. Por forma a estimar com maior precisão, recorreu-se a ferramenta simulação *Matlab/Simulink*, como enunciado no *Tópico 4.1*, para determinar o valor de cada componente. Na *Tabela 9* encontra-se a síntese dos valores obtidos até á 13ª harmónica;

Tabela 9 – Valores da Corrente Eficaz por Harmónica.

Harmónica	Primário [A]	Secundário [A]
0º	1,2	0,1
1º	89,6	47,5
3º	29,6	15,7
5º	17,5	9,3
7º	12,2	6,5
9º	9,2	4,9
11º	7,3	3,9
13º	5,9	3,1

- Através da *Equação (117)* e com recurso a *Tabela 8* e *Tabela 9* é possível determinar o valor das perdas, obtendo-se um valor total de perdas no enrolamento primário de 345,7 W e no enrolamento do secundário de 111,1 W. Na *Tabela 10* encontra-se descrito em maior pormenor o valor de perdas em cada componente;

Tabela 10 – Valores de Potência Dissipada por Harmónica.

Harmónica	Primário [W]	Secundário [W]
0º	0,0	0,0
1º	166,0	51,0
3º	43,9	14,3
5º	33,0	11,1
7º	29,3	9,9
9º	27,4	9,1
11º	24,4	8,3
13º	22,0	7,5

- Conhecendo a potência de saída e as perdas do transformador é possível determinar o rendimento teórico esperado, obtendo o valor de 98,9 %, como determinado na *Equação (122)*;

$$\eta = \frac{P_{saida}}{P_{saida} + P_{fe} + P_{cu}} = \frac{50\,000}{50\,000 + 98,5 + (345,7 + 111,1)} = 98,9\% \quad (122)$$

3.1.8 Capacidades Parasitas

Para os transformadores de alta frequência, a contabilização dos parâmetros parasitas, nomeadamente as capacidades parasitas, é fundamental para uma correta modelização do sistema. Estas capacidades são responsáveis por frequências de ressonância e oscilações indesejadas na corrente do primário e do secundário e por consequente uma diminuição da fiabilidade e da eficiência do sistema [39].

Estas capacidades poderão ser estáticas ou dinâmicas. Se o potencial entre dois condutores permanecer inalterado e a diferença de potencial entre estes assume igual valor ao longo do comprimento, trata-se de uma capacidade estática. Quando ocorre variação do potencial ao longo do comprimento dos condutores, trata-se de uma capacidade dinâmica. [40]

As capacidades parasitas de um enrolamento podem ser caracterizadas nas seguintes componentes [39, 41]:

- Capacidade entre condutores, localizados na mesma camada do enrolamento;
- Capacidade entre condutores, localizados em camadas diferentes de um enrolamento;
- Capacidade entre condutores de enrolamentos diferentes;
- Capacidade entre os condutores e o núcleo magnético.

Os três fatores com maior contribuição para o valor da capacidade parasita num transformador de alta frequência são os seguintes [39]:

- A constante dielétrica dos materiais isolantes dos condutores;
- A geometria, isto é, o diâmetro e dimensão do condutor, o espaço entre os condutores e a distância destes ao núcleo;
- Características do enrolamento, nomeadamente, organização dos condutores e sentido de enrolamento.

Análise da capacidade existente entre dois condutores do mesmo enrolamento

Os enrolamentos podem ser compostos por condutores sólidos ou por condutores do tipo *Litz*, neste último caso, a constante dielétrica equivalente do condutor de *Litz*, ε_{eq} , descrita em [39], poderá ser dada *Equação (123)*.

$$\varepsilon_{eq} = \frac{\varepsilon_w \varepsilon_L (t_w + t_L)}{\varepsilon_L t_w + \varepsilon_w t_L} \quad (123)$$

A onde ε_w representa a constante dielétrica do isolamento externo do condutor de *Litz* e ε_L representa a constante dielétrica do isolamento dos condutor singulares.

O parâmetro t_w representa espessura do isolamento do condutor de *Litz* e t_L a espessura do isolamento de cada condutor singular, de forma genérica, a espessura de isolamento equivalente, t_{eq} , será dada pela Equação (124), na Figura 32 encontra-se representado genericamente estes parâmetros [39].

$$t_{eq} = t_w + t_L \quad (124)$$

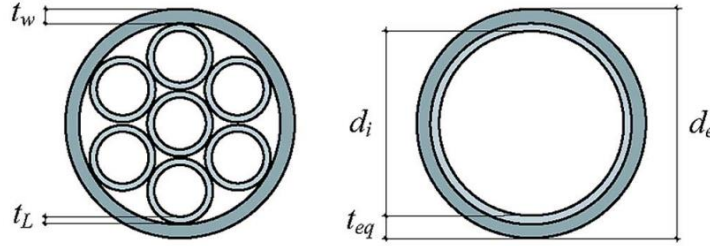


Figura 32 – Condutor de *Litz*: Seção Equivalente para Determinação da Constante de Dielétrico Equivalente [39].

O diâmetro equivalente do condutor de *Litz*, d_e , caso não seja conhecido, poderá ser determinado através da Equação (125), em que d_L representa o diâmetro de cada condutor singular e n representa o número de condutores singulares que compõem o condutor de *Litz* [39].

$$d_e = d_L \sqrt{\frac{4n}{\pi}} \quad (125)$$

Num sistema real, em corrente alternada, a corrente que percorre o condutor não se encontra de igual forma distribuída por este, tende acumular-se em zonas do condutor que estão mais próximas de um condutor vizinho. Assim, por forma a ter em consideração uma distribuição realista da densidade de campo, a capacidade entre dois condutores pode ser obtido através de uma das seguintes hipóteses:

Hipótese a) – Considerar que as linhas do campo elétrico permanecem radiais até atingir o condutor adjacente, abordagem determinada por *Koch's*, representado na Figura 33. Sendo a capacidade entre dois condutores, descrita em [39], dada pela Equação (126).

$$C_{tt} = 2 \varepsilon_0 \left(m_L + \frac{2 t_{eq}}{\varepsilon_{eq} d_e^2} (d_e - t_{eq}) m_D \right) \quad (126)$$

Em que os coeficientes m_L e m_D são dados respetivamente pelas Equações (127) e (128).

$$m_L = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\frac{1}{2} - \left(\sin^2 \theta + \cos \theta \sqrt{\cos^2 \theta - \frac{3}{4}} \right)}{\left[\cos \theta - \left(1 - \frac{2 t_{eq}}{\varepsilon_{eq} d_e} \right) \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\cos^2 \theta - \frac{3}{4}} \right) \right]^2} d\theta \quad (127)$$

$$m_D = \int_0^{\frac{\pi}{6}} \frac{\sin^2 \theta + \cos \theta \sqrt{\cos^2 \theta - \frac{3}{4}}}{\left[\cos \theta - \left(1 - \frac{2 t_{eq}}{\varepsilon_{eq} d_e}\right) \left(\frac{1}{2} + \sqrt{\cos^2 \theta - \frac{3}{4}}\right) \right]^2} d\theta \quad (128)$$

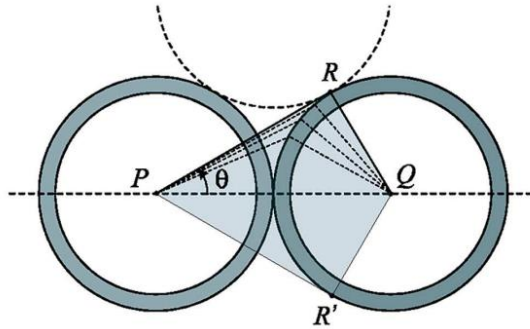


Figura 33 – Determinação da Capacidade Entre Dois Condutores: Considerando a Abordagem de Koch's [39].

Hipótese b) – Considerar que as linhas do campo elétrico efetuam o caminho mais curto, por forma a alcançar o condutor vizinho, abordagem determinada por *Massarini*, representado *Figura 34*. Sendo a capacidade entre dois condutores, descrita em [39, 41], dada pela *Equação (128)*.

$$C_{tt} = \varepsilon_{eq} \theta^* \ln^{-1} \left(\frac{d_e}{d_i} \right) + \varepsilon_0 \cot \frac{\theta^*}{2} - \varepsilon_0 \cot \frac{\pi}{12} \quad (129)$$

Na qual o parâmetro θ^* é dado por:

$$\theta^* = \arccos \left(1 - \frac{1}{\varepsilon_{eq}} \ln \left(\frac{d_e}{d_i} \right) \right) \quad (130)$$

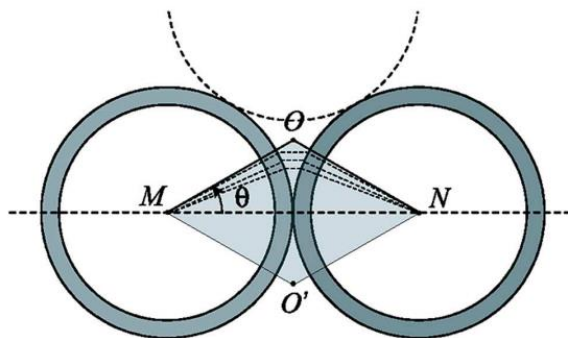


Figura 34 – Determinação da Capacidade entre Dois Condutores: Considerando a Abordagem de Massarini [39].

Considerando um enrolamento composto apenas por uma camada de condutores e na presença de um núcleo magnético, representado na *Figura 35*, desprezando as capacidades entre espiras não adjacentes. A capacidade entre condutores adjacentes é dada por C_{tt} e a capacidade entre um condutor e o núcleo é dado por C_{ts} [39].

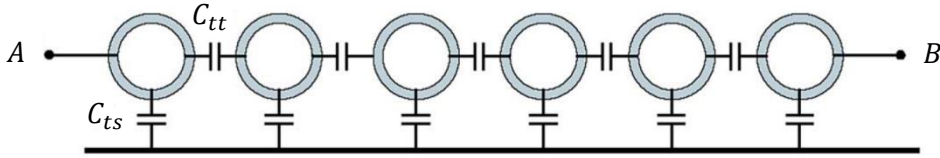


Figura 35 – Capacidades para uma Camada Única de Condutores com Núcleo Magnético [39].

Analisando o esquema representado na *Figura 35* e considerando que a capacidade entre um condutor e o núcleo, C_{ts} , é o dobro da capacidade entre dois condutores, C_{tt} , é possível determinar a capacidade equivalente entre os terminais A e B, descrita pela *Equação (131)*, com base no exposto em [39].

$$C_{AB}(n_t) = \frac{C_{tt}}{2 + \frac{C_{tt}}{C_{AB}(n_t - 2)}} + C_{tt} \quad (131)$$

Em que n_t é o número de condutores que compõe o enrolamento entre o ponto A e o ponto B, representados na *Figura 35*.

A *Equação (131)* fornece uma boa aproximação da capacidade entre os terminais, apenas no caso de o número de condutores ser reduzido e estes encontrarem-se espaçadas entre si. No caso de existirem muitos condutores e com pouco espaçamento entre estes, a influencia das capacidades entre condutores não adjacentes não poderá ser desprezada [29].

A partir do valor da capacidade entre condutores, C_{tt} , e considerando a existência de múltiplas camadas de condutores, é possível calcular a capacidade entre duas camadas de condutores, descrita em [29], dada pela *Equação (132)*.

$$C_{ll} = \frac{n_t (n_t + 1) (2n_t + 1)}{6 n_t^2} MLT C_{tt} \quad (132)$$

Considerando que o enrolamento possui z camadas, a capacidade total do enrolamento será dada pela *Equação (133)* [29].

$$C_w = C_{ll}(z - 1) \left(\frac{2}{z}\right)^2 \quad (133)$$

Para determinar a capacidade entre camadas, representado na *Equação (132)*, é necessário o calculo da capacidade entre condutores, representado na *Equação (126)* ou (129). Para um número de espiras elevado, superior a 10, é conveniente a utilização de uma fórmula simplificada, considerando que o enrolamento assume estrutura cilíndrica, com um dado raio, r , elevado o suficiente de modo que possa ser interpretado como um condensador de placas paralelas. A capacidade entre duas camadas descrita em [29], é dadas pela *Equação (134)*.

$$C_{ll} = \epsilon_o \epsilon_{eq} \frac{2 \pi r w}{d} = \epsilon_o \epsilon_{eq} \frac{MLT w}{d} \quad (134)$$

Em que w é a altura do enrolamento e d é a distância entre dois condutores de camadas diferentes, na seguinte figura encontra-se representado genericamente alguns parâmetros [29].

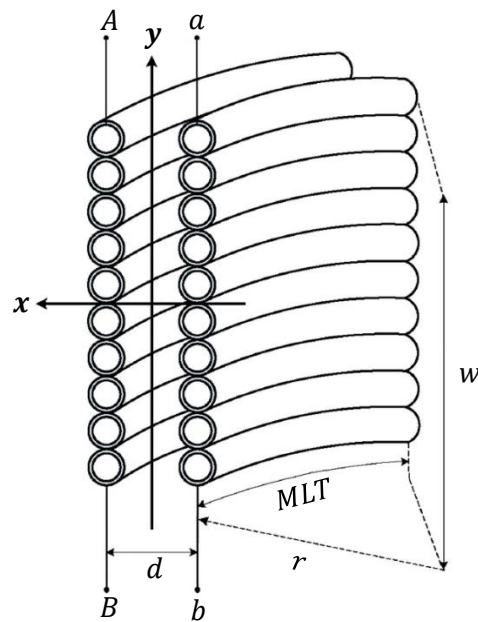


Figura 36 – Representação de duas Camadas de Condutores Adjacentes.

A distância entre dois condutores de camadas diferentes, d , têm um grande impacto no valor da capacidade. Por forma a ter em consideração o facto de os condutores, numa situação real, não estarem perfeitamente alinhados, é comum usar a seguinte formula empírica para determinar este parâmetro, representado na *Equação (135)*, ver *Figura 32* [29].

$$d = 1,26 d_e - 1,15 d_i \quad (135)$$

Considerando o circuito equivalente de seis condensadores, para representar as capacidades parasitas existente num transformador, com o enrolamento do primário e do secundário enrolados no mesmo sentido, representado na *Figura 37*. Tendo como base o exposto em [42], estas capacidades poderão ser descritas pelas *Equações (136)*, referidas ao primário do transformador:

$$\begin{aligned} C_{P_1} &= \frac{C_{llP}}{6} \left(1 - 2 \frac{d_P^2}{w_P^2} \right) \\ C_{P_2} &= \frac{C_{llP}}{3} \left(1 - \frac{d_P^2}{2 w_P^2} \right) \\ C_{P_3} &= \frac{C_{llP}}{6} \left(1 + \frac{d_P^2}{w_P^2} \right) \end{aligned} \quad (136)$$

Os termos com índice “P”, indicam que o valor do termo deverá ser relativo ao enrolamento do primário. As equações referentes ao enrolamento do secundário são em tudo iguais ao exposta nas

Equações (136), com a diferença que os parâmetros deverão ser referentes ao enrolamento do secundário.

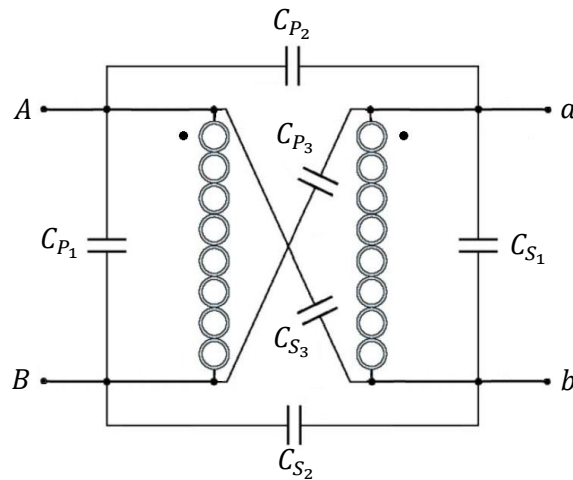


Figura 37 – Esquema Equivalente de Seis Capacidades [42].

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Dando continuidade ao exemplo de cálculo exposto no *Tópico 3.1.7*, por forma a completar este com o valor das capacidades parasitas, é exposto de seguida os valores obtidos para aplicação em estudo.

Os enrolamentos são composto por condutores do tipo *Litz*, considerando que o material isolante de cada condutor singular é igual ao material isolante do condutor de *Litz*, nomeadamente o isolamento de ETFE (Etileno Tetrafluoroetileno). Nesta situação não seria necessário o cálculo do valor da constante dielétrica equivalente do condutor de *Litz*, ϵ_{eq} , descrita pela *Equação (123)*, pelo facto de ambos os isolamentos serem constituídos pelo mesmo material, no entanto será exposto a sua determinação em seguida.

O parâmetro t_L corresponde a espessura do isolamento do condutor singular, descrita no Anexo E (*página 127*), que para o isolamento considerado é de 0,038 mm. O parâmetro t_W , corresponde a espessura do isolamento externo do condutor de *Litz*, a determinação deste valor encontra-se representado na *Equação (137)* e *(139)*, para o primário e secundário respetivamente. Estes valores indicam a distância mínima entre dois condutores, com base da tensão que se pretende isolar, V_{isolar} , na força do dielétrico, $E_{isolante}$, e no parâmetro, v , que têm como objetivo a adição de uma margem de segurança.

Considerou-se que a tensão a isolar correspondia a tensão de operação do enrolamento, utilizando o parâmetro v com um valor de 0,5, o que corresponde na prática à duplicação da distância mínima de isolamento. Por consulta do Anexo E (*página 127*), verifica-se que o material ETFE, possui uma força do dielétrico de 29,4 kV/mm. Assim obtêm-se um isolamento mínimo para cada enrolamento descrito por:

→ Primário: Através da *Equação (137)*, obtêm-se uma distância mínima entre condutores de 0,036 mm, por analogia a espessura do isolamento de um condutor será de 0,018 mm, correspondendo este valor ao parâmetro t_w ;

$$d_{min} = \frac{V_{isolar}}{v E_{isolante}} = \frac{530}{0,5 \times 29400} = 0,036 \text{ mm} \quad (137)$$

Obtendo assim uma constante dielétrica equivalente de 2,5, como representada na *Equação (138)*.

$$\varepsilon_{eq} = \frac{\varepsilon_w \varepsilon_L (t_w + t_L)}{\varepsilon_L t_w + \varepsilon_w t_L} = \frac{2,5 \times 2,5 \times (0,016 + 0,038)}{2,5 \times 0,016 + 2,5 \times 0,038} = 2,5 \quad (138)$$

→ Secundário: Através da *Equação (139)*, obtêm-se uma distância mínima entre condutores de 0,068 mm, por analogia a espessura do isolamento de um condutor será de 0,034 mm, correspondendo este valor ao parâmetro t_w ;

$$d_{min} = \frac{V_{isolar}}{v E_{isolante}} = \frac{1000}{0,5 \times 29400} = 0,068 \text{ mm} \quad (139)$$

Obtendo assim uma constante dielétrica equivalente de 2,5, como representada na *Equação (140)*.

$$\varepsilon_{eq} = \frac{\varepsilon_w \varepsilon_L (t_w + t_L)}{\varepsilon_L t_w + \varepsilon_w t_L} = \frac{2,5 \times 2,5 \times (0,034 + 0,038)}{2,5 \times 0,034 + 2,5 \times 0,038} = 2,5 \quad (140)$$

Tendo em conta os valores obtidos anteriormente e tendo como base a *Figura 32*, é possível determinar as dimensões equivalentes do condutor de *Litz*, o diâmetro equivalente externo d_e e o diâmetro interno equivalente d_i , através das *Equações (124)* e *(125)*.

Por forma a ter em consideração o facto de os condutores, numa situação real, não estarem perfeitamente alinhados, é comum usar a *Equação (135)* para determinar a distância, d , entre dois condutores de camadas diferentes, tratando-se esta de uma equação empírica. Na *Tabela 11* encontra-se resumido os parâmetros geométricos dos condutores necessários para calcular as capacidades parasitas.

Tabela 11 – Parâmetros Geométricos dos Condutores de Litz.

Parâmetro	Enrolamento Principal	Enrolamento Secundário
d_e	16,49 mm	12,92 mm
d_i	16,38 mm	12,70 mm
d	1,94 mm	1,68 mm

A capacidade entre condutores é obtida através da *Equação (134)*, na qual o ϵ_o assume o valor de $8,85 \times 10^{-12}$ F/m e o parâmetro w representa a altura do enrolamento. Para o enrolamento do primário, representado na *Equação (141)*, obtêm-se o valor de 0,83 nF, por analogia para o enrolamento do secundário, obtêm-se o valor de 0,97 nF

$$C_{ll} = \epsilon_o \epsilon_{eq} \frac{MLT w}{d} = 8,85 \times 10^{-12} \times 2,5 \times \frac{368 \times 200 \times 10^{-6}}{1,94 \times 10^{-3}} = 0,83 \text{ nF} \quad (141)$$

Conhecendo a capacidade entre dois condutores, é possível determinar as varias componentes das capacidades equivalentes, seguindo o esquema equivalente de seis capacidades representado na *Figura 37* e as três equações representada na *Equação (136)*, obtêm-se para o primário, os valores representados nas *Equações (142)*.

$$\begin{aligned} C_{P_1} &= \frac{C_{llP}}{6} \left(1 - 2 \frac{d_P^2}{w_P^2} \right) = \frac{0,83 \times 10^{-9}}{6} \left(1 - 2 \frac{1,94^2}{200^2} \right) = 0,14 \text{ nF} \\ C_{P_2} &= \frac{C_{llP}}{3} \left(1 - \frac{d_P^2}{2 w_P^2} \right) = \frac{0,83 \times 10^{-9}}{3} \left(1 - \frac{1,94^2}{2 \times 200,00^2} \right) = 0,28 \text{ nF} \\ C_{P_3} &= \frac{C_{llP}}{6} \left(1 + \frac{d_P^2}{w_P^2} \right) = \frac{0,83 \times 10^{-9}}{6} \left(1 + \frac{1,94^2}{200,00^2} \right) = 0,14 \text{ nF} \end{aligned} \quad (142)$$

E para o secundário obtêm-se os valores representados nas *Equações (143)*.

$$\begin{aligned} C_{S_1} &= \frac{C_{llS}}{6} \left(1 - 2 \frac{d_S^2}{w_S^2} \right) = \frac{0,97 \times 10^{-9}}{6} \left(1 - 2 \frac{1,68^2}{200^2} \right) = 0,16 \text{ nF} \\ C_{S_2} &= \frac{C_{llS}}{3} \left(1 - \frac{d_S^2}{2 w_S^2} \right) = \frac{0,97 \times 10^{-9}}{3} \left(1 - \frac{1,68^2}{2 \times 200,00^2} \right) = 0,32 \text{ nF} \\ C_{S_3} &= \frac{C_{llS}}{6} \left(1 + \frac{d_S^2}{w_S^2} \right) = \frac{0,97 \times 10^{-9}}{6} \left(1 + \frac{1,68^2}{200,00^2} \right) = 0,16 \text{ nF} \end{aligned} \quad (143)$$

3.1.9 Modelo equivalente

Por forma a analisar o funcionamento do transformador, é possível recorrer a um modelo equivalente, compostos apenas por elementos passivos: condensadores, bobines e resistências. Este modelo, aplicado em um *software* de simulação numérica, permitem de uma forma relativamente precisa, analisar o comportamento esperado do transformador em condições reais [43].

O modelo a utilizar, de uma forma simplificada, devera respeitam as seguintes condições [43]:

- Deverá ser validado para as condições de operação do transformador;
- O número de elementos que compõe o circuito equivalente deverá ser o mais reduzido possível, por forma a facilitar o processo de simulação numérica;
- Terá de ser possível a determinação de todos os elementos que constituem o circuito equivalente, seja através de métodos analíticos ou através de protocolos de medição;
- O modelo deverá descrever o comportamento do transformador com uma precisão aceitável.

Na *Figura 38* encontra-se representado o esquema equivalente de um transformador de alta frequência.

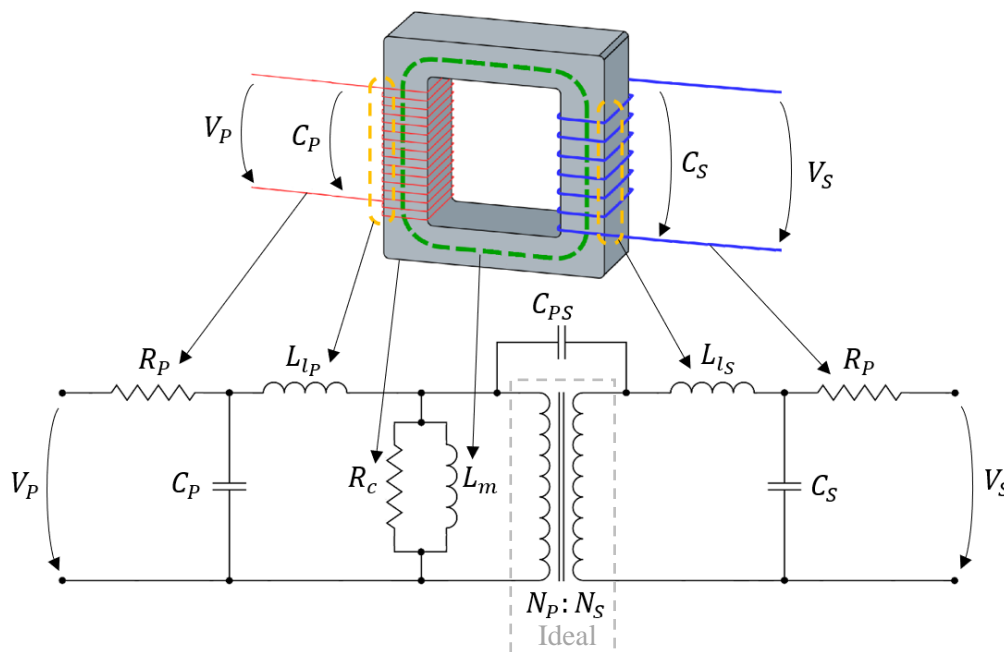


Figura 38 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência.

Tendo em consideração o exposto anteriormente no *Capítulo 3* e de uma forma simplificada, os parâmetros representados na *Figura 38* têm o seguinte significado [44].

- V_p e V_s representa a tensão aos terminais do primário e do secundário, respetivamente;
- L_{lP} e L_{lS} representam a indutância de fuga do primário e do secundário, respetivamente;

- R_P e R_S representam a resistência do enrolamento do primário e do secundário, respetivamente;
- C_P e C_S representam a capacidade do enrolamento do primário e do secundário, respetivamente;
- C_{PS} representam a capacidade mútua entre o enrolamento do primário e o enrolamento do secundário;
- R_c representam a resistência equivalente do núcleo magnético do transformador, referenciada ao primário do transformador;
- L_m representam a indutância equivalente do núcleo magnético do transformador, referenciada ao primário do transformador.

Nota: O transformador que se encontra representado na *Figura 38*, pretende apenas representar a relação de transformação entre a tensão aos terminais do primário e a tensão aos terminais do secundário, razão pela qual é considerado um elemento ideal.

Por forma a simplificar o circuito equivalente, é conveniente efetuar a transição de parâmetros localizados no secundário para o primário, nomeadamente L_{lP} , R_P e C_S .

Para efetuar esta transição é primeiramente necessário conhecer a relação de transformação (k), descrita na *Equação (144)*, a qual é dada pelo quociente entre o número de voltas do enrolamento do primário (N_P) pelo número de voltas do enrolamento do secundário (N_S).

$$k = \frac{N_P}{N_S} \quad (144)$$

Para efetuar a transição de impedâncias, resistências e/ou indutâncias, do primário (Z_P) para o secundário (Z_S) é necessário recorrer a relação de transformação (k) [14]. A transição de impedâncias do primário para o secundário é dada pela *Equação (145)*.

$$Z_S = \frac{Z_P}{k^2} \quad (145)$$

O processo contrário também é possível, isto é, a transição de impedâncias do secundário para o primário, sendo descrito pela *Equação (146)* [14].

$$Z_P = k^2 Z_S \quad (146)$$

A quando a transição de um parâmetro do secundário para o primário, ou vice-versa, o nome do parâmetro permanece igual, no entanto é comum adicionar uma película “ ’ ”, por forma a indicar que ocorreu a transição desse parâmetro.

A transição de capacidades do secundário do transformador para o primário, descrito em [44], é regida pelas equações que constam na *Equação (147)*.

$$\begin{aligned} C'_P &= C_P + (1 - k) C_{PS} \\ C'_S &= k^2 C_S + k(k - 1) C_{PS} \\ C'_{PS} &= k C_{PS} \end{aligned} \quad (147)$$

A partir do circuito equivalente exposto na *Figura 38* e recorrendo as *Equações (146)* e *(147)*, é possível obter o seguinte circuito equivalente de um transformador de alta frequência referido ao primário, representado na *Figura 39*.

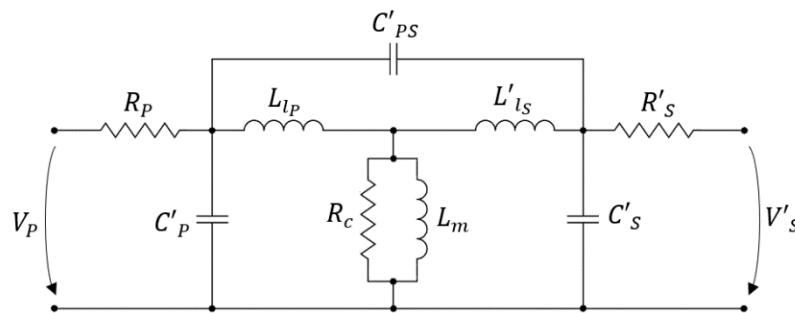


Figura 39 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência: Referenciado ao Primário.

No caso das indutâncias de fuga serem muito inferior à indutância de magnetização, a queda de tensão provocada por estas é mínima e, portanto, o efeito das três capacidades pode ser simplificada para uma única capacidade [44] e [45] como representado na *Figura 40*.

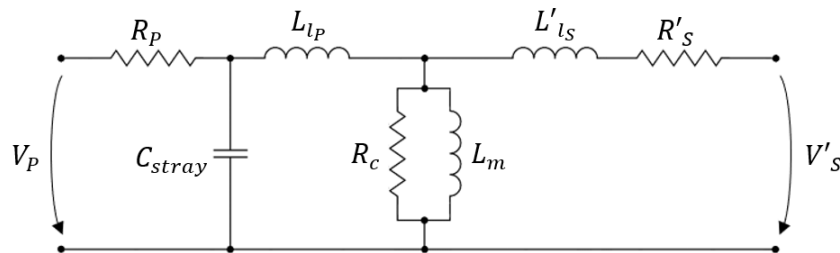


Figura 40 – Circuito Equivalente de um Transformador de Alta Frequência: Referenciado ao Primário.

Indo de acordo com o exposto no *Tópico 3.1.8*, nomeadamente a *Equação (136)*, a onde se encontra descrito as equações que permitem determinar o valor das capacidades do modelo equivalente de seis capacidades de um transformador de alta frequência. A equação que permite determinar o C_{stray} , com base no descrito em [45], é dado pela *Equação (148)*.

$$\begin{aligned} C_{stray} &= C_{P_1} + k^2 C_{S_1} + 2k \left(\frac{C_{S_3} C_{P_3} - C_{P_2} C_{S_2}}{C_{P_2} + C_{S_3} + C_{P_3} + C_{S_2}} \right) + \\ &+ \left(\frac{(C_{S_3} + C_{P_2})(C_{P_3} + C_{S_2}) + k^2(C_{P_2} + C_{P_3})(C_{S_3} + C_{S_2})}{C_{P_2} + C_{S_3} + C_{P_3} + C_{S_2}} \right) \end{aligned} \quad (148)$$

A resistência equivalente do núcleo magnético do transformador, R_c , pode ser descrita pela Equação (149), na qual l_m representa o comprimento médio que o fluxo magnético descreve no núcleo magnético [46].

$$R_c = \frac{l_m}{\mu_o \mu_r A_c} \quad (149)$$

A indutância equivalente do núcleo magnético do transformador, L_m , pode ser descrita pela Equação (150) [9].

$$L_m = \mu_o \mu_r N_p^2 \frac{A_c}{l_m} \quad (150)$$

Exemplo de cálculo para a aplicação em estudo:

Continuando o exemplo de cálculo exposto no Tópico 3.1.7 e 3.1.8, por forma a obter o circuito equivalente do transformador, representado na Figura 40, obtêm-se os seguinte parâmetros equivalentes.

- A resistência do enrolamento do primário e do secundário, correspondem ao valor da resistência DC do respetivo enrolamento. Frisando que o modelo representado na Figura 40, encontra-se referido ao primário do transformador, assim a resistência do secundário deverá ser convertida para o primário, através da Equação (146). Obtendo os seguintes valores, com base no exemplo de cálculo efetuado no Tópico 3.1.7, $R_p = 12,76 \text{ m}\Omega$ e $R'_s = 3,98 \text{ m}\Omega$;
- Com base no modelo equivalente de seis capacidades, exposto no Tópico 3.1.8 e na Equação (148) é possível determinar a capacidade equivalente, referida ao primário do transformador. Obtendo o valor de $C_{stray} = 0,40 \text{ nF}$, com base no exemplo de cálculo efetuado no Tópico 3.1.7;
- A resistência equivalente do núcleo magnético, R_c , poderá ser determinada através da Equação (149), em que os parâmetros l_m e A_c são fornecidos pelo fabricante do núcleo magnético, representados no Anexo C (página 122), com os respetivos valores de 64,9 cm e 27,8 cm² respetivamente. A permeabilidade relativa depende do material que compões o núcleo magnético, seguindo os valores representados no Anexo C (página 122), considerou-se o valor de 10 000 e a permeabilidade no vácuo assume o valor de $4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$. Obtendo assim uma resistência equivalente do núcleo magnético do transformador de 18,55 k Ω ;
- A indutância equivalente do núcleo magnético do transformador, L_m , é descrita pela Equação (150), obtendo-se o valor de 58,70 mH;

- O valor da indutância de fuga total foi determinado anteriormente no *Tópico 3.1.7*, com recurso a *Equação (110)*. Decompondo esta é possível determinar a indutância de fuga referente ao primário, *Equação (151)*, e a indutância de fuga referente ao secundário, *Equação (152)*.

$$L_{l_p} = \mu N_1^2 \frac{MLT}{h_{eq}} \left[d_{eq_1} \frac{m_1}{3} F_{L_1} + \frac{d_g}{2} + d_{i_1} \frac{(m_1 - 1)}{2 m_1} \right] \quad (151)$$

$$L_{l_s} = \mu N_1^2 \frac{MLT}{h_{eq}} \left[d_{eq_2} \frac{m_2}{3} F_{L_2} + \frac{d_g}{2} + d_{i_2} \frac{(m_2 - 1)}{2 m_2} \right] \quad (152)$$

Obtendo uma indutância de fuga referida ao primário, L_{l_p} , de 34,26 μH e uma indutância de fuga referida ao secundário, L_{l_s} , de 35,44 μH . Relembrando que o modelo representado na *Figura 40*, encontra-se referido ao primário do transformador, assim a indutância de fuga do secundário deverá ser convertida para o primário, através da *Equação (146)*, obtendo $L'_{l_s} = 10,37 \mu\text{H}$.

3.2 Modelização do Conversor

Com base no modelo equivalente exposto no *Tópico 3.1.9* e na estrutura do Dual Active Bridge exposta no *Tópico 2.3.2* é possível modelizar de forma mais concreta o conversor em estudo. Representado esquematicamente na *Figura 41* o esquema de potência do conversor em estudo e o respetivo controlo, o qual será abordado com maior pormenor no *Tópico 3.3*.

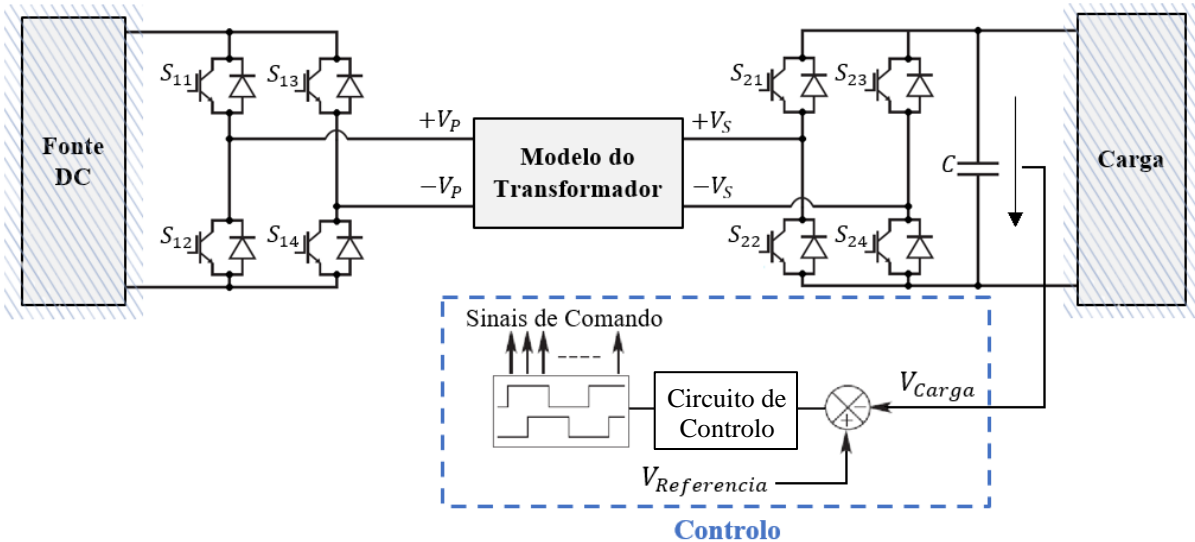


Figura 41 – Modelização do Conversor – Esquema Simplificado de Potência e Controlo.

Tendo em conta os objetivos propostos, nomeadamente a validação do modelo do transformador desenvolvido, para a modelização do conversor não será estudado em pormenor a Fonte DC e a Carga, sendo considerado uma fonte de corrente contínua ideal e uma carga resistiva pura.

Na *Figura 41* o bloco descrito por “Modelo do Transformador” têm a estrutura demonstrada na *Figura 42*. Adicionalmente ao modelo do transformador desenvolvido no *Tópico 3.1.9*, é necessário ter em consideração também a relação de transformação, razão pela qual na *Figura 42* é utilizado um transformador ideal, sendo apenas necessário este bloco, caso se pretende implementar este modelo em um *software* de simulação numérica. Este trata-se de um elemento ideal, não afeta o modelo do transformador de alta frequência desenvolvido e permite aplicação da relação de transformação.

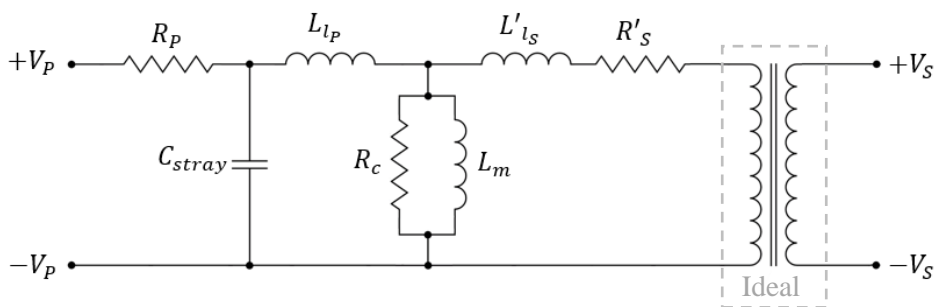


Figura 42 – Modelização do Conversor – Esquema de Potência: Modelo do Transformador.

O condensador “C”, representado na *Figura 41*, é de elevada importância para o bom funcionamento do circuito de comando do Dual Active Bridge, uma vez que será este que irá limitar a

oscilação da tensão no barramento de corrente contínua. Sendo a tensão no barramento de corrente contínua uma das variáveis de entrada do circuito de comando. De uma forma empírica e de acordo com [27], o valor do condensador poderá ser dado pela *Equação (153)*.

$$C = \frac{I_{Load} D T}{8 \Delta V_S} \quad (153)$$

3.3 Controle

O desenvolvimento teórico encontra-se descrito em [47], apresentando-se nos parágrafos seguintes os principais resultados.

O controle implementado tem como objetivo o controle do ângulo de defasamento entre as forma de onda da tensão do primário e do secundário, sendo este apenas aplicado ao segundo conversor do *Dual Active Bridge*. Considerando que o primeiro conversor do *Dual Active Bridge* assume um ângulo nulo e constante ao longo do tempo.

O controle do ângulo de defasagem tem como objetivo a regulação da potência entregue a carga, por forma a que a tensão aos terminais da carga assuma um valor constante e predefinido, independentemente da potência da carga, tendo em consideração as limitações de potência suportada pelo sistema.

Assim o ângulo de defasagem é determinado através da medição da tensão aos terminais da carga.

Na *Figura 43* encontra-se descrito o diagrama de blocos do controlador. O conversor de potência é modulado com um ganho de K_d , um tempo de atraso de T_d e dinâmica da carga. A subtração entre a tensão de referência, V_{0Ref} , e a tensão medida a saída do conversor, V_0 , permite obter o valor do erro da tensão. Em que o ganho α depende da configuração da instrumentação utilizada para efetuar a medição da tensão de saída, para efeitos de simulação este parâmetro assume um valor unitário.

O controlador $C(s)$ tem como saída o ângulo de defasagem, dado por $\sin(\phi)$, que permite a obtenção de um erro nulo, isto é, que permite que a tensão de saída, V_0 , assuma o valor da tensão de referência, V_{0Ref} .

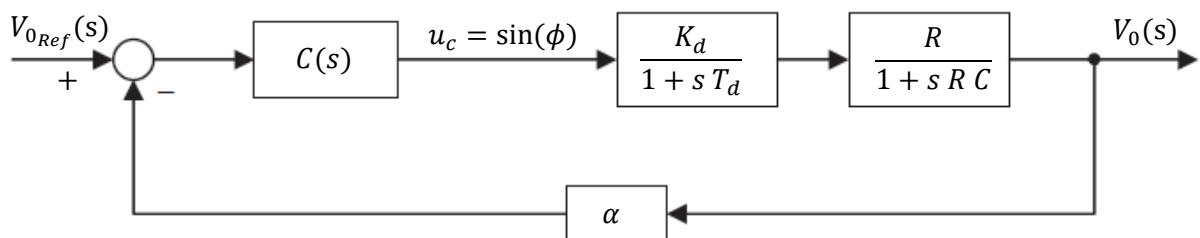


Figura 43 – Diagrama de Blocos do Controle (Adaptado de [47]).

Para projetar o controlador $C(s)$, é necessário estabelecer a relação entre a potência de entrada do conversor de DAB, P_{in} , e a potência de saída do conversor DAB, P_0 , que corresponde a potência entregue a carga. Assumido que o conversor é ideal, de modo a simplificar o projeto do controlador, isto é, que não possui perdas de comutação, obtém-se a *Equação (154)*.

$$P_{in} = P_0 \quad (154)$$

Por forma a determinar a equação que descreve a potência de entrada, P_{in} , é necessário ter como base o circuito equivalente simplificado do transformador de alta frequência representado na *Figura 44*, em que \bar{V}_P e \bar{V}_S representam a tensão aos terminais do primário e do secundário, respetivamente.

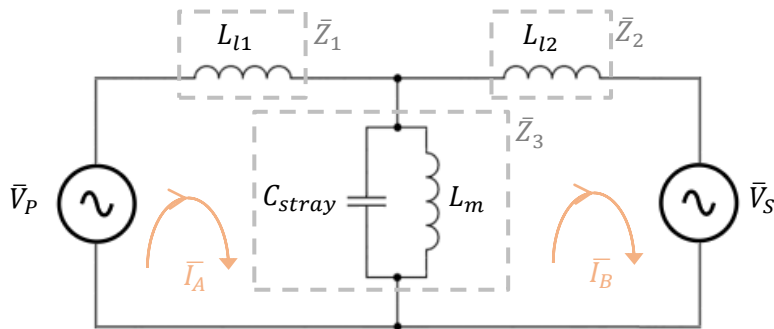


Figura 44 – Circuito Equivalente Simplificado do Transformador de Alta Frequência.

Tendo em consideração que o controlo será aplicado ao segundo conversor do DAB, o ângulo de defasamento, ϕ , irá corresponder ao algo da tensão do secundário. E considerando que o primeiro conversor do DAB apresenta um ângulo nulo e invariável, obtém-se as *Equações (155)*.

$$\begin{aligned} \bar{V}_P &= V_P \cos(0) + j V_P \sen(0) = V_P \\ \bar{V}_S &= V_S \cos(\phi) + j V_S \sen(\phi) \end{aligned} \quad (155)$$

As impedâncias representada na *Figura 44* podem ser descritas pelo exposto na *Equação (156)*, em que a impedância \bar{Z}_3 é obtida pelo paralelo entre a capacidade equivalente, C_{stray} , e a indutância de magnetização, L_m .

$$\begin{aligned} \bar{Z}_1 &= j X_{L_{L1}} \\ \bar{Z}_2 &= j X_{L_{L2}} \\ \bar{Z}_3 &= j \frac{X_{C_{stray}} X_{L_m}}{X_{C_{stray}} - X_{L_m}} \end{aligned} \quad (156)$$

As componentes reativas de cada impedância, poder ser escritas, de uma forma genérica, pelas *Equações (157)* e *(158)*.

$$X_L = \omega L_P \quad (157) \quad X_C = \frac{1}{\omega C_P} \quad (158)$$

Efetuada a análise das malhas do circuito equivalente representado na *Figura 44*, obtêm-se as equações representadas na *Equação (159)*.

$$\begin{aligned} -\bar{V}_P + \bar{Z}_1 \bar{I}_A + \bar{Z}_3 (\bar{I}_A - \bar{I}_B) &= 0 \\ \bar{Z}_3 (\bar{I}_B - \bar{I}_A) + \bar{Z}_2 \bar{I}_B + \bar{V}_S &= 0 \end{aligned} \quad (159)$$

Partindo das equações representada na *Equação (159)*, reescrevendo-as em ordem á corrente I_A , que também representa a corrente do primário, I_P , simplificando e tendo em conta o exposto na *Equação (155)* é possível obter a equação que descreve a corrente do primário do transformador, representada na *Equação (160)*.

$$\bar{I}_A = \bar{I}_P = \frac{(\bar{Z}_3 + \bar{Z}_2) \bar{V}_P - \bar{Z}_3 V_S (\cos(\phi) + j \text{sen}(\phi))}{\bar{Z}_3 \bar{Z}_1 + \bar{Z}_3 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_1 \bar{Z}_2} \quad (160)$$

Após simplificação algébrica, partindo das impedâncias representada na *Equação (156)*, obtêm-se as seguintes igualdades representadas na *Equação (161)*.

$$\begin{aligned} \bar{Z}_3 + \bar{Z}_2 &= \left(X_{L_{l2}} + \frac{X_{C_{stray}} X_{L_m}}{X_{C_{stray}} - X_{L_m}} \right) j \\ \bar{Z}_3 \bar{Z}_1 + \bar{Z}_3 \bar{Z}_2 + \bar{Z}_1 \bar{Z}_2 &= -\frac{X_{C_{stray}} X_{L_m} (X_{L_{l1}} + X_{L_{l2}}) + X_{L_{l1}} X_{L_{l2}} (X_{C_{stray}} - X_{L_m})}{X_{C_{stray}} - X_{L_m}} = A \end{aligned} \quad (161)$$

Reescrevendo a *Equação (160)*, por forma a efetuar a separação entre a parte real e a imaginária, obtêm-se a *Equação (162)*.

$$\bar{I}_P = \frac{Z_3 V_S \sin(\phi)}{A} - \left(\frac{Z_3 V_S \cos(\phi) + (Z_3 + Z_2) V_P}{A} \right) j \quad (162)$$

Tendo em conta o desenvolvimento da *Equação (162)*, é possível descreve a equação que representar a transferência de potência do conversor DAB, representada na *Equação (163)*.

$$P_{in} = \text{Re}(\bar{V}_P \bar{I}_P) = \frac{Z_3 V_P V_S \sin(\phi)}{A} \quad (163)$$

Considerando que a potência entregue a carga é descrita pela *Equação (164)*, e a partir da *Equação (154)* e *(163)* é possível obter a equação que relaciona a tensão de saída com o ângulo de desfasamento, descrita na *Equação (165)*.

$$P_0 = V_0 I_0 \quad (164)$$

$$V_0 = \frac{Z_3 V_P V_S \sin(\phi)}{A I_0} \quad (165)$$

Uma vez que o controlador $C(s)$ têm como saída $\sin(\phi)$ e com base no esquema equivalente do controlador, representado na *Figura 43*, é possível concluir que o ganho K_D será dado pela *Equação (166)*.

$$K_d = \frac{Z_3 V_P V_S}{A I_0} \quad (166)$$

Considerando a utilização de um controlador proporcional integral (PI), um dos métodos de controlo mais utilizado na indústria, em que o ganho proporcional providencia estabilidade da resposta em elevada frequência e o termo integral garante que o erro médio se aproxima de zero. As vantagens de um controlador proporcional integral incluem dois ganhos que podem ser ajustados, possibilitar um erro aproximado nulo na saída e permite obter sistemas altamente responsivos. A desvantagem do PI é a sobrelevação excessiva após aplicação de um sinal de comando do tipo degrau. A saída do controlador PI é dada pela soma de dois sinais, o proporcional, K_P , e o integral do erro, K_I , representado na *Equação (167)*, de acordo com [47].

$$C(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (167)$$

Controlador PI também poderá ser descrito pela *Equação (168)*.

$$C(s) = \frac{K_c (1 + \tau_c s)}{s} \quad (168)$$

Em que o parâmetro K_P e K_I , são respetivamente dados pela *Equação (169)* e *Equação (170)*.

$$K_P = K_c \tau_c \quad (169) \qquad K_I = K_c \quad (170)$$

A partir do diagrama representado na *Figura 43*, considerando que $\alpha = 1$ e simplificando o diagrama de blocos, obtêm-se o diagrama de blocos simplificado representado na *Figura 45*.

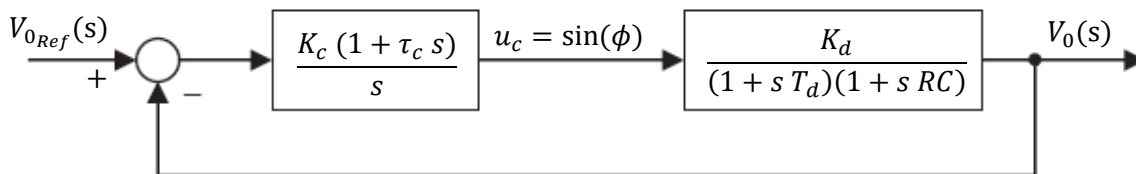


Figura 45 – Diagrama de Blocos Simplificado.

Anulando o polo dominante com o zero do controlador, obtêm-se o diagrama de blocos representado na *Figura 46*. Anulação do polo dominante com o zero do controlador, permite determinar o valor da constante de tempo τ_c , a qual assume a seguinte igualdade $\tau_c = RC$.

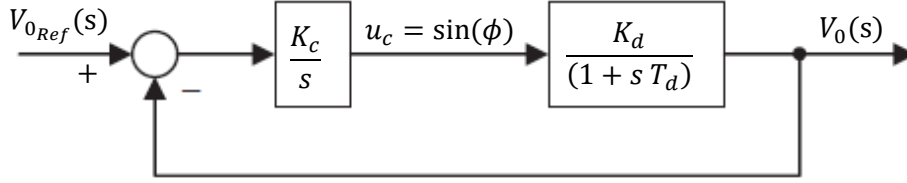


Figura 46 – Diagrama de Blocos Simplificado: Anulação do Polo com o Zero.

A partir do diagrama de blocos representado na *Figura 46*, é possível determinar a função transferência de cadeia fechada, que relaciona a saída com a entrada, que se encontra representada na *Equação (171)*.

$$\frac{V_0(s)}{V_{0ref}(s)} = \frac{\frac{K_c}{s} \frac{K_d}{1 + s T_d}}{1 + \frac{K_c}{s} \frac{K_d}{1 + s T_d}} \leftrightarrow \frac{V_0(s)}{V_{0ref}(s)} = \frac{\frac{K_c K_d R}{T_d}}{s^2 + s \left(\frac{1}{T_d} \right) + \frac{K_c K_d R}{T_d}} \quad (171)$$

Comparando a *Equação (171)*, com a equação de segunda ordem canónica, *Equação (172)*, é possível determinar o parâmetro K_c , representado na *Equação (173)*. Considerando para o fator de amortecimento, ξ , o valor de $\sqrt{2}/2$.

$$\frac{Y(s)}{U(s)} = \frac{\omega_o^2}{s^2 + 2 \xi \omega_o s + \omega_o^2} \quad (172)$$

$$\omega_o^2 = \frac{K_d K_i \alpha}{T_d} \Rightarrow K_c = \frac{\omega_o^2 T_d}{K_d R} \quad (173)$$

Em suma, o controlador $C(s)$ poderá ser definido por uma das equações representadas na *Equação (174)*. E assume os valores dos parâmetros representados na *Equação (175)* e *(176)*.

$$C(s) = K_p + \frac{K_I}{s} = \frac{K_c (1 + \tau_c s)}{s} \quad (174)$$

$$K_I = K_c = \frac{\omega_o^2 T_d}{K_d R} \quad (175)$$

$$K_p = K_c \tau_c = \frac{\omega_o^2 T_d}{K_d R} \tau_c \quad (176)$$

4 Resultados

4.1 Simulação

4.1.1 Aplicação

O transformador de estado sólido poderá ser utilizado em inúmeras aplicações, desde aplicação em sistemas de tração de locomotivas até sistemas de integração da energia produzida em fontes de energias renováveis na rede elétrica. A aplicação escolhida tem como objetivo demonstrar as potencialidades da utilização de um transformador de estado sólido, numa aplicação real e com interesse prático, pela crescente procura que se têm verificado na última década.

A aplicação consiste em efetuar o carregamento rápido de um veículo elétrico a partir da rede elétrica disponibilizada pelos distribuidores de energia aos consumidores. Adicionalmente pretende-se que exista bidirecionalidade de potência, isto é, que seja também possível a transferência de energia da bateria para a rede elétrica. Na *Figura 47* encontra-se genericamente representado o diagrama de blocos que resume os vários elementos inerentes a aplicação.

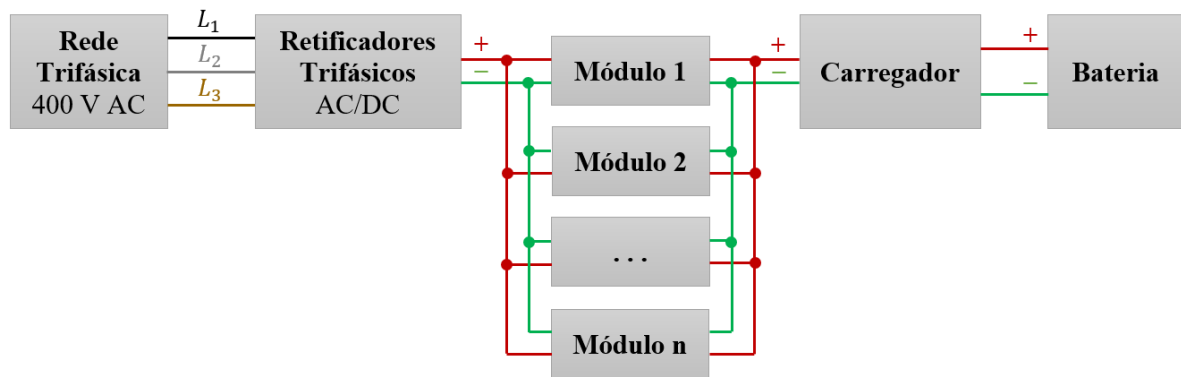


Figura 47 – Diagrama Genérico da Aplicação Pretendida.

Detalhando a constituição de cada bloco presente na *Figura 47*:

- **Rede Trifásica:** representa a rede trifásica convencional, disponibilizada pelos distribuidores de energia. Tratando-se de uma rede trifásica, de corrente alternada, com uma frequência de 50 Hz e um valor eficaz entre fases de 400V;
- **Retificadores Trifásicos:** Têm como objetivo efetuar a retificação da corrente alternada para corrente contínua, tratando-se de retificadores em ponte trifásicos totalmente controlados. Pelo facto de se pretender a bidirecionalidade de energia, os semicondutores que constituem estes deverão ser totalmente controláveis;
- **Módulos:** aplicação poderá recorrer a um número de módulos, quantos os necessários para obter a potência pretendida. Cada módulo terá como função a compatibilização dos níveis de tensão, por forma a fornecer o nível de tensão adequado ao carregador;

- **Carregador:** dispositivo que tem como função a gestão da potência entregue à bateria, por forma a garantir que esta carregue de forma a maximizar a sua vida útil. Considerando que a alimentação deste será em corrente contínua e com o valor de 1000 V;
- **Bateria:** bateria presente no veículo, a qual deverá ter a capacidade de suportar a potência de carregamento imposta.

De acordo com o exposto no *Tópico 2.1.1*, a onde são descritas algumas das topologias de transformadores de estado sólido possíveis, e comparando com o diagrama de blocos representado na *Figura 47*, é possível concluir que o conjunto Rede Trifásica, Retificador Trifásico e Módulo na prática, constituem um transformador de estado sólido de três estágios.

Na presente dissertação um dos vários objetivos é o estudo de cada Módulo, o qual poderá ser descrito genericamente pelo diagrama de blocos representado na *Figura 48*. Nomeadamente o projeto do transformador de alta frequência e adicionalmente, uma solução de controlo simples, que permita verificar o trânsito de energia.

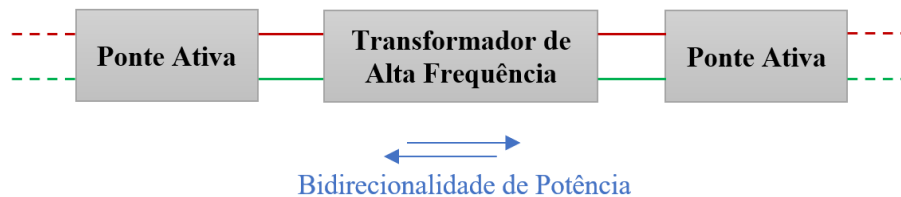


Figura 48 – Diagrama Genérico da Constituição de um “Módulo”.

De forma mais pormenorizada, na *Figura 49*, encontra-se representado o circuito genérico equivalente do Módulo e do respetivo controlo. Sendo este também o circuito a simular, por a forma a validar o modelo do transformador. Em simulação o Retificador Trifásico totalmente controlado será substituído por uma fonte DC e o Carregador + Bateria será substituído por uma carga equivalente.

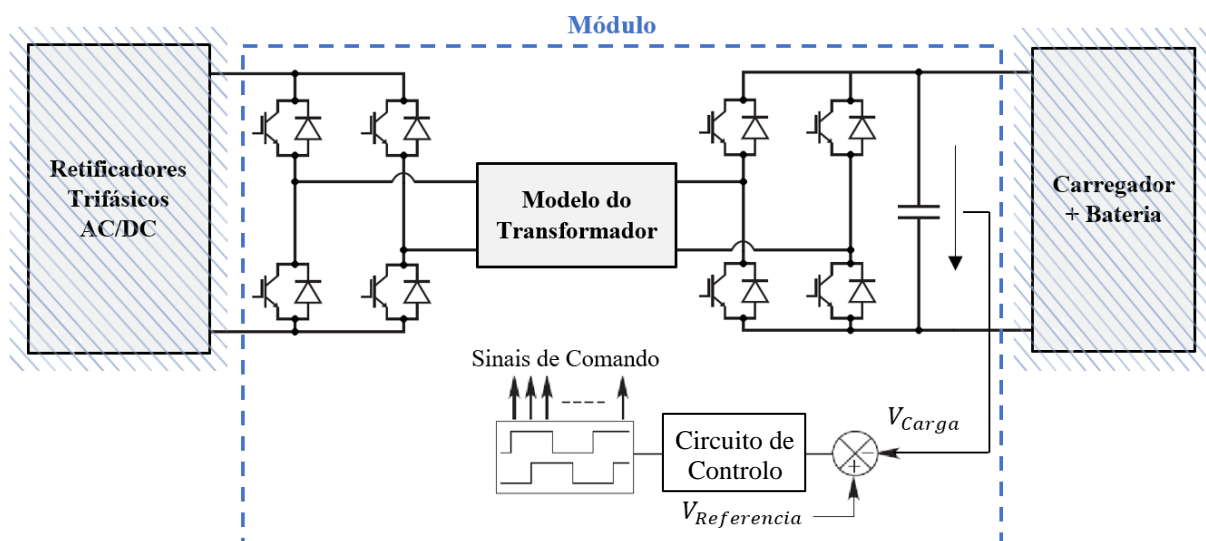


Figura 49 - Pormenorização do Circuito Genérico do Módulo.

Principais considerações assumidas para o desenvolvimento da aplicação:

- O conversor AC/DC será um retificador trifásico em ponte totalmente controlado, alimentando com uma tensão eficaz entre fases de 400 V (tensão composta, U_c) e uma tensão eficaz entre fase e neutro de 230 V (tensão simples, U_s). Para aplicações de elevada potência poderá ser necessário associar em paralelo vários conversores. A tensão aplicada ao Módulo será de 538,0 V eficazes, dado pela *Equação (177)*, no entanto, por forma a considerar as oscilações da própria rede e a quedas de tensão inerentes ao sistema, para o dimensionamento do modelo do transformador, será considerado uma tensão eficaz de 530,0 V;

$$U_{DC} = \frac{3\sqrt{6} U_s}{\pi} = 538,0 \text{ V} \quad (177)$$

- Para simular a potência solicitada pelo Carregador/Bateria, de modo a simplificar a análise, será considerado uma carga resistiva pura, com igual valor de potência;
- Utilização de uma técnica de controlo simples, que controla apenas a tensão imposta aos terminais da carga. Relembrando que a solução de controlo implementada têm apenas como objetivo permitir validar o modelo.

Tendo como base as considerações e os cálculos efetuados, para dimensionar o transformador de alta frequência descritos no, *Tópico 3.1.7 - Metodologia de Projeto do Transformador*, na *Tabela 12* encontra-se os resumido os principais parâmetros.

Tabela 12 – Valores Nominiais para Simulação.

Parâmetro	Valor
S	Potência Aparente 50,0 kVA
V_P	Tensão eficaz aplicada ao primário 530 V
V_S	Tensão eficaz aplicada ao secundário 1 000 V
f	Frequência de operação 1,0 kHz
ΔT	Variação de temperatura admissível 35,0 °C
---	Nucelo magnético: tipo core, material amorphous, fabricante <i>Transmart</i> , modelo CACC-3604 ---
B_{Sat}	Fluxo de saturação 1,56 T
B_{Opt}	Fluxo de saturação ótimo 0,59 T
A_P	Valor referente ao modelo CACC-3604 3 563,5 cm ⁴
N_P	Número de espiras do primário 33 espiras
N_S	Número de espiras do secundário 61 espiras
J₀	Densidade de corrente 0,81 A/mm ²
Enrolamento Primário: Tipo Litz	Número de condutores singulares 1368
	Construção 12 × (3 × 38/0,08 mm ²)
	Secção equivalente 120 mm ²
Enrolamento Secundário: Tipo Litz	Número de condutores singulares 840
	Construção 6 × (5 × 24/0,08 mm ²)
	Secção equivalente 70 mm ²
P_{fe}	Perdas no ferro teóricas 98,5 W
P_{Cu}	Perdas no cobre teóricas 526,5 W
η	Rendimento teórico 98,8 %

No tópico seguinte será exposto as considerações necessárias para implementação do modelo em estudo em simulação, sendo neste, apresentando os parâmetros que dão resposta ao modelo do transformador, expressos na *Tabela 13*.

4.1.2 Implementação em *Matlab/Simulink*

Em seguida é descrito a forma como foi implementado em *Matlab/Simulink* o esquema de controlo e potência, por forma a simular o caso em estudo.

Na *Figura 50* encontra-se representado o circuito de controlo, no qual é obtido o erro com a subtração entre o valor de referência pretendido aos terminais da carga pelo valor da tensão instantânea aos terminais da mesma. Seguido da aplicação do controlador Proporcional Integral (PI) e posteriormente a aplicação da função trigonométrica arco seno, de modo a ir de acordo com o desenvolvimento teórico efetuado no *Tópico 3.3*. Por último, aplicação dos blocos *Zero Order Hold* e *Rate Limiter*, teve como objetivo a criação de um tempo de atraso entre a leitura e atuação do controlo e a limitação da variação do controlador por unidade de tempo, respetivamente. Este tempo de atraso e a limitação da variação do controlador são fundamentais para permitir a estabilização e bom funcionamento do circuito de comando.

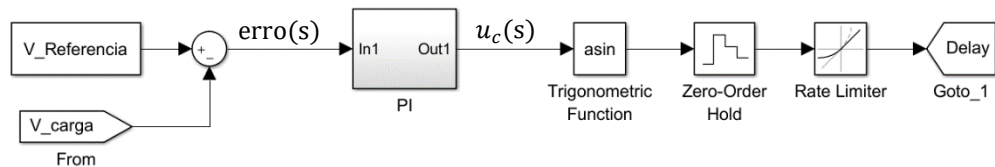


Figura 50 – Circuito de Controlo.

Na *Figura 51* encontra-se representado com maior pormenor o controlador proporcional integral, representado na *Figura 50* como “PI”, com implementação de suspensão de ação integral. A definição do valor dos ganhos K_p e K_i resultam do dimensionamento efetuado no *Tópico 3.3*, o bloco “*Saturation*” encontra-se definido com o limite mínimo de -1 e o limite máximo de $+1$, correspondentes a situação de máxima transferência de energia no sentido inverso e no sentido direto, respetivamente.

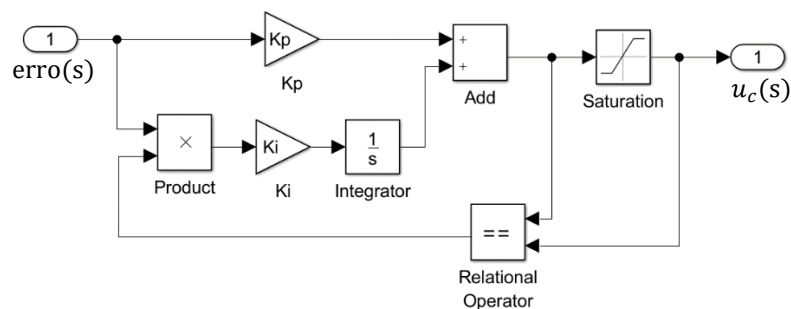


Figura 51 – Circuito do Comando Proporcional Integral com Suspensão de Ação Integral.

Na *Figura 52* encontra-se representando o esquema de potência, nomeadamente as pontes H, o modelo do transformador de alta frequência e a carga. Relembrado que para a rede, em substituição da modelização de um retificado trifásico em ponte totalmente controlado alimentado pela rede trifásica, será considerado a utilização de uma fonte de tensão contínua ideal, definida com o mesmo valor de tensão que seria obtido pelo retificador trifásico.

O bloco “Voltage Measurement”, representado na *Figura 52*, têm como objetivo fornecer o valor da tensão instantânea aos terminais da carga ao circuito de controlo, representado na *Figura 50*, para que este possa atuar corretamente sobre o ângulo de defasamento das duas pontes H.

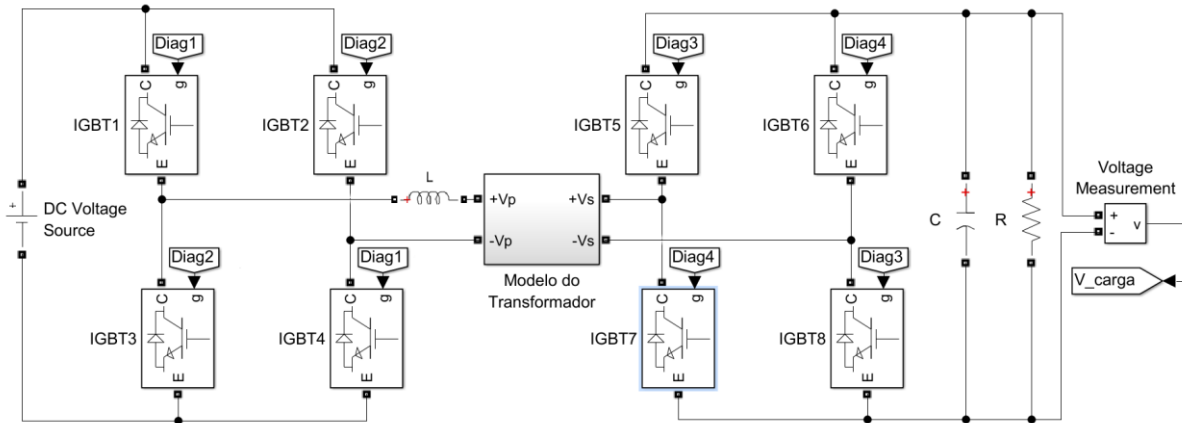


Figura 52 – Esquema de Potência.

Adicionalmente é necessário pormenorizar três pontos referentes ao esquema de potência representado na *Figura 52*:

- O modelo do transformador implementado em *Matlab/Simulink* não segue o modelo determinado anteriormente, nomeadamente o modelo equivalente representado na *Figura 42*, por impossibilidade de implementação em simulação de uma relação de transformação ideal. Por esta razão recorreu-se à implementação do modelo do transformador representado na *Figura 53*.

Esta alteração em nada afeta o modelo desenvolvido, como é possível verificar pela descrição no *Tópico 3.1.9 - Modelo equivalente*.

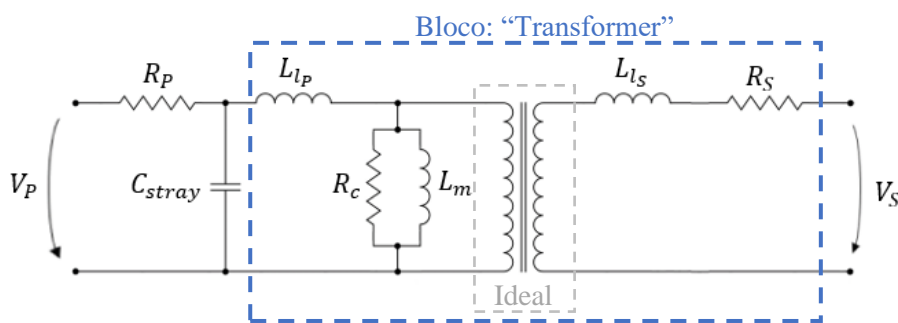


Figura 53 – Modelo Equivalente Implementado em Matlab/Simulink.

O programa de simulação numérica *Matlab/Simulink* possui um bloco, que na sua constituição, possui os elementos representados no interior do retângulo a tracejado indicado na *Figura 53*, assim o modelo do transformador em simulação poderá ser representado como indicado na *Figura 54*. Em particular os parâmetros L_{l_s} e R_s deverão estar referenciados ao secundário e não ao primário;

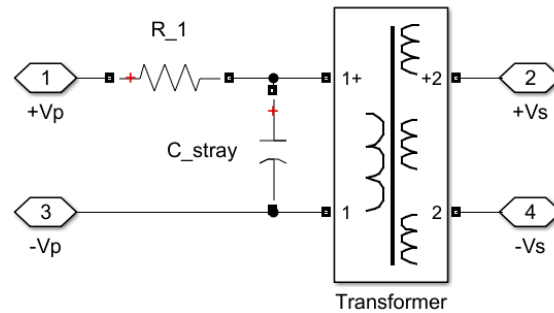


Figura 54 – Modelo do Transformador Implementado em Matlab/Simulink.

- O comando dos semicondutores, com base no ângulo de defasamento determinado pelo circuito de controlo, representado na *Figura 50*, foi implementado como descrito na *Figura 55*. No *Tópico Controlo3.3* encontra-se descrito em maior pormenor o funcionamento deste esquema de comando dos semicondutores. Destacam-se duas particularidades do esquema representado na *Figura 55*:

1º - Como exposto no *Tópico 3.3*, uma das pontes opera com um ângulo fixo e nulo e a outra ponte com um ângulo variável. Em simulação *Matlab/Simulink* a variação do ângulo de disparo dos semicondutores, foi implementado com o bloco “*Variable Time Delay*”, como o próprio nome indica, este adiciona um tempo de atraso ao sinal de comando. Como sinal oriundo do comando encontra-se expresso em radianos e o bloco “*Variable Time Delay*” opera em segundos, é necessário efetuar a conversão de radianos para segundos. Por esta razão a utilização do ganho $1/(2\pi f)$, sobre o ângulo de defasamento;

2º - O esquema de controlo desenvolvido possui a capacidade de bidirecionalidade de potência, ou seja, o ângulo de defasamento da segunda ponte irá assumir um valor entre $-\pi/2$ e $+\pi/2$. Pelo facto de ser necessário a conversão do ângulo de defasamento de radianos para segundos, não viável a utilização de tempos negativos. Razão pela qual, ao ângulo de defasamento é adicionado 2π , obtendo assim sempre tempos de defasamentos positivos. Garantido que adição de 2π em nada altera o comportamento do controlo;

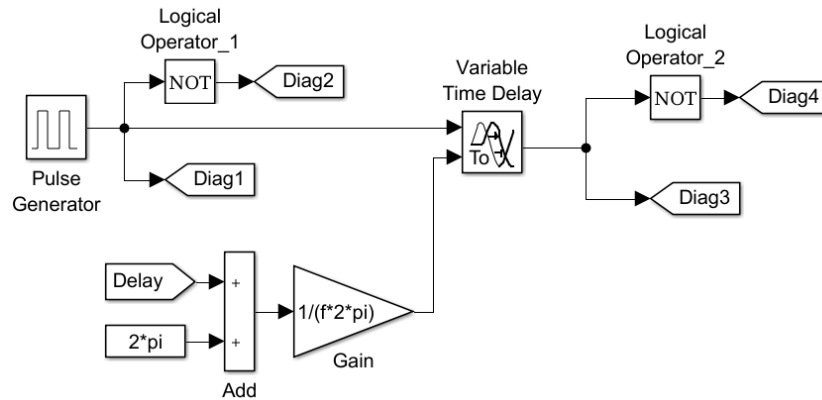


Figura 55 – Circuito de Comando: Controlo dos Semicondutores de Potência.

- Recorreu-se à adição de dois componentes passivos. Uma pequena indutância em série com o modelo transformador, pelo facto de a indutância dos enrolamentos apresentar um valor muito reduzido. E a indutância entre as pontes ser fundamental para a definição do valor de potência mínima e máxima que o DAB poderá suportar, como exposto nas equações presentes na Tabela 3. O segundo elemento trata-se uma capacidade em paralelo com a carga, a qual irá limitar a oscilação da tensão no barramento de corrente contínua sendo fundamental para o bom funcionamento do circuito de controlo. Descrito com maior pormenor no Tópico 3.2.

Com base na aplicação escolhida para estudo e nos valores nominais resumidos, descrito no Tópico 4.1.1, tendo em consideração o exposto no Tópico 3.1.9, onde é exposto o modelo equivalente e as respetivas considerações e por fim as considerações necessárias descritas anteriormente de modo a ser impossível a implementação em *Matlab/Simulink*, é possível resumir na Tabela 13 os parâmetros equivalentes que dão resposta ao modelo equivalente representado na Figura 53.

Tabela 13 – Parâmetros Equivalentes.

Parâmetro	Valor
R_1	17,01 mΩ
L_{l1}	34,26 μH
L_{l2}	35,44 μH
R_2	18,12 mΩ
C_{stray}	0,40 nF
R_c	18,55 kΩ
L_m	58,70 mH
C_{adci}	1,00 mF
L_{adci}	80,00 mH

4.1.3 Análise de Resultados

A análise de resultados obtidos com recurso a simulação desenvolvida, foi efetuada para três situações:

- **Situação 1:** alimentação de uma carga, com valor fixo, a partir da rede;
- **Situação 2:** alimentação de uma carga, de valor variável, a partir da rede;
- **Situação 3:** alimentação de uma carga, que num dado momento, deixa de assumir características de carga e passa assumir características de fonte.

Pretende-se com estes três ensaios verificar o desempenho em regime dinâmico e regime estacionário do modelo do transformador e a capacidade de resposta do controlador. Para a definição do controlador e do modelo do transformador, será considerado o exposto no *Tópico 4.1.2*.

Será considerado nas seguintes análises das evoluções temporais obtidas, que o sentido direto de potência representa o fluxo de potência da rede para a carga e o sentido inverso de potência representa o fluxo de potência da carga para a rede.

Situação 1: Carga constante

Considerando que o sistema se encontra a alimentar uma carga constante, puramente resistiva, no sentido direto de potência e que a carga apresenta uma potência igual à potência de dimensionamento, 50 kW.

Na *Figura 56* encontra-se representado a tensão em regime permanente aos terminais da carga, por análise desta é possível verificar que o sistema de controlo funcionou como pretendido. A saída do controlador PI permite atuar no ângulo de desfasamento de modo que a tensão aos terminais da carga assuma o valor de referência estabelecido previamente, 1 kV.

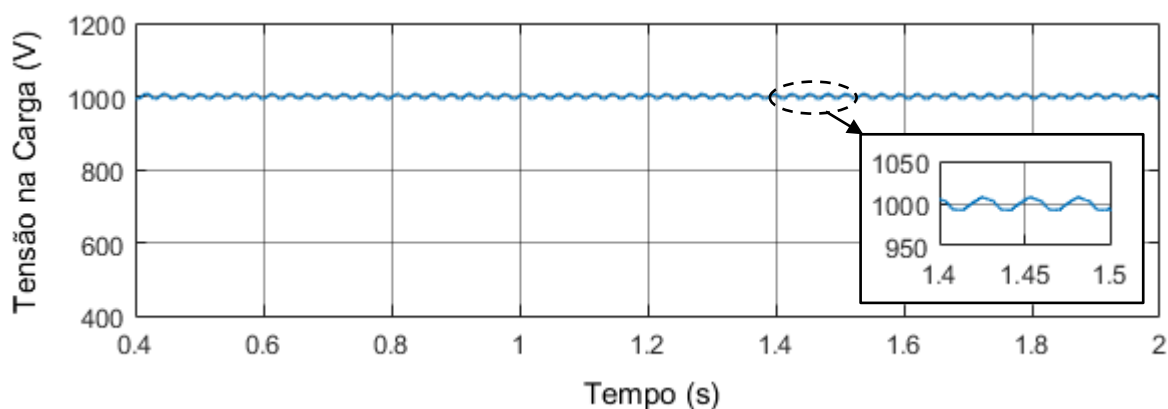


Figura 56 – Situação 1: Evolução Temporal da Tensão aos Terminais da Carga.

A tensão na carga apresenta um *ripple* de valor muito reduzido. A amplitude do *ripple* verificado na tensão na carga, poderá ser alterado através da alteração do valor da capacidade que se encontra em

paralelo com a carga, C_{adci} . Uma capacidade com menor valor levará a uma amplitude do *ripple* maior e uma capacidade com maior valor levará a uma amplitude do *ripple* menor.

O ângulo de defasamento pode assumir valores entre $-\pi/2$ a $+\pi/2$, assumindo valores positivos para o sentido direto de potência e valores negativos para o sentido inverso de potência. O valor do ângulo de defasamento depende essencialmente, da indutância equivalente do modelo em estudo e do valor da corrente que a carga solicita. Na *Figura 57* encontra-se descrito a evolução temporal do ângulo de defasamento imposto pelo controlador PI, em regime permanente o valor é constante ao longo do tempo, pelo facto de o valor da carga também ser constante ao longo do tempo.

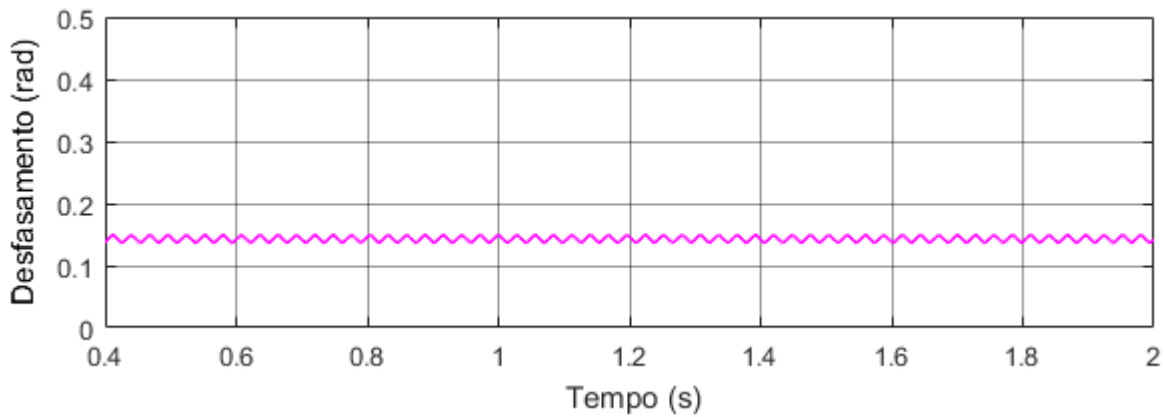


Figura 57 – Situação 1: Evolução Temporal do Defasamento Imposto pelo Controlador.

Na *Figura 58* encontra-se representado a evolução temporal da tensão no primário e no secundário do transformador de alta frequência. Como descrito no dimensionamento do controlador, descrito no *Tópico 3.3*, a ponte do lado primário assume um ângulo nulo, sendo imposto ao secundário um ângulo igual ao ângulo de defasamento. Por análise da *Figura 58* é possível verificar que a tensão do primário encontra-se em avanço relativamente tensão do secundário, devendo-se este avanço ao ângulo de defasamento imposto pelo controlador à tensão do secundário.

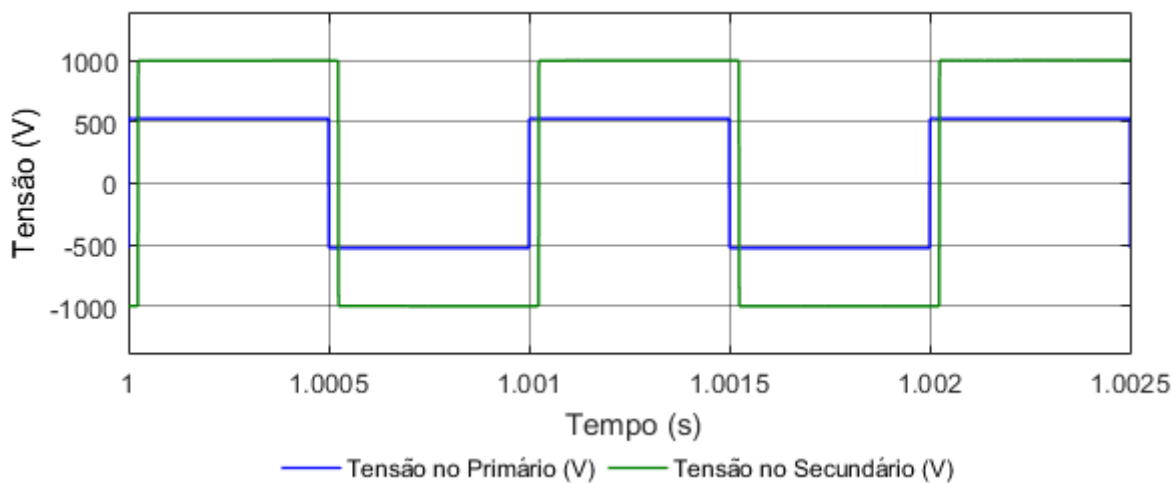


Figura 58 – Situação 1: Evolução Temporal da Tensão do Primário e Secundário do Transformador.

Para avaliar o desempenho do transformador de alta frequência desenvolvido, poderá recorrer-se à análise do rendimento do mesmo. Na *Figura 59* encontra-se representado com a cor vermelha o valor médio da potência instantânea presente aos terminais do primário e com a cor verde o valor médio da potência instantânea disponível aos terminais do secundário. Com recurso a ferramentas medição integradas no simulador, *Matlab/Simulink*, é possível determinar o rendimento obtido, tendo verificando-se um valor na ordem dos 99,5%.

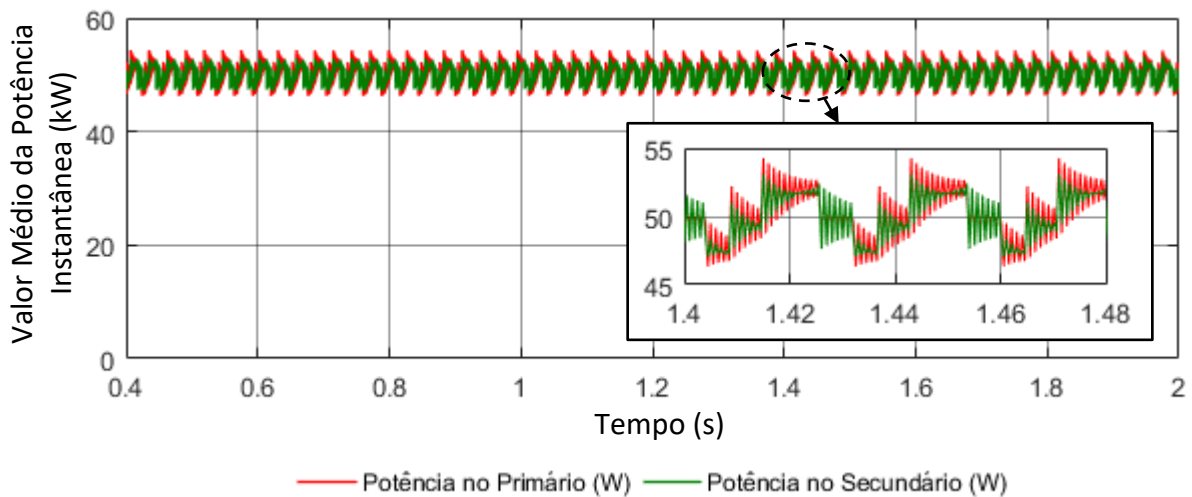


Figura 59 – Situação 1: Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário.

O rendimento teórico, determinado no *Tópico 3.1.7*, apresentou o valor de 98,9%. No entanto após uma análise pormenorizada do rendimento obtido pelo simulador *Matlab/Simulink*, foi possível concluir que este não têm em consideração a variação da resistência do enrolamento em função da frequência, ou seja, não contabiliza o efeito pelicular. Determinando o rendimento teórico, tendo em consideração a não contabilização do efeito pelicular, obtêm-se um rendimento teórico de 99,4%, validando o rendimento obtido teoricamente.

Situação 2: Carga variável

Considerando que o sistema se encontra alimentar uma carga variável, puramente resistiva, no sentido direto de potência. A carga inicial apresenta uma potência de 25 kW e no instante $t = 1$ s a carga duplica instantaneamente, assumindo uma potência de 50 kW.

Toda a análise efetuada para a Situação 1 é válida para a Situação 2. A análise descrita seguidamente tem como principal foco a análise do impacto da variação do valor da carga no sistema em estudo.

Na *Figura 60* encontra-se representado, simultaneamente a tensão aos terminais da carga, ângulo de desfasamento imposto pelo controlador e potência no primário e secundário do transformador. No momento que o valor da carga duplica, $t = 1$ s, verifica-se a ocorrência de uma queda de tensão aos

terminais da carga e uma consequente atuação do controlador, por forma a garantir a tensão de referência aos terminais da carga. A queda de tensão verifica é significativa, no entanto é necessário ter em consideração que a duplicação da carga instantaneamente é um transitório com exigência de uma grande resposta dinâmica para o sistema (tendo em conta as potências em jogo). É uma situação a evitar num caso real, no entanto é um excelente caso para testar o bom desempenho dinâmico do controlador. Em simulação o tempo de transitório poderá ser ajustado, com recurso a modificação dos parâmetros dos blocos *Zero Order Hold* e *Rate Limiter*, representado no circuito de comando, *Figura 50*.

A *Figura 60* permite também verificar que o ângulo de desfasamento após a variação da carga e respetiva estabilização, assume aproximadamente o dobro do valor, pela razão de que carga também duplicou, de 25 kW para 50 kW. Sendo visível a variação da potência aos terminais do transformador, na qual a cor vermelha representa o valor médio da potência instantânea presente aos terminais do primário e a cor verde representa o valor médio da potência instantânea nos terminais do secundário.

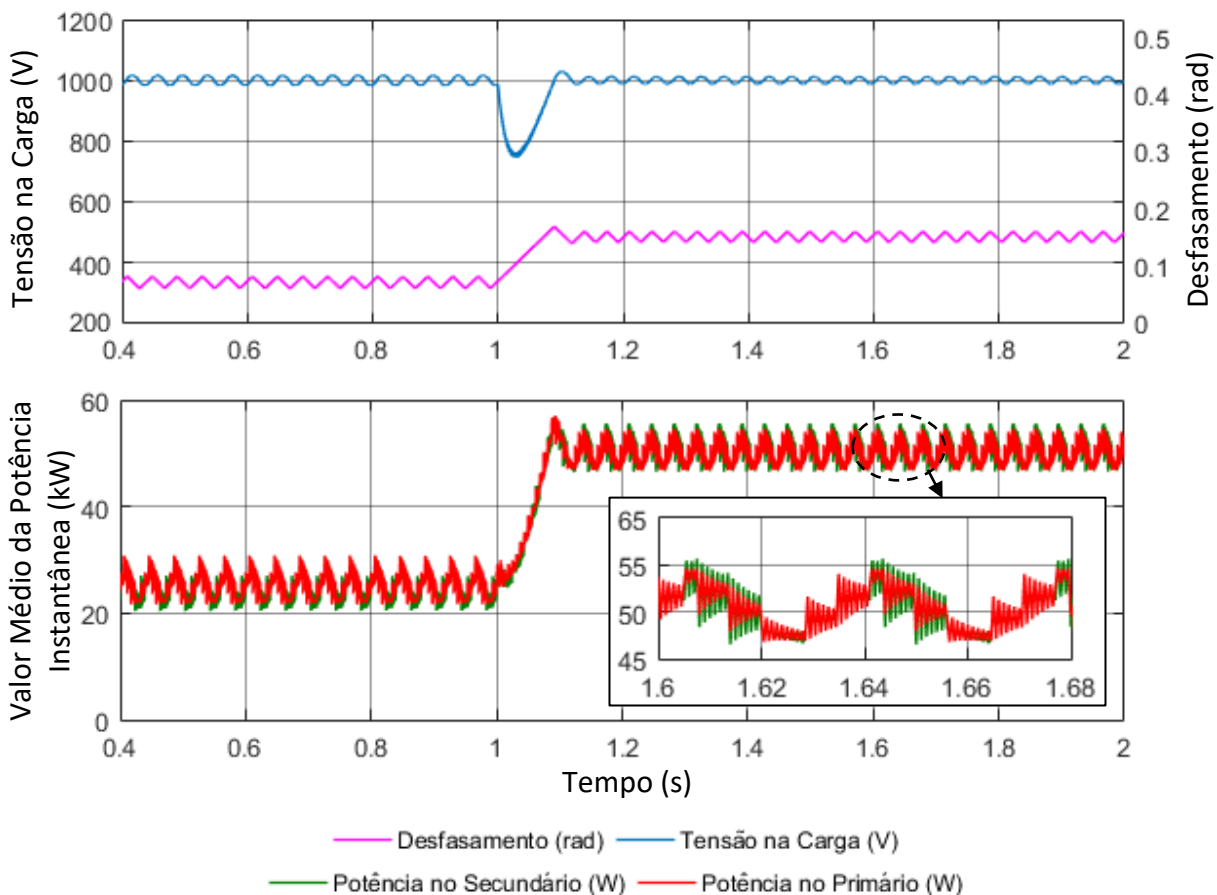


Figura 60 – Situação 2: Evolução Temporal do Desfasamento Imposto pelo Controlador (figura superior) e Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário (figura inferior).

Apesar de se tratar de um ensaio diferente, após a estabilização da carga de 50 kW, os valores de rendimento verificados, são em tudo iguais aos expostos na Situação 1. Para o momento em que a carga assume um valor de 25 kW, verificou-se um rendimento em simulação na ordem dos 99,7 %.

Situação 3: Bidirecionalidade de potência

Considerando que o sistema se encontra alimentar uma carga, puramente resistiva com uma potência de 50 kW, no sentido direto de potência e no instante $t = 1$ s a carga deixa de assumir características de carga e passa assumir características de fonte. Isto é, em $t = 1$ s o trânsito de potência passa do sentido direto para o sentido inverso, considerando agora que a carga se encontra a fornecer à rede uma potência de 50 kW.

Para que seja possível a existência de bidirecionalidade é necessário dotar o sistema de controlo com mecanismos que permitam a deteção do sentido de fluxo de potência, por forma a que este saiba qual é a tensão de referência pretendida e o local a onde efetuar a leitura da tensão verificada. Uma vez que o nível de tensão do lado da rede é diferente do nível de tensão do lado da carga.

Assim no sentido direto de potência o controlo do nível de tensão será feito do lado da carga, em que o nível de referência pretendido é 1 kV. No sentido indireto de potência o controlo do nível de tensão será feito do lado da rede, em que o nível de referência pretendido é 530 V. As evoluções temporais da tensão, apresentam o mesmo andamento temporal que o descrito na *Figura 56*.

Relembrando que o ângulo de defasamento é apenas aplicado à ponte H que se encontra do lado do secundário do transformador, operando a ponte H do lado do primário do transformador com um ângulo nulo. Quando o fluxo de potência passa do sentido direto para o sentido inverso, e de modo a utilizar a solução de controlo desenvolvida, é necessário que o ângulo de defasamento assuma um valor negativo. Como é possível verificar na *Figura 61*, a quando a inversão do sentido do fluxo de potência verifica-se que o ângulo de defasamento assume um valor negativo.

Em alternativa poderia ser desenvolvido um segundo sistema controlo, no qual o ângulo de defasamento (positivo) seria aplicado à ponte H do lado do primário e a ponte H do lado do secundário operava com um ângulo de defasamento nulo. Ambas as soluções são válidas.

Pelo facto de o valor da potência da carga ser igual ao valor da potência que posteriormente, já com as características de fonte, a carga irá fornecer há rede, o módulo do ângulo de defasamento será igual para ambos sentidos de fluxo de potência, variando apenas o sinal, de positivo para negativo.

Adicionalmente a *Figura 61* descreve também a evolução do valor médio da potência instantânea aos terminais do primário, vermelho, e aos terminais do secundário, verde. Permitindo a verificação da bidirecionalidade de potência.

O rendimento verificado quando o fluxo de potência é no sentido direto, é em tudo igual ao rendimento descrito na Situação 1. Quando o fluxo de potência é no sentido inverso verifica-se igual valor de rendimento, 99,5%, sendo que neste caso o valor médio da potência instantânea no secundário é superior ao valor médio da potência instantânea no primário. Permitindo concluir que

independentemente do sentido do fluxo de potência, para o mesmo valor de potência, as perdas no transformador serão aproximadamente iguais.

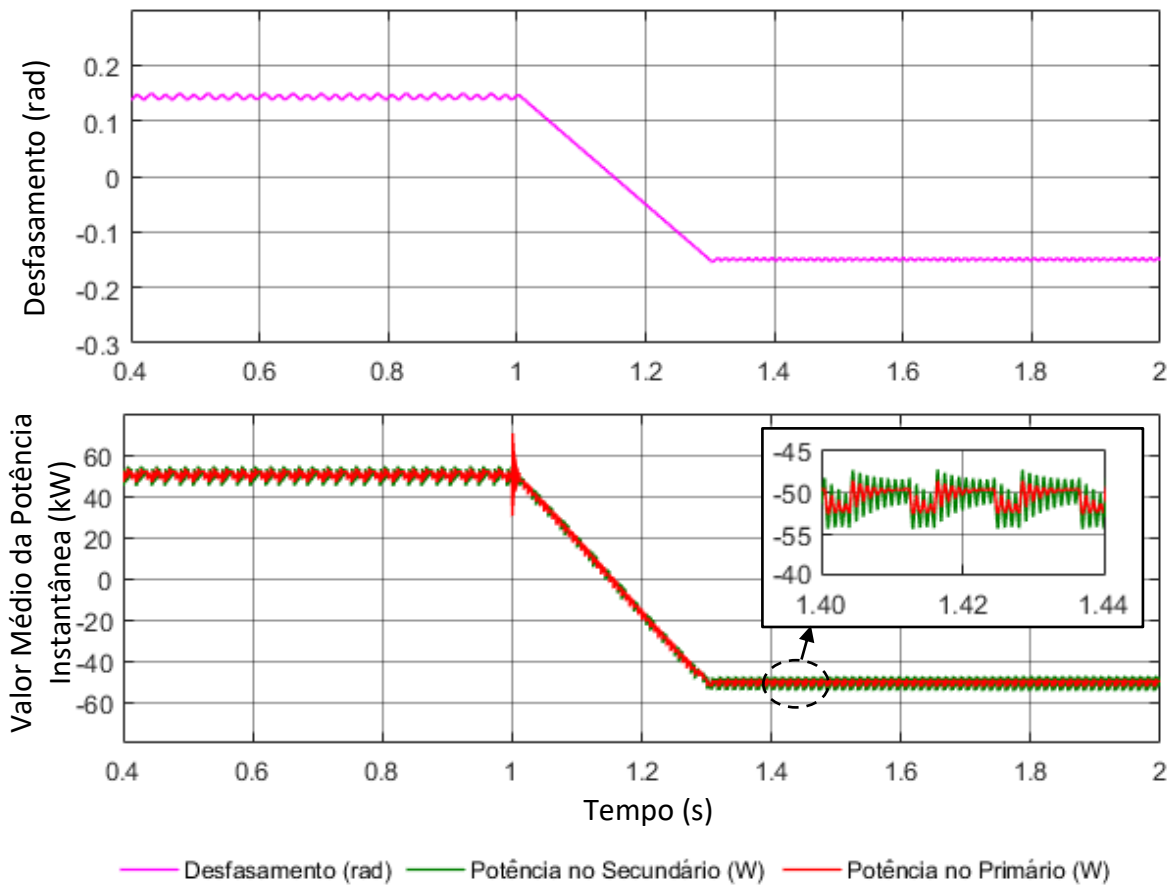


Figura 61 – Situação 3: Evolução Temporal do Desfasamento Imposto pelo Controlador (figura superior) e Evolução Temporal do Valor Médio da Potência Instantânea no Primário e no Secundário (figura inferior).

A evolução temporal da tensão aos terminais do transformador, regra geral descreve aproximadamente a mesma evolução, independente da carga. Uma onda quadrada com um fator de ciclo de 50 % e variação entre 1000 V a -1000 V, para o primário do transformador e variação entre +530 V a -530 V para o secundário do transformador. Exceto para as situações em que a carga exigida ao sistema seja superior a carga máxima suportada pelo sistema, nestas situações irá verificar-se quedas de tensão acentuadas aos terminais do transformador.

No entanto, quando ocorre a variação do fluxo de potência, é visível o desfasamento imposto pelo controlador. Na *Figura 62* encontra-se representado a evolução temporal da tensão aos terminais do transformador, quando o fluxo de potência é no sentido direto, verificando-se que a tensão no secundário está em avanço relativamente a tensão do primário. Pelo contrário quando o fluxo de potência é no sentido inverso, verifica-se que a tensão do secundário está em atraso relativamente a tensão do primário.

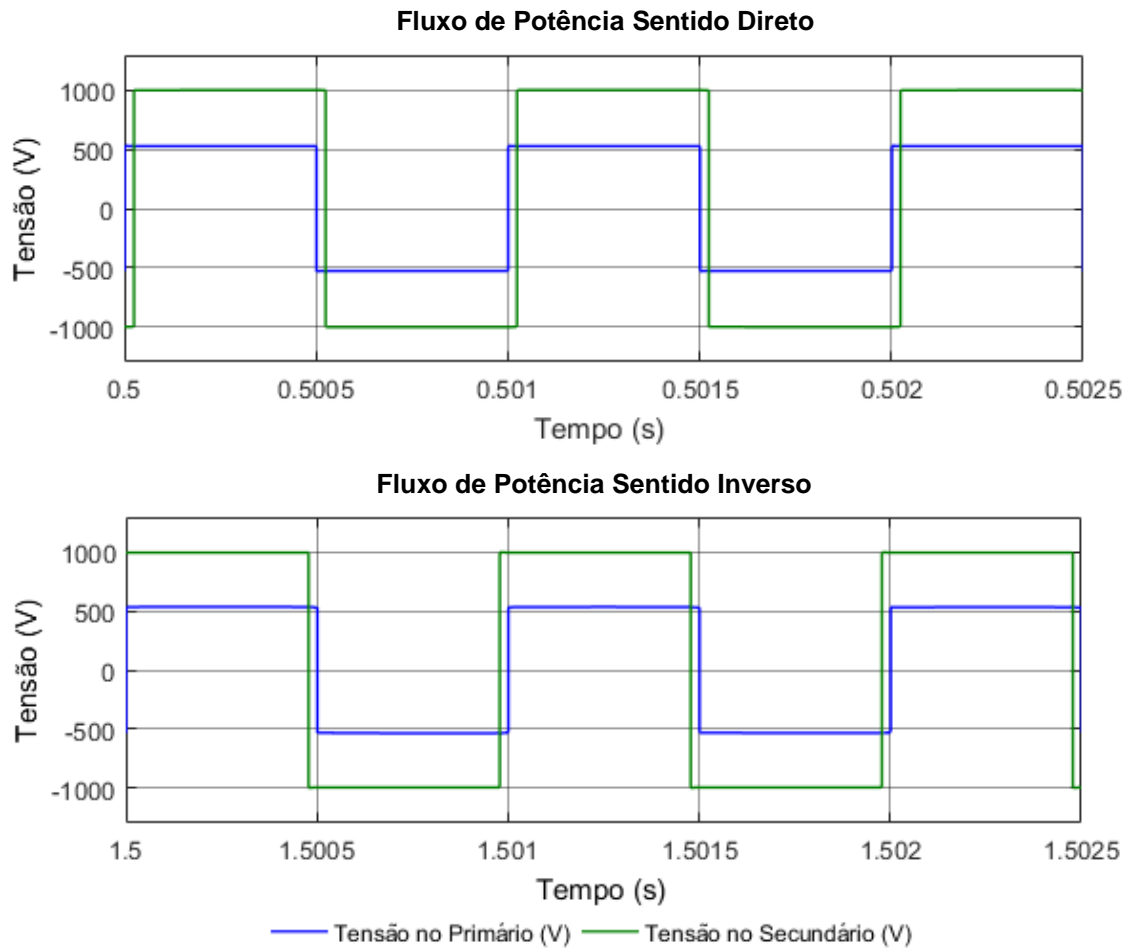


Figura 62 – Situação 3: Evolução Temporal da Tensão no Primário e Secundário do Transformador com Fluxo de Potência no Sentido Direto (figura superior) e Fluxo de Potência no Sentido Inverso (figura inferior).

4.2 Experimentais

A componente experimental têm como principal foco o transformador de alta frequência e verificação do seu funcionamento e das vantagens que a utilização deste permite. Não tendo como objetivo o desenvolvimento dos circuitos de potência e comando dos semicondutores que constituem os conversores.

O modelo desenvolvido ao longo do *Tópico 3.1.7*, destina-se ao projeto de um transformador de alta frequência para potências significativas, tendo sido feito o exemplo de cálculo e respetiva simulação para uma potência de 50 kW. No entanto, devido as limitações laboratoriais, nomeadamente a indisponibilidade de fontes de corrente contínua, que disponibilizem estes valores de potência e cargas de elevada potência, não é possível reproduzir experimentalmente um ensaio com características idênticas as realizadas em simulação. Por conseqüente optou-se por efetuar a componente experimental com um valor de potência reduzido, apenas com o objetivo de verificar o funcionamento deste.

De modo a obter dados experimentais com maior rigor, optou-se por utilizar um transformador de alta frequência disponível no mercado.

Para aplicações de reduzida potência, contrariamente as aplicações de elevada potência, abordadas neste documento, o impacto da frequência é reduzido. De forma resumida, os dois pontos com maior impacto são os seguintes:

- Um transformador dimensionado para suportar cargas de reduzida potência, por regra, utiliza enrolamentos compostos por condutores com secção reduzida, ou seja, o impacto do efeito de pelicular, na maioria das vezes, nem se coloca. Pelo simples facto de o condutor possuir um raio inferior ao valor do efeito pelicular, ver *Equação (1)*;
- A comutação dos semicondutores de potência, que compões as pontes inerentes aos transformadores de estado sólido, com cargas de reduzida potência não levantam entraves, pelo facto de atualmente já existirem semicondutores com capacidade de operar em frequências até aos megahertz e com baixos valores de perdas, ver *Figura 13*;

Razão pela qual a frequência de operação utilizada em cargas de baixa potência ser muito superior a frequência utilizada em cargas de elevada potência. Nos ensaios realizados em simulação, utilizou-se uma frequência de 1 kHz e uma potência de 50 kW, na componente prática utilizou-se uma frequência de 20 kHz para uma potência de 5 W. Sendo que a frequência de operação na componente prática, não assumiu valores superiores, apenas por limitação do Processador Digital de Sinais (DPS) e dos semicondutores de potência utilizados.

Nota: não é possível a operação de um transformador dimensionado para operar em alta frequência, em baixas frequências. Pelo facto de em baixas frequências, os parâmetros inerentes ao transformador, nomeadamente indutâncias e resistências, assumirem valores de tal modo reduzidos, que se comportam como um curto-circuito;

O ensaio experimental foi realizado com recurso ao material disponível em laboratório e tendo por base o diagrama genérico representado na *Figura 63*.



Figura 63 – Diagrama Genérico da Aplicação Experimental.

De forma resumida, para a constituição de cada bloco, considerou-se:

- **Fonte DC:** fonte de corrente contínua estabilizada com dupla saída, cada uma com uma tensão regulável entre 0 V a 30 V e uma corrente máxima suportada de 2,5 A. Do fabricante *Metrix Instruments* e modelo *AX322*;
- **Ondulador:** utilização de uma placa pré montada, nomeadamente um conversor estático de potência com transdutores de corrente incorporado. No entanto, recorreu-se apenas a utilização do conversor estático de potência. O controlo deste é feito através do Processador Digital de Sinal (DSP), do fabricante *dSPACE* com o modelo *1104*, programado em *Matlab/Simulink*;
- **Transformador de Alta Frequência:** procedeu-se a escolha de um modelo disponibilizado no mercado, tendo em conta a aplicação pretendida e as limitações existentes em laboratório. Optou-se pelo modelo *750 341 026* do fabricante *Würth Elektronik*;
- **Retificador:** utilização de uma placa pré montada, nomeadamente uma ponte de díodos;
- **Carga:** recorreu-se a utilização de uma carga resistiva e capacitiva, ligadas em paralelo.

Como referido anteriormente a componente prática têm apenas como finalidade verificar o funcionamento do transformador de alta frequência, não têm como objetivo o desenvolvimento dos circuitos de potência e comando dos semicondutores que constituem os conversores. Como tal para a constituição do retificador, recorreu-se a uma ponte a díodos, evitando assim aplicação de uma solução controlo. No entanto está solução impossibilita a implementação da bidirecionalidade de potência, tal como verificado em simulação.

Tendo por base o exposto anteriormente considerou-se os seguintes parâmetros para a realização do ensaio experimental:

- Frequência de operação de 20 kHz
- Tensão no Primário de 20 V
- Tensão no Secundário de 40 V
- Potência de 5 W

4.2.1 Implementação Prática

Em seguida será descrito com maior rigor a implementação prática realizada, com base no diagrama genérico representado na *Figura 63*.

O sistema de comando foi desenvolvido em *Matlab/Simulink*, com recurso ao bloco pertencente à biblioteca dedicada ao Processador Digital de Sinal (DSP), *DS1104SL_DSP_PWM*. É possível atribuir o fator de ciclo, definir a frequência de comutação e intervalos dos tempos mortos, obtendo assim os sinais de comando responsáveis pela comutação dos semicondutores do ondulator. Na *Figura 64* encontra-se o esquema de comando implementado.

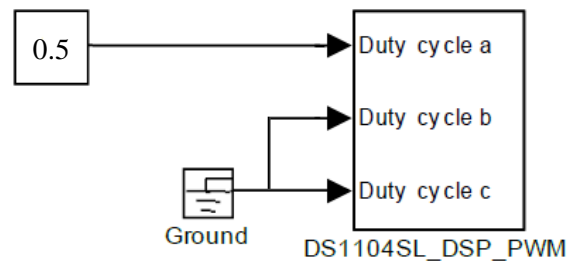


Figura 64 – Esquema de Comando Implementado em Matlab/Simulink.

O ficheiro *Matlab/Simulink* resultante do esquema de comando (*Figura 64*) é compilado e enviado do computador para o DSP dSPACE 1104 e posteriormente deste para a placa a onde se encontra os conversores estáticos, com a comunicação realizada através do cabo de dados. Na *Figura 69* encontra-se uma fotografia do ensaio laboratorial realizado, com a descrição de todos os elementos.

A placa que possui o conversor estático de potência, para além dos sinais de comando vindos do DSP, necessita de uma fonte de alimentação para o circuito dos drivers e efetuar a comutação dos semicondutores, uma vez que o sinal de comando oriundo do computador não possui potência suficiente para efetuar diretamente a comutação dos semicondutores. Adicionalmente é necessária uma segunda fonte de alimentação para alimentar o circuito de potência, no caso em particular, o transformador de alta frequência.

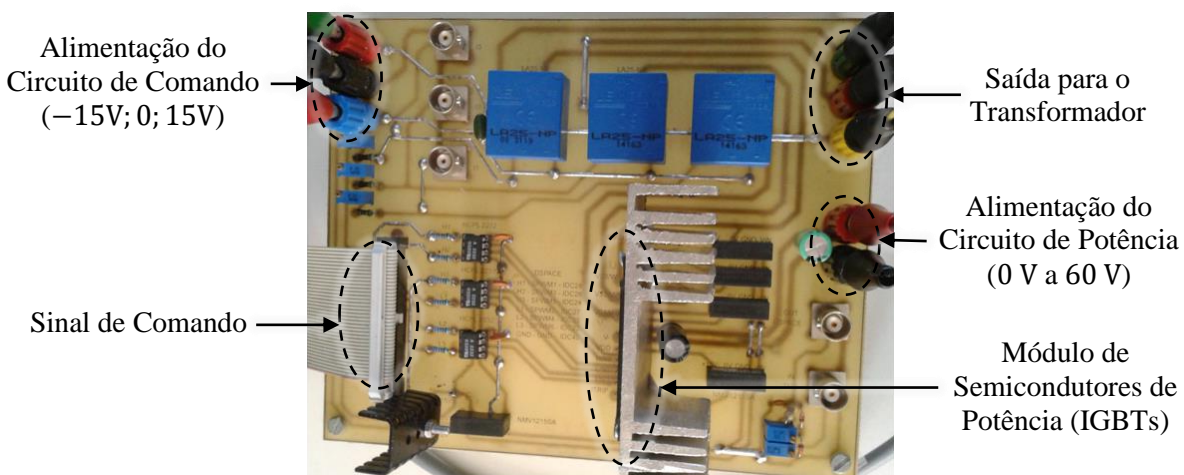


Figura 65 – Conversor Estático de Potência.

Foi selecionada uma frequência de comutação dos semicondutores de potência para 20 kHz. Por limitação do DSP, não foi possível gerar os sinais de comando para um funcionamento do ondulator de tensão com os dois braços de potência e fator de ciclo de 50% nas tensões de saída, tal como efetuado em simulação. Como alternativa recorreu-se a utilização de um único braço de potência e por forma a criar igualmente uma onda quadrada que varie entre $-U$ e $+U$, condição fundamental para que não ocorra saturação do núcleo magnético, ver *Tópico 2.2.4*, recorrendo à utilização das duas saídas disponibilizadas pela fonte de corrente contínua. Foi criado assim um ponto médio, ao qual é ligado um dos terminais do transformador. Na *Figura 66* encontra-se descrito com maior pormenor o esquema de potência simplificado, implementado na componente prática.

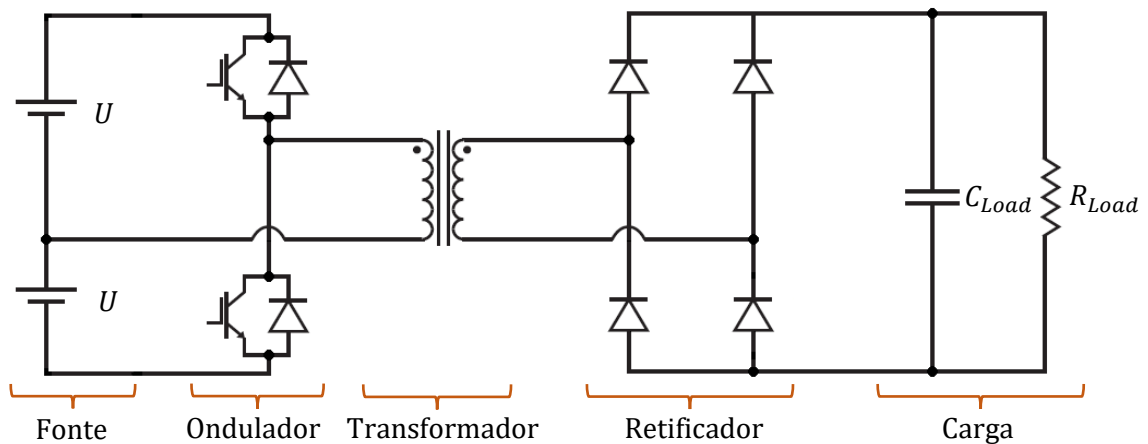


Figura 66 – Esquema de Potência Experimental Simplificado.

Por consulta do *datasheet* do fabricante do transformador de alta frequência selecionado, *Würth Elektronik* [48], é possível verificar que o modelo selecionado possui vários enrolamentos. Na *Figura 67* encontra-se representado uma fotografia do transformador em questão e na *Figura 68* está representado o esquema dos enrolamentos disponibilizados, bem como a forma como foram ligados o primário e secundários para a realização da componente experimental.



Figura 67 – Transformador de Alta Frequência [48].

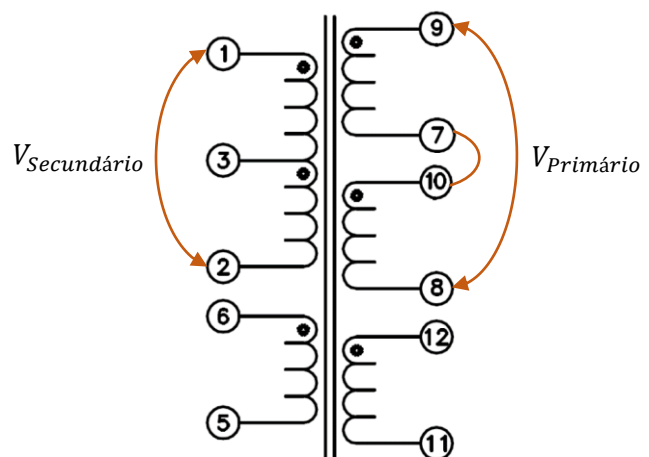


Figura 68 – Enrolamentos Disponíveis: Würth Elektronik - 750 341 026 [48].

A relação de transformação do transformador de alta frequência escolhida, encontra-se resumida na Tabela 14.

Tabela 14 – Relação de Transformação: Würth Elektronik - 750 341 026.

Relação de Transformação	
(1 – 3): (9 – 7) ; (1 – 3): (10 – 8)	2: 1
(1 – 3): (12 – 11) ; (3 – 2): (12 – 11)	5: 1
(3 – 2): (9 – 7) ; (3 – 2): (10 – 8)	2: 1
(1 – 3): (3 – 2)	1: 1

Para a constituição da carga, recorreu-se a uma resistência de 300 Ω e a um condensador eletrolítico de 470 μF (450 V), ligados em paralelo.

Na Figura 69 encontra-se uma fotografia do ensaio laboratorial realizado, bem como a descrição de todos os elementos que a constituem.

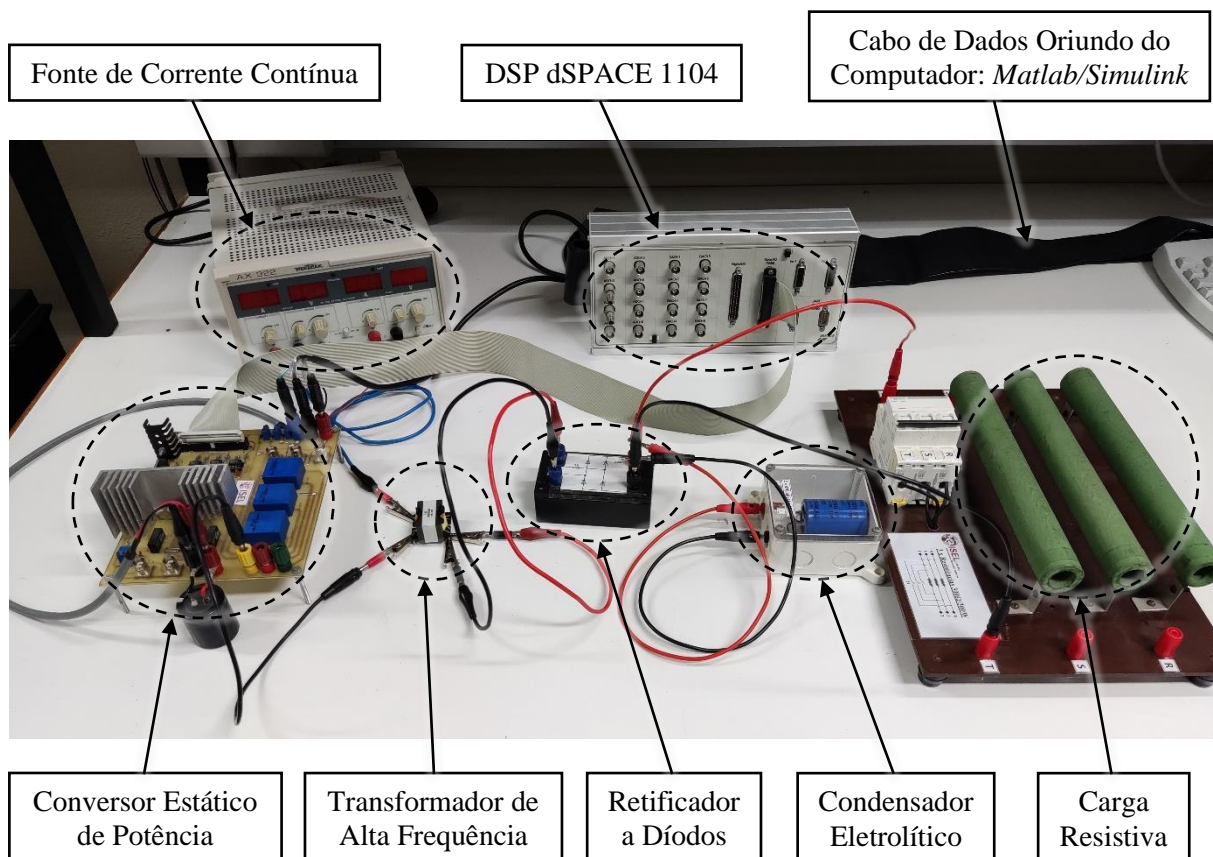


Figura 69 – Fotografia do Esquema de Montagem Realizado em Laboratório.

4.2.2 Ensaios Experimentais

O ensaio experimental teve como objetivo a reprodução de um transformador elevador, alimentar uma carga resistiva, respeitando todas as considerações descritas no *Tópico 4.2.1*. Na *Tabela 15* encontra-se representado os principais parâmetros experimentais.

Tabela 15 – Parâmetros Experimentais.

Relação de Transformação

Tensão no Primário	20 V
Tensão no Secundário	40 V
Frequência	20 kHz
Potência	5 W

Por forma a comparar e validar as evoluções temporais obtidas experimentalmente, recorreu-se ao modelo do projeto do transformador e à simulação *Matlab/Simulink*, desenvolvido anteriormente, adaptando estes às condições existentes na componente experimental. Foi assumido as seguintes considerações:

- O ensaio experimental realizou-se com uma potência bastante inferior à potência nominal suportada pelo transformador de alta frequência. Desta forma, de modo a obter maior precisão no dimensionamento teórico dos parâmetros do transformador, o desenvolvimento foi efetuado para a potência nominal do transformador (150 W) e não para a potência experimental (5 W);
- Um parâmetro de elevada relevância no dimensionamento dos parâmetros equivalentes do transformador é a frequência de operação, tendo-se efetuado o dimensionamento teórico com o mesmo valor de frequência utilizada na componente experimental;
- Para a composição dos enrolamentos considerou-se a utilização de condutores de *Litz*;
- O esquema de potência e comando implementado em *Matalb/Simulink*, por forma a obter as evoluções temporais esperadas, foi o representado na *Figura 70*.

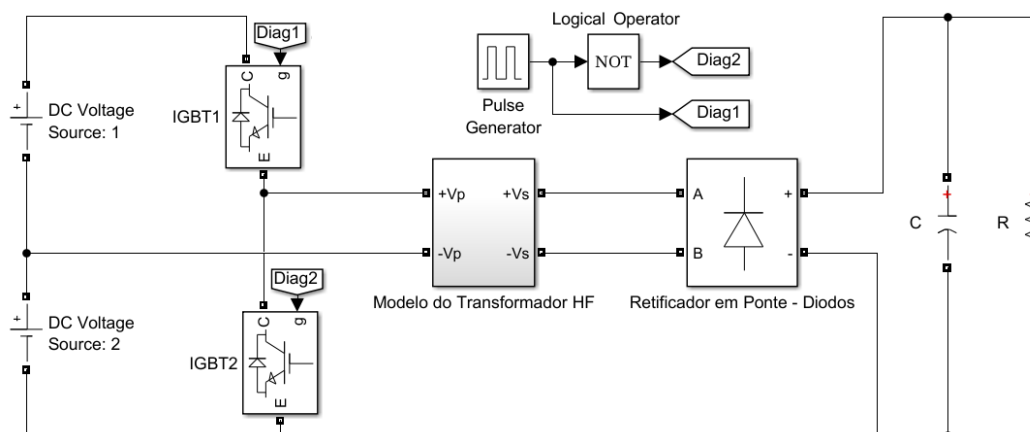


Figura 70 – Esquema de Potência e Controlo: Simulação da Componente Experimental.

O processo de dimensionamento dos parâmetros é em tudo igual ao exemplo de cálculo exposto ao longo do *Tópico 3.1.7*, obtendo os parâmetros equivalentes para o modelo do transformador de alta frequência representados na *Figura 71*.

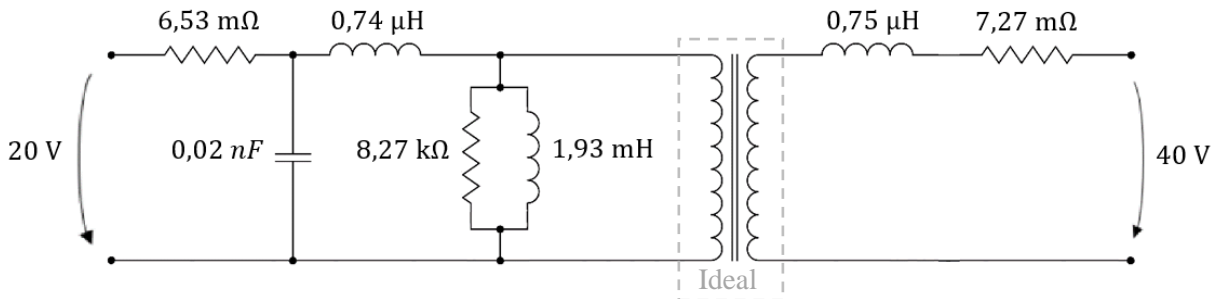


Figura 71 – Parâmetros Teóricos Equivalentes do Transformador: Frequência de 20 kHz.

Em seguida será apresentando as evoluções temporais obtidas em simulação versus as evoluções temporais obtidas na componente experimental, tendo estas sido obtidas em regime permanente após o transitório inicial, inerente ao momento em que se liga o sistema.

Na *Figura 72* encontra-se representado a evolução temporal da tensão no primário e no secundário do transformador. Na qual é possível verificar a relação de transformação de 1:2 e a transmissão da onda quadrada imposta ao primário para o secundário, com uma frequência de 20 kHz. Experimentalmente verifica-se a existência de quedas de tensão, que poderão estar associadas aos semicondutores de potência e aos condutores utilizados. Em simulação estes elementos são ideais.

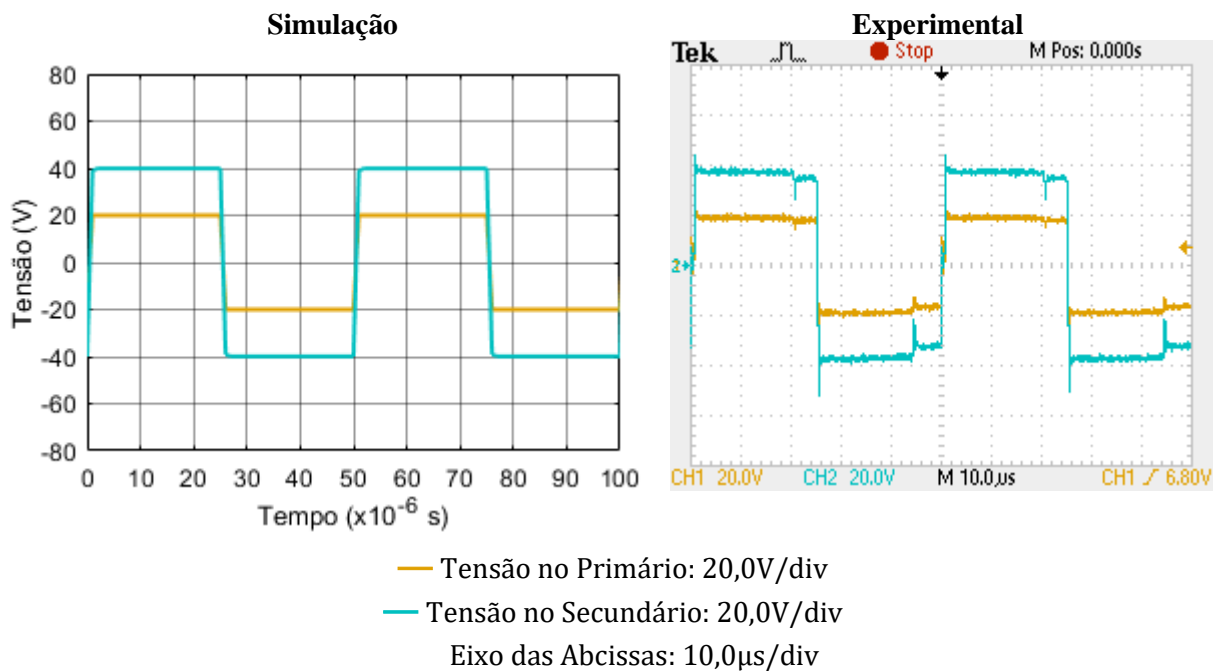


Figura 72 – Evolução Temporal da Tensão no Primário e Secundário do Transformador.

Na *Figura 73* encontra-se representando a evolução temporal da tensão no primário do transformador e respectiva corrente. Na componente experimental verifica-se a ocorrência de transitórios

Resultados

no momento em que ocorre a comutação dos semicondutores de potência. Em simulação estes transitórios não se verificam pelo facto de os semicondutores assumirem um comportamento ideal.

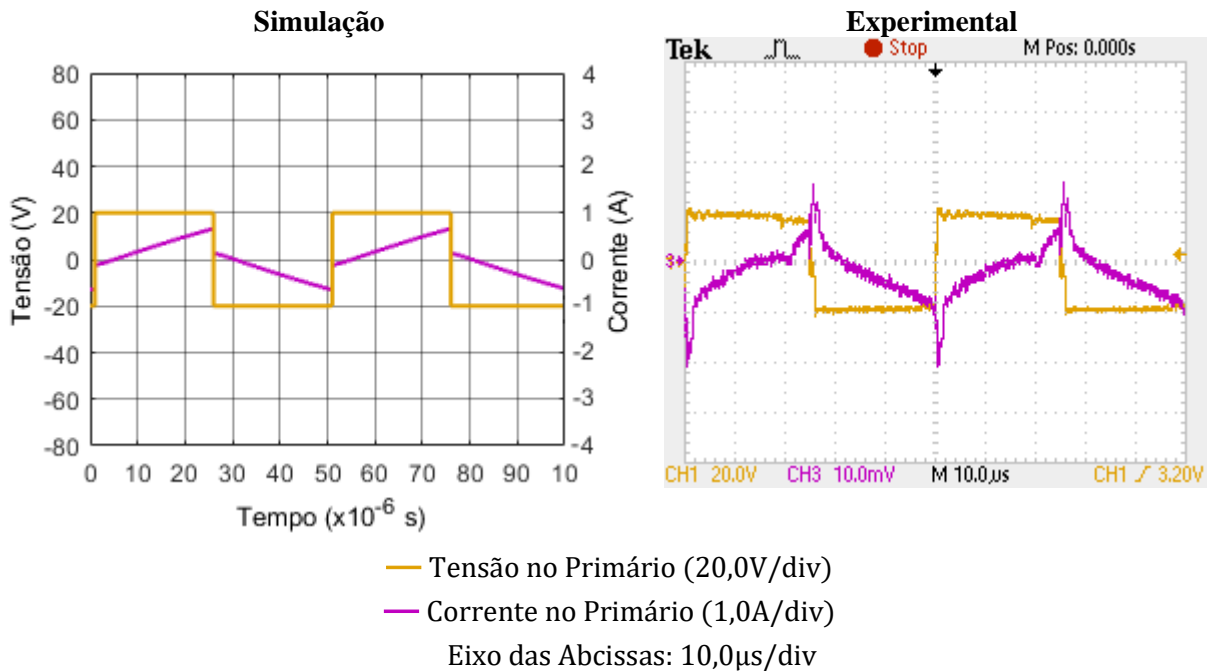


Figura 73 – Evolução Temporal da Tensão e Corrente no Primário do Transformador.

Na Figura 74 encontra-se representada a evolução temporal da tensão no secundário do transformador e respetiva corrente. A análise efetuada para a Figura 73 é em tudo válida para a Figura 74. Por comparação entre a Figura 73 e Figura 74, é possível verificar que a potência aplicada ao primário é aproximadamente igual ao valor da potência no secundário. O primário assume aproximadamente metade da tensão do secundário, mas o dobro da corrente do secundário.

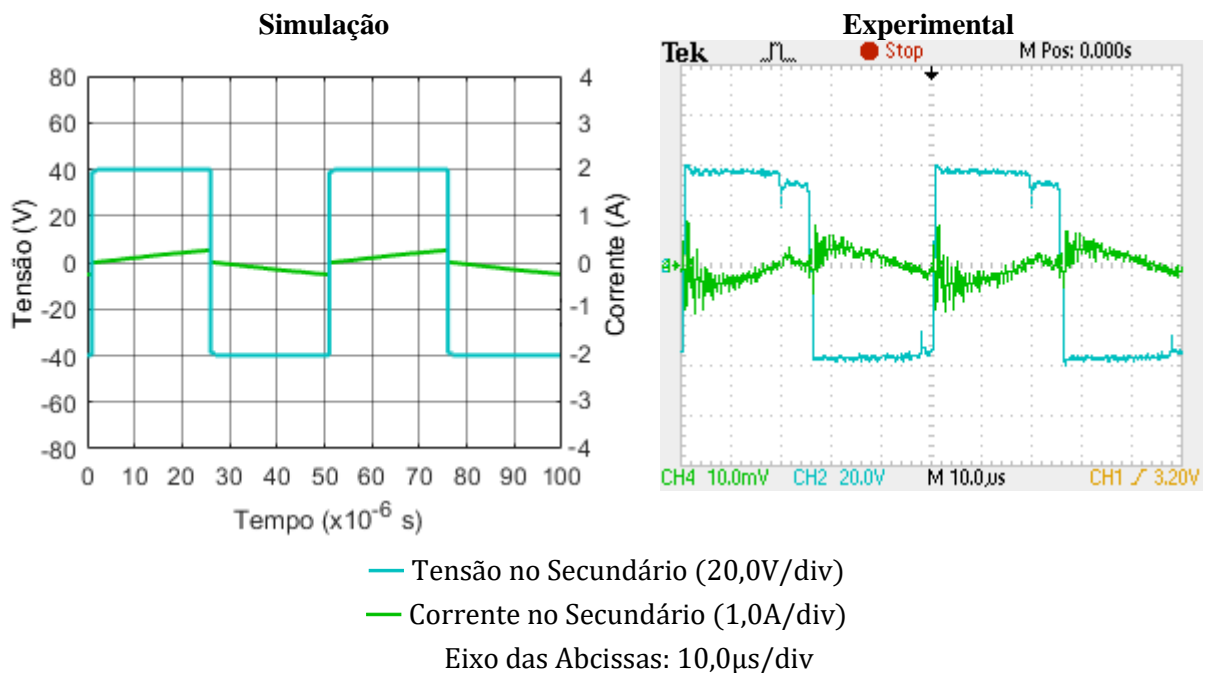


Figura 74 – Evolução Temporal da Tensão e Corrente no Secundário do Transformador.

Resultados

Na *Figura 75* encontra-se representada a evolução temporal da tensão no primário do transformador e a tensão aplicada a carga. Constatando que a partir de uma tensão contínua de 20,0 V, com recurso a dois conversores de potência e um transformador de alta frequência, a operar a uma frequência de 20 kHz, é possível alimentar uma carga com uma tensão contínua de 40,0 V. Verifica-se uma das possíveis aplicações do transformador de estado sólido, com a interligação de um transformador de alta frequência.

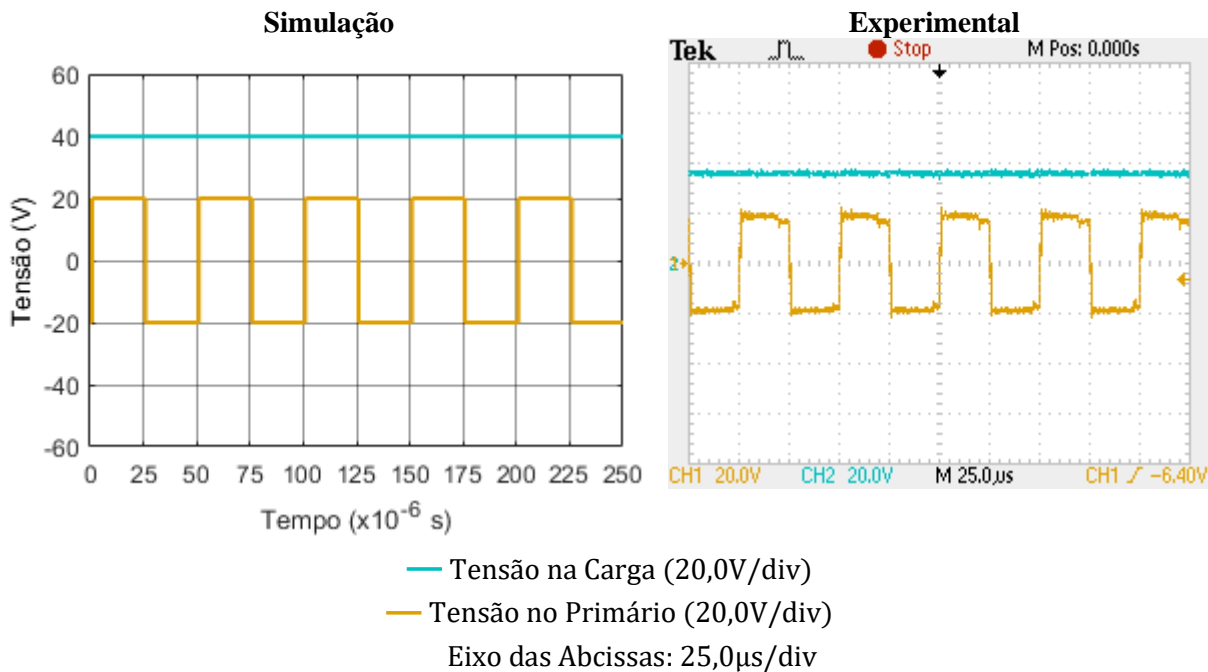


Figura 75 – Evolução Temporal da Tensão no Primário do Transformador e na Carga.

Por análise da *Figura 75* e com recurso as ferramentas de medição integrantes do osciloscópio utilizado no ensaio, de uma forma aproximada é possível estimar o rendimento do ensaio experimental.

A fonte de corrente contínua, durante o ensaio, apresentava uma tensão de 20,0 V com uma corrente de aproximadamente 0,24 A. Com recurso a ferramenta de medição do osciloscópio foi possível verificar que o valor da tensão na carga é de 37,6 V, com uma variação de pico a pico de 3,2 V, com recurso à *Equação (178)* é possível determinar o valor médio da tensão entregue a carga. O qual também poderá ser validado pela leitura direta do gráfico obtido experimentalmente, na *Figura 75*.

$$V = V_{pico} - \frac{\Delta V}{2} = 37,6 - \frac{3,2}{2} = 36,0 \text{ V} \quad (178)$$

Como a carga é resistiva e é conhecido o seu valor, a partir do valor da tensão média aplicada á carga é possível determinar o valor da corrente entregue a carga, calculado pela *Equação (179)*.

$$I_{carga} = \frac{V}{R_{carga}} = \frac{36,0}{300} = 0,12 \text{ A} \quad (179)$$

O rendimento pode ser determinado com recurso à *Equação (180)*.

$$\eta = \frac{P_{carga}}{P_{fonte}} \times 100 = \frac{36,0 \times 0,12}{20,0 \times 0,24} \times 100 = \frac{4,32}{4,80} \times 100 = 90 \% \quad (180)$$

É obtido um rendimento aproximado de 90 %, no entanto existem vários fatores que contribuem de forma negativa para este valor, por exemplo:

- As ligações elétricas realizadas entre os diversos elementos do circuito, foram realizadas com recurso a ligadores rápidos (bornes de ligação). A ligação entre condutores com soldadura iria permitir melhorar o rendimento;
- Dimensões do circuito e comprimento dos condutores de ligação entre os vários elementos excessivos. A construção de uma única placa de circuito impresso integrando todos os elementos iria permitir melhorar o rendimento;
- Imprecisão dos instrumentos de medição, nomeadamente da fonte de corrente contínua de bancada (voltímetro e amperímetro);
- O facto de o transformador de alta frequência não se encontrar a operar nas suas condições nominais. Condições para as quais se obtém o melhor rendimento.

A partir dos resultados obtidos experimentalmente é possível validar o princípio de funcionamento do transformador de alta frequência e uma das suas possíveis utilizações.

O modelo teórico desenvolvido foi validado em simulação *Matlab/Simulink* e o seu princípio fundamental de funcionamento validado na componente experimental. No entanto a partir de um ensaio experimental realizado com um nível de potência tão reduzido (5 W), não seria totalmente correto efetuar a extrapolação, afirmando que o modelo teórico desenvolvido está validado para uma carga de elevada potência (50 kW). Adicionando o facto de que na componente experimental, os sinais de comando para o conversor de potência, ondulator de tensão, resultarem de uma solução em cadeia aberta, comando com um fator de ciclo 50%, apresentar diferenças significativas, face ao método de cadeia fechada, controlo, implementado na componente teórica.

5 Conclusões

5.1 Conclusões finais

A presente tese teve como objetivo, através da pesquisa do estado da arte, a realização do estudo de transformadores de alta frequência integrados em transformadores de estado sólido. Com o objetivo específico de determinar o modelo otimizado do transformador de alta frequência a partir dos parâmetros nominais pretendidos. Validação deste modelo em simulação *Matlab/Simulink* e implementação em componente laboratorial com uma escala mais reduzida de potência.

Os transformadores de alta frequência, conjuntamente com eletrônica de potência e respetivo controlo, são equipamentos de grande potencialidade para substituição dos transformadores tradicionais, isto é, de operação em baixa frequência. Pelas numerosas vantagens que proporcionam, menores dimensões, por conseguinte maior densidade de potência, facilidade de integração com sistemas de alternativos, como por exemplo fontes de energia renovável, alimentação de cargas em corrente contínua, integração de sistemas para melhoria da qualidade de energia, entre outras.

No entanto a utilização de transformadores de alta frequência, comparativamente aos transformadores de baixa frequência, tendem a apresentar custos mais elevados, por requerer inúmeros componentes de potência e circuitos de controlo auxiliares, os quais poderão ser relativamente complexos e dispendiosos.

Em simulação verificou-se todos os objetivos pretendidos, validação do modelo teórico do transformador de alta frequência, validação do esquema de controlo desenvolvido para o controlo do transformador de estado sólido, bem como a verificação da capacidade de suportar bidirecionalidade de potência. Obtendo evoluções temporais e rendimentos congruentes com os conceitos teóricos.

Na componente laboratorial, devido a limitações existentes, nomeadamente a disponibilidade de equipamentos que permitam valores nominais de tensão e potência idênticos aos de simulação (fonte de corrente contínua, conversores de potência e transformador de alta frequência) não foi possível replicar experimentalmente o mesmo ensaio realizado em simulação. Aquisição de equipamentos adequados teria custos monetários bastante elevado. Em alternativa efetuou-se um ensaio experimental com uma potência reduzida, que permitisse a verificação do funcionamento do transformador de alta frequência e as vantagens da utilização deste. As formas de onda obtidas experimentalmente em tudo são iguais as obtidas em simulação com esta potência mais reduzida. No entanto a validação de um modelo teórico de 50 kW através de um ensaio experimental de 5 W não seria correto. Concluindo assim que o ensaio experimental apenas permitiu validar o princípio fundamental de funcionamento do transformador de alta frequência e comprovar as vantagens que este poderá trazer a um sistema.

5.2 Perspetivas futuras

Neste subcapítulo sugere-se alguns tópicos para estudo futuro, com o objetivo de complementar a presente dissertação:

- Estudo das várias técnicas de controlo disponíveis para os conversores de potência, que se encontram a montante e a jusante do transformador de alta frequência, por forma a estudar o impacto no rendimento do sistema, transmissão de potência permitida, condições de operação dos semicondutores de potência, conteúdo harmónico presente, entre outras;
- Desenvolvimento de um modelo de elementos finitos por forma a determinar com maior precisão qual a constituição dos condutores de *Litz* que compõe cada enrolamento, mais favorável para a aplicação pretendida;
- Por forma a obter maior precisão dos resultados obtidos, tanto em componente de simulação como em componente prática, seria interessante a implementação da totalidade do transformador de estado sólido. Adicionando ao desenvolvido na presente dissertação o retificador trifásico em ponte e o seu respetivo controlo;
- Realização de ensaios práticos com maior pormenor e com características tais, que seja possível valores nominais de potência e de tensão, mais próximos dos utilizados em simulação. Bem como análise pormenorizada da bidirecionalidade de potência e as vantagens que é possível retirar desta.

Referências Bibliográficas

- [1] M. A. HANNAN, M. S. HOSSAIN LIPU, K. M. MUTTAQI e F. BLAABJERG, “State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements,” January 2020, DOI 10.1109/ACCESS.2020.2967345.
- [2] E. Agheb e H. K. Høidalen, “Medium Frequency High Power Transformers, State of Art and Challenges,” *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Novembro 2012, DOI 10.1109/ICRERA.2012.6477318.
- [3] Pedro Miguel Conceição Lopes, “Wireless power transfer system for electric vehicle charging”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, Dezembro 2020.
- [4] Francisco da Graça Gonçalves, “Impacto dos transformadores inteligentes na rede elétrica de distribuição”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, Novembro 2021.
- [5] Diana Margarida da Silva Fonseca, “Transformador Inteligente Modular de Estágio Único com Barramento DC Integrado”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, Novembro 2021.
- [6] Carolina da Costa Pinheiro de Avillez Pignatelli, “Design of a planar solid state transformer for DC grids”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, IST, 2022.
- [7] Hugo Gerson Duarte Silva, “Sistemas de Conversão MT/BT de Elevada Frequência para Aplicações em Sistemas de Armazenamento de Energia”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica, ISEL, Novembro 2021.
- [8] Nuno Filipe Ribeiro Nunes, “Sistemas de Conversão MT/BT de Elevada Frequência para Aplicações em Sistemas de Carregamento de Veículos Elétricos”, Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em Engenharia Electrotécnica, ISEL, Novembro 2021.
- [9] A. Mohamed Elrajoubi e S. S. Ang, Fellow, “High-Frequency Transformer Review and Design for Low-Power Solid-State Transformer Topology,” *2019 IEEE Texas Power and Energy Conference (TPEC)*, March 2019, DOI 10.1109/TPEC.2019.8662131.
- [10] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang e A. Q.Huang, “Review of Solid State Transformer in the Distribution System: From Components to Field Application,” *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Sept 2012, DOI 10.1109/ECCE.2012.6342269.
- [11] J. Ding, “Design and Implementation of Three-phase to single-phase,” *2021 11th International Conference on Power, Energy and Electrical Engineering (CPEEE)*, March 2021, DOI 10.1109/CPEEE51686.2021.9383373.
- [12] S. Falcones, X. Mao e R. Ayyanar, “Topology Comparison for Solid State Transformer Implementation,” *IEEE PES General Meeting*, September 2010, DOI 10.1109/PES.2010.5590086.
- [13] M. Kang, P. N. Enjeti e I. J. Pitel, “Analysis and Design of Electronic Transformers for Electric Power Distribution System,” *IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 14, Issue: 6)*, November 1999, DOI 10.1109/63.803407.

- [14] B. S. Guru e H. R. Hiziroglu, *Electric Machinery and Transformers*, New York: Oxford University Press, 2001, ISBN 978-0-19-513890-0.
- [15] S. D. Umans, *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley*, 7^a ed., AMGH Editora Ltda, 2014, ISBN 978-85-8055-374-1.
- [16] W. Tang, X. Yuan, M. Shi, Z. Li e F. Chen, “Design of a Novel Medium-Frequency Coaxial Transformer for Modular Isolated DC/DC Converter,” *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, December 2018, DOI 10.1109/PEAC.2018.8590589.
- [17] C. R. Sullivan, “Optimal Choice for Number of Strands in a Litz-Wire Transformer Winding,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, March 1999, DOI 10.1109/63.750181.
- [18] C. Clement, “Skin Effect in Electrical Conductors: Any Commercially Viable Solution,” October 2014, DOI 10.13140/RG.2.1.2368.7920.
- [19] C. W. T. McLyman, *Transformer and Inductor Design Handbook*, California, U.S.A.: Kg Magnetics, Inc., 2004, ISBN 0-8247-5393-3.
- [20] T. M. W. K.-n. V. Tarateeraseth, “The Comparison of EMI and Electrical Performances of High Frequency Transformer Windings for SMPS Applications,” *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, June 2007, DOI 10.1109/PCCON.2007.373004.
- [21] O. A. Hassan, C. Klumpner e G. Asher, “Design Considerations for Core Material Selection and Operating Modes for a High Frequency Transformer Used in an Isolated DC/DC Converter,” *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1-3, 2011, ISBN 978-90-75815-14-6.
- [22] W. H. W. G. Hurley, *Transformers and Inductors for Power Electronics: Theory, Design and Applications*, WILEY, 2013, ISBN 978-1-119-95057-8.
- [23] S. Parashar, A. Kumar e S. Bhattacharya, “High Power Medium Voltage Converters Enabled by High Voltage SiC Power Devices,” *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, May 2018, DOI 10.23919/IPEC.2018.8506674.
- [24] C. A. Quinn e D. B. Dalal, “Empowering the Electronics Industry: A Power Technology Roadmap,” *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications (Volume: 2, Issue: 4)*, December, DOI 10.24295/CPSSTPEA.2017.00028 2017.
- [25] D. G. H. B. P. M. D. Segaran, “High-performance Bi-directional AC-DC Converters for PHEV with Minimised DC Bus Capacitance,” *IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 2011, DOI 10.1109/IECON.2011.6119897.
- [26] G. G. Oggier, G. O. García e A. R. Oliva, “Switching Control Strategy to Minimize Dual Active Bridge Converter Losses,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2009, DOI 10.1109/TPEL.2009.2020902.
- [27] B. Manoj Kumar, A. Kumar, A. Hamid Bhat e P. Agarwal, “Comparative study of dual active bridge isolated DC to DC converter with single phase shift and dual phase shift control techniques,” *2017 Recent Developments in Control, Automation & Power Engineering (RDCAPE)*, Oct. 2017, DOI 10.1109/RDCAPE.2017.8358314.
- [28] Y. Wang, S. W. H. de Haan e J. A. Ferreira, “Optimal Operating Ranges of three Modulation Methods in Dual Active Bridge Converters,” *2009 IEEE 6th International*

- Power Electronics and Motion Control Conference*, May 2009, DOI 10.1109/IPEMC.2009.5157602.
- [29] İ. Kayaalp, T. Koroglu, T. Demirdelen, M. Ugras Cuma e K. Çağatay Bayindir, “Comparison of Different Phase-Shift Control Methods at Isolated Bidirectional DC-DC Converter,” *International Journal of Applied Mathematics Electronics and Computers*, August 2016, DOI 10.18100/ijamec.60506.
- [30] R. P. Wojda, “Winding Resistance and Power Loss for Inductors With Litz and Solid-Round Wires,” *2016 IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC)*, November 2016, DOI 10.1109/EPEPMC.2016.7752107.
- [31] G. Ortiz, J. Biela e J. W. Kolar, “Optimized Design of Medium Frequency Transformers with High Isolation Requirements,” *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, November 2010, DOI 10.1109/IECON.2010.5675240.
- [32] C. R. Sullivan e R. Y. Zhang, “Simplified Design Method for Litz Wire,” *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, March 2014, DOI 10.1109/APEC.2014.6803681.
- [33] V. Väisänen, J. Hiltunen, J. Nerg e P. Silventoinen, “AC Resistance Calculation Methods and Practical Design Considerations When Using Litz Wire,” *IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, November 2013, DOI 10.1109/IECON.2013.6699164.
- [34] B. Cougo e J. W. Kolar, “Integration of Leakage Inductance in Tape Wound Core Transformers for Dual Active Bridge Converters,” *2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, March 2012, ISBN 978-3-8007-3414-6.
- [35] M. Mogorovic e D. Dujic, “Medium Frequency Transformer Leakage Inductance Modeling and Experimental Verification,” *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, October 2017, DOI 10.1109/ECCE.2017.8095813.
- [36] V. Karthikeyan, F. Blaabjerg, S. Rajasekar e S. Pragaspathy, “Core Loss Estimation of Magnetic Links in DAB Converter Operated in High-Frequency Non-Sinusoidal Flux Waveforms,” *2018 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, December 2018, DOI 10.1109/PEDES.2018.8707857.
- [37] M.-B. D. e K. M.K., “Harmonic Winding Loss in Buck DC–DC Converter for Discontinuous Conduction Mode,” April 2009, DOI 10.1049/iet-pel.2009.0108.
- [38] O. Aldosari, L. A. Garcia Rodriguez, J. Carlos Balda e S. K. Mazumder, “Design Trade-Offs for Medium- and High-Frequency Transformers for Isolated Power Converters in Distribution System Applications,” *2018 9th IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2018, DOI 10.1109/PEDG.2018.8447788.
- [39] L. Dalessandro, F. Silveira Cavalcante e J. W. Kolar, “Self-Capacitance of High-Voltage Transformers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, September 2007, DOI 10.1109/TPEL.2007.904252.
- [40] Z. Zhao, Y. Ling, Y. Wang e X. Yang, “Calculation of Dynamic Capacitances in High Frequency Transformer,” *2012 Sixth International Conference on Electromagnetic Field Problems and Applications*, June 2012, DOI 10.1109/ICEF.2012.6310368.
- [41] A. Massarini e M. K. Kazimierczuk, “Self-Capacitance of Inductors,” *IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 12, Issue: 4, July 1997)*, July 1997, DOI 10.1109/63.602562.

- [42] E. Laveuve, J.-P. Keradec e M. Bensoam, “Electrostatic of wound components: analytical results, simulation and experimental validation of the parasitic capacitance,” *Conference Record of the 1991 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, October 1991, DOI 10.1109/IAS.1991.178054.
- [43] A. Hadizade, J. Naghibi Nasab, M. Aghaei e S. Kaboli, “Investigations on Equivalent Circuit Models of High Frequency Transformers,” *2018 9th Annual Power Electronics, Drives Systems and Technologies Conference (PEDSTC)*, Feb 2018, DOI 10.1109/PEDSTC.2018.8343843.
- [44] H. Yan Lu, J. Guo Zhu e S. Y. R. Hui, “Experimental Determination of Stray Capacitances in High Frequency Transformers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, August 2003, DOI 10.1109/TPEL.2003.816186.
- [45] M. Ali Saket, N. Shafiei e M. Ordonez, “LLC Converters With Planar Transformers: Issues and Mitigation,” *IEEE Transactions on Power Electronics (Volume: 32, Issue: 6, June 2017)*, June 2017, DOI 10.1109/TPEL.2016.2602360.
- [46] P. Mohammadi, R. Samanbakhsh, P. Koochi e F. Ibanez, “High Frequency Transformer Design for Specific Static Magnetising and Leakage Inductances Using Combination of Multi-Layer Perceptron Neural Networks and FEM,” *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, June 2019, DOI 10.1109/PEDG.2019.8807492.
- [47] G. Ellis, *Control System Design Guide: Using Your Computer to Understand and Diagnose Feedback Controllers - Fourth Edition*, Elsevier Inc, 2012, ISBN: 978-0-12-385920-4.
- [48] “Würth Elektronik - Power Magnetics,” [Online]. Available: https://www.wonline.com/catalog/en/cm/pcd/mid_power_magnetics.
- [49] R. J. Garcia Montoya, A. Mallela e J. Carlos Balda, “An Evaluation of Selected Solid-State Transformer Topologies for Electric Distribution Systems,” *2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, May 2015, DOI 10.1109/APEC.2015.7104474.

Anexos

Anexo A – Materiais Magnéticos

Por consulta do elemento bibliográfico [22] e [38], na seguinte tabela encontra-se representado as principais características dos materiais magnéticos *Ferrite*, *Nanocrystaline* e *Amorphous*.

Tabela 16 – Materiais Magnéticos: Principais Características [22] e [38].

Materiais	Ferrite	Nanocrystaline	Amorphous
Modelo	Epcos N87	Viroperm 500F	Metglas 2605
Permeabilidade Relativa	2 200	15 000	10 000 a 150 000
B_{pico} (T)	0,49	1,20	1,56
ρ ($\mu\Omega m$)	$10 \cdot 10^6$	1,15	1,3
Temperatura de Curie (°C)	210	600	399
Perdas no Material (mW/cm^3)	288 (0,2 T, 50 kHz)	312 (0,2 T, 100 kHz)	294 (0,2 T, 25 kHz)
K_c	16,90	2,3	1,4
α	1,25	1,32	1,51
β	2,35	2,10	1,74

Anexo B – Condutores: Resistência dos Materiais

Na seguinte tabela encontra-se representado o valor da resistência por unidade de comprimento dos principais materiais que podem compor os condutores.

Tabela 17 – Condutores: Resistência do Material.

Materiais	Resistência (Ωm)
Cobre Rígido	$1,68 \times 10^{-8}$
Cobre Maleável	$1,72 \times 10^{-8}$
Alumínio	$2,65 \times 10^{-8}$
Tungstênio	$5,60 \times 10^{-8}$

Anexo C – Dimensões e Características do Núcleo Magnético

Por consulta dos modelos disponibilizados pelo fabricante *Transmart*, nas seguintes tabelas encontra-se disponibilizado alguns dos modelos disponibilizado por este fabricante e a respetivas dimensões do núcleo magnético. Todos os modelos disponibilizados por este fabricante disponíveis em www.transmart.net.

C.1 – Núcleos do Tipo Core:

Por forma interpretar devidamente as dimensões de cada núcleo magnético, representadas nas *Tabela 18* e *Tabela 19* pelos parâmetros de “a” até “f”, na seguinte figura encontra-se representado genericamente a correspondência entre estes parâmetros e as dimensões geométricas.

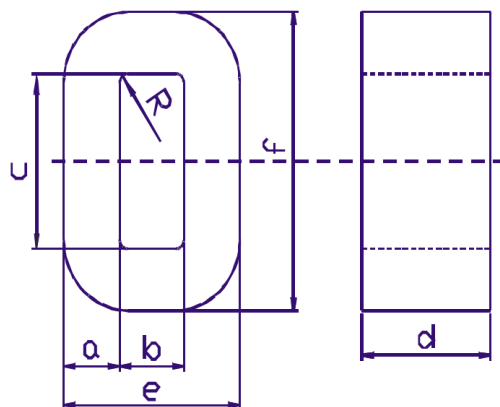


Figura 76 – Núcleo do Tipo Core: Parâmetros que Caracterizam a sua Dimensão.

Na *Tabela 18* e *Tabela 19* encontram-se descritos as dimensões e características de alguns modelos disponibilizados pela fabricante *Transmart*.

Tabela 18 – Transmart: Tipo Core: Material Amorphous

Modelo: CACC-	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	e [mm]	f [mm]	L_m [cm]	A_c [cm ²]	W_a [cm ²]	A_p [cm ⁴]	Massa [g]
920	21,5	60	91	90	103	134	36,6	17,03	54,6	929,8	4457
1000	33	40	105	85	106	171	38,9	24,40	42,0	1024,9	6929
1050	40	50	100	70	130	180	42,1	24,36	50,0	1218,0	7353
1200	40	79	130	70	159	210	53,9	24,36	102,7	2501,8	9546
1218	50	50	160	35	150	260	57,2	15,30	80,0	1218,0	6377
1300	40	86	150	70	166	230	59,3	24,36	129,0	3142,4	10362
1400	40	64	120	80	144	200	48,9	27,52	76,8	2113,5	9651
1500	40	64	160	80	144	240	56,9	27,84	102,4	2850,8	11362
1600	45	45	145	95	135	235	51,6	36,77	65,3	2398,9	13624
1725	63,5	38,1	97,8	90	165	225	46,8	49,72	37,3	1852,7	16699
1800	33	75	240	60	141	306	72,5	17,03	180,0	3065,0	8864
2000	60	60	150	35	180	270	60,3	18,06	90	1625,4	7822
2950	28	78	128	120	134	184	49,7	29,20	99,8	2915,2	10419

Modelo: CACC-	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	e [mm]	f [mm]	L_m [cm]	A_c [cm ²]	W_a [cm ²]	A_P [cm ⁴]	Massa [g]
3604	40	64	200	80	144	280	64,9	27,84	128	3563,5	12961
10000	75	50	150	144	200	300	62,9	92,88	75,0	6966,0	41923
18855	80	100	193	142	260	353	82,6	97,80	193,0	18855,0	59008
25000	80	60	180	80	220	340	72,6	55,04	108,0	5944,3	28694
30000	75	72	385	75	222	535	114,4	48,38	277,2	13409,6	39748

Tabela 19 – Transmart: Tipo Core: Material Nanocrystaline.

Modelo: CACC-	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	e [mm]	f [mm]	L_m [cm]	A_c [cm ²]	W_a [cm ²]	A_P [cm ⁴]	Massa [g]
100NR	16	20	70	45	52	102	22,7	6,28	14,0	87,9	935
110NR	16	25	75	45	57	107	24,7	6,28	18,8	117,7	1017
117NR	20	35	77	20	75	117	28,3	3,49	27,0	94,0	649
125NR	19	25	83	35	63	121	27,2	5,80	20,8	120,3	1037
128NR	22	35	84	25	79	128	30,4	4,80	29,4	141,0	1957
140NR	26	45	88	30	97	140	34,3	6,80	39,6	269,3	1537
160NR	19	25	83	40	63	121	27,2	6,63	20,8	137,5	1185
200NR	19	25	83	50	63	121	27,2	8,28	20,8	171,9	1481
210NR	40	50	130	50	130	210	47,9	17,44	65,0	1133,6	5503

C.2 – Núcleos do Tipo Shell:

Por forma interpretar devidamente as dimensões de cada núcleo magnético, representada na Tabela 20 pelos parâmetros de “a” até “f”, na seguinte figura encontra-se representado genericamente a correspondência entre estes parâmetros e as dimensões geométricas.

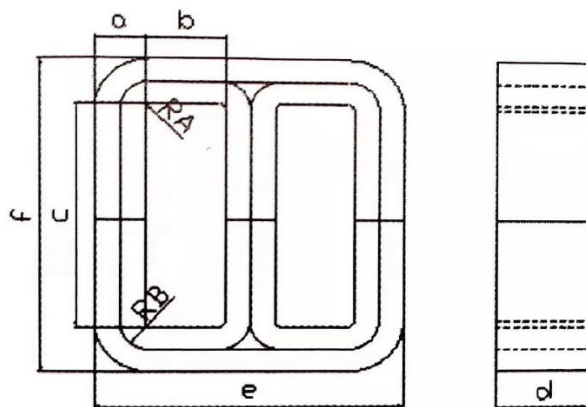


Figura 77 – Núcleo do Tipo Core: Parâmetros que Caracterizam a sua Dimensão.

Na Tabela 20 encontra-se descritos as dimensões e características de alguns modelos disponibilizados pela fabricante Transmart.

Tabela 20 – Transmart: Tipo Shell: Material Amorphous

Modelo: CACCE-	a [mm]	b [mm]	c [mm]	d [mm]	e [mm]	f [mm]	A_c [cm ²]	A_p [cm ⁴]	Massa [g]
47	15,00	25,00	47,00	30,00	95,00	77,0	4,50	105,75	891
200	22,00	25,00	70,00	30,00	116,00	114,0	6,60	231,00	1743
273	24,00	38,00	85,00	40,00	148,00	133,0	9,60	620,16	3139
300	25,00	25,00	78,00	40,00	125,00	128,0	10,00	390,00	2889
331	22,00	40,00	87,00	50,00	146,00	131,0	11,00	765,60	3643
900	25,00	40,00	117,00	50,00	155,00	167,5	12,50	1170,00	5016
950	32,00	40,00	64,00	50,00	176,00	128,0	16,00	819,20	5132
1200	30,00	55,00	120,00	35,00	200,00	180,0	10,50	1386,00	4832
1406	35,00	45,00	120,00	85,00	195,00	190,0	29,75	3213,00	13435
3000	50,00	64,00	120,00	80,00	278,00	200,0	40,00	6144,00	20311

Anexo D – Condutores de Litz

Por consulta dos dados técnicos disponibilizados pelo fabricante *Elektrisola*, na *Tabela 21* encontra-se disponibilizado um excerto das características que este fabricante disponibiliza para os seus condutores do tipo *Litz*. Todas as possibilidades de construção de condutores do tipo *Litz*, encontram-se disponibilizados em www.elektrisola.com.

Tabela 21 – Elektrisola: Condutores do Tipo Litz.

Diâmetro de um Condutor Singular: Nominal [mm]	C/Isolamento [mm]	Tensão de Rutura [V]	Nº de Condutores Singulares por Cabo
0,040	0,050 – 0,054	475	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105 180, 225, 270, 600, 800, 1000
0,050	0,061 – 0,066	600	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105 180, 225, 270, 600, 800, 1000
0,071	0,085 – 0,091	700	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105 180, 225, 270, 600, 800, 1000
0,080	0,095 – 0,101	850	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105 180, 225, 270, 600, 800, 1000
0,100	0,118 – 0,125	950	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105, 120, 160, 180, 200, 225, 270, 600, 800
0,120	0,139 – 0,148	2 800	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 35, 45, 60, 75, 90, 105, 180, 225, 270, 600
0,140	0,161 – 0,174	3 000	4, 8, 10, 15, 20, 25, 30, 45, 60, 75, 90, 100, 120, 150, 200, 225, 270
0,150	0,172 – 0,182	3 100	4, 10, 20, 30, 45, 60, 75, 90, 100, 120, 150, 200, 225, 270
0,160	0,183 – 0,194	3 200	4, 10, 20, 30, 45, 60, 75, 90, 100, 120, 150, 200, 225, 270

Por consulta dos dados técnicos disponibilizados pelo fabricante *New England Wire Technologies*, na *Tabela 22* e *Tabela 23* encontra-se disponibilizado um excerto das características que este fabricante disponibiliza para os seus condutores do tipo *Litz*. Todas as possibilidades de construção de condutores do tipo *Litz*, encontram-se disponibilizados em www.newenglandwire.com.

Tabela 22 – New England Wire: Condutores do Tipo Litz: Frequência de Operação 60Hz a 1kHz.

Secção Equivalente [mm²]	Nº de Condutores Singulares	Construção	Tipo de Construção
0,25	3	3/0,08 mm ²	1
0,34	5	5/0,08 mm ²	1
0,50	7	7/0,08 mm ²	1
0,75	10	10/0,08 mm ²	1
1,5	17	17/0,08 mm ²	1
2,5	26	26/0,08 mm ²	1
4	42	42/0,08 mm ²	1
6	66	3×22/0,08 mm ²	2
10	105	3×35/0,08 mm ²	2
16	165	5×33/0,08 mm ²	2
25	266	7×38/0,08 mm ²	2
35	420	5×3×28/0,08 mm ²	2
55	665	7×5×19/0,08 mm ²	2
70	840	6(5×28/0,08 mm ²)	5
95	1080	9(5×24/0,08 mm ²)	5
120	1368	12(3×38/0,08 mm ²)	5

Tabela 23 – New England Wire: Condutores do Tipo Litz: Frequência de Operação 1kHz a 10kHz.

Secção Equivalente [mm²]	Nº de Condutores Singulares	Construção	Tipo de Construção
0,14	3	3/0,05 mm ²	1
0,25	5	5/0,05 mm ²	1
0,34	7	7/0,05 mm ²	1
0,50	11	11/0,05 mm ²	1
0,75	17	17/0,05 mm ²	1
1,5	26	26/0,05 mm ²	1
2,5	42	42/0,05 mm ²	1
4	65	5×13/0,05 mm ²	2
6	110	5×22/0,05 mm ²	2
10	168	7×24/0,05 mm ²	2
16	266	7×38/0,05 mm ²	2
25	413	7×59/0,05 mm ²	2
35	665	7×95/0,05 mm ²	2

Secção Equivalente [mm ²]	Nº de Condutores Singulares	Construção	Tipo de Construção
35	805	7×115/0,05 mm ²	2
55	1250	5×5×50/0,05 mm ²	2
70	1350	6(5×45/0,05 mm ²)	5
95	1950	6(5×5×13/0,05 mm ²)	5
120	2520	6(5×3×28/0,05 mm ²)	5

Na *Figura 78* encontra-se em maior detalhe a diferença entre os tipos de construção enunciados nas *Tabela 22* e *Tabela 23*, com base nas informações presentes no *website* da *New England Wire Technologies*.

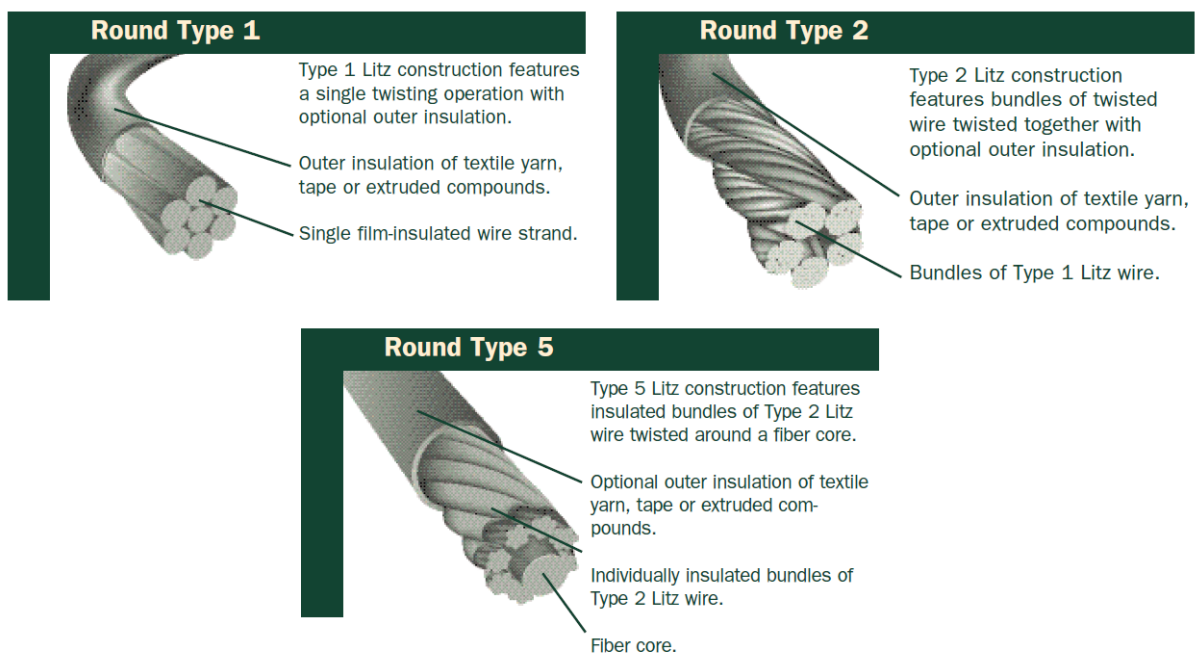


Figura 78 - New England Wire: Tipo de Construção dos Condutores do Tipo Litz.

Anexo E – Isolamentos dos Condutores de Litz

Em seguida encontra-se descrito alguns isolamentos usados pelo fabricante *New England Wire Technologies*, bem como as principais características destes, disponibilizadas em www.newenglandwire.com. Complementarmente recorreu-se a consulta do website *Fluorotherm*TM por forma a completar a *Tabela 24* com os dados necessários para execução do dimensionamento do transformador de alta frequência proposto.

Tabela 24 – Isolamento dos Condutores de Litz: Principais Características

Isolamento (*)	Espessura do Isolamento (**)	Constante Dielétrica	Força do Dielétrico [V/mm]	Intervalo de Temperatura
ETFE	0,038	2,50	29 400	−100°C a 150°C
FEP	0,051	2,10	43 500	−250°C a 200°C
PFA	0,041	2,06	78 800	−250°C a 200°C

(*) – ETFE: Etileno Tetrafluoroetileno (*Ethylene Tetrafluoro Ethylene*);

FEP: Etileno Propileno Fluorato (*Fluorinated Ethylene Propylene*);

PFA: Perfluoroéteres (*Perfluoroalkoxy*).

(**) – Espessura do isolamento indicada pelo fabricante *New England Wire Technologies*, sendo este valor válido apenas para os condutores de *Litz* deste fabricante.