



**FÁBIO DE
ALMEIDA SOBRAL**

**MODELO DE SIMULAÇÃO DE UM
TRANSFORMADOR DE ESTADO-
SÓLIDO DE DOIS ESTÁGIOS
LIGADO A REDES BIPOLARES**

Relatório de Dissertação do Mestrado em
Engenharia Eletrotécnica e de Computadores –
Energias Renováveis e Sistemas de Potência

ORIENTADORES

Prof. Victor Pires

Prof. Armando Pires

Dezembro 2022

FÁBIO DE ALMEIDA SOBRAL

MODELO DE SIMULAÇÃO DE UM TRANSFORMADOR DE ESTADO-SÓLIDO DE DOIS ESTÁGIOS LIGADO A REDES BIPOLARES

JÚRI

Presidente: Prof. Filipe Cardoso, ESTSetúbal/IPS

Orientador: Prof. Victor Pires, ESTSetúbal/IPS

Vogal: Prof. Armando Cordeiro, ISEL/IPL

Dezembro 2022

Agradecimentos

De modo geral, agradeço a todos os meus colegas e familiares, que me incentivaram a iniciar e a concluir mais uma etapa académica, que é o Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de computadores, Energias Renováveis e Sistemas de Potência.

Um obrigado aos meus colegas João Marques e Mário Pereira pela força e motivação para dar início deste percurso, reconheço que foi um passo assertivo da minha vida académica e profissional. A Daniel Ramos por me disponibilizar horário laboral para me dedicar à conclusão do presente projeto, obrigado!

Agradeço também aos professores orientadores, Victor Pires e Armando Pires, pela rápida disponibilidade, orientação e acompanhamento aos longo do percurso do projeto.

Finalmente, agradeço aos meus pais pelo apoio constante e inquestionável.

Índice

Agradecimentos.....	I
Índice.....	III
Lista de figuras.....	V
Lista de tabelas.....	IX
Lista de acrónimos.....	XI
Lista de símbolos.....	XIII
1. Introdução	1
1.1. Âmbito	1
1.2. Objetivo.....	2
1.3. Estrutura do relatório.....	2
2. O Transformador de estado-sólido.....	5
2.1. Topologias SST.....	7
2.1.1. SST de um estágio	7
2.1.2. SST de dois estágios.....	9
2.1.3. SST de três estágios	10
2.2. Aplicações do SST	14
2.2.1. Sistemas de tração.....	14
2.2.2. Fontes de energia renovável	15
2.2.3. Estações de carregamento de veículos elétricos	16
2.2.4. Redes elétricas inteligentes (Smart grids)	18
3. Estudo da estrutura do SST	19
3.1. 1º Estágio – Conversor Retificador Multinível NPC	19
3.2. 2º Estágio - Conversor monofásico DAB.....	23
3.2.1. Princípio de funcionamento	23
3.2.2. Controlo das tensões dos barramentos CC.....	28
3.2.3. Controlo do sistema	38
3.2.4. Indutância auxiliar	39
3.3. 2º Estágio – Transformador de media frequência	41
3.3.1. Escolha do núcleo magnético.....	41
3.3.2. Perdas no núcleo ferromagnético	49
3.3.3. Dimensões dos enrolamentos das espiras	51
4. Resultados do modelo de simulação	55

4.1.	Simulação 1: Desequilíbrio de cargas no sistema	57
4.2.	Simulação 2: Desligação da Rede Elétrica e autonomia energética do sistema	61
5.	Conclusão	65
5.1.	Conclusões do trabalho realizado	65
5.2.	Perspetivas de trabalho futuro	67
Bibliografia		69

Lista de figuras

Figura 1 - Configuração SST [5]	5
Figura 2 - Tipos de SST a) um estágio; b) dois estágios com barramento CC baixa tensão; c) dois estágios com barramento CC em alta e baixa tensão; d) três estágios [8]	7
Figura 3 - SST de um estágio baseado no conversor CA/CA de ponte completa [8].....	8
Figura 4 - SST de um estágio baseado no conversor CA/CA flyback [9].....	8
Figura 5 - SST de dois estágios baseado no conversor CA/CC elevador isolado [9].....	9
Figura 6 – SST de dois estágios baseado no conversor CC/CC DAB	9
Figura 7 - SST de três estágios baseado num conversor CC/CC DAB.	10
Figura 8 - SST de três estágios baseado num retificador NPC de 4 níveis e três conversores CC/CC de ponte completa [9].....	11
Figura 9 - Braço de um conversor a) de dois níveis, b) de 3 níveis, c) de n níveis	12
Figura 10 - SST adaptado para sistemas de tração [6].....	14
Figura 11 - Aplicação SST de dois estágios em turbinas eólicas offshore – Transmissão em CC [15].....	15
Figura 12 – Sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica baseado num SST de dois estágios [16].....	16
Figura 13 - Comparativo entre o sistema convencional de carregamento vs sistema de carregamento baseado no SST [17].....	17
Figura 14 - Possível aplicação do SST em sistemas de distribuição de energia elétrica [6], [19], [21].....	18
Figura 15 - Estrutura de uma rede bipolar ligada por um sistema SST de dois estágios.	19
Figura 16 - Topologia do 1º estágio: Retificador de Ponto Neutro Fixo de 3 níveis.....	20
Figura 17 - Diagrama de blocos controlo do conversor 1º estágio.	20
Figura 18 - Comparador de histerese de corrente de 5 níveis (-2, -1, 0, 1, 2).....	21
Figura 19 - Sequência de comutação para o nível de tensão (-2V).....	22
Figura 20 - Sequência de comutação para o nível de tensão (-1V).....	22
Figura 21 - Sequência de comutação para o nível de tensão (+2V).....	22
Figura 22 - Sequência de comutação para o nível de tensão (+1V).....	22
Figura 23 - Sequência de comutação para o nível de tensão (0V).....	22
Figura 24 - Topologia do conversor DAB.	23
Figura 25 - Formas de onda do conversor DAB – Transferência direta [3]	24
Figura 26 - Etapa 1 de operação do conversor DAB: a. Início da etapa, b. Fim da etapa [3]	25
Figura 27 - Etapa 2 de operação do conversor DAB [3].....	25
Figura 28 - Etapa 3 de operação do conversor DAB: a. Início da etapa, b. Final da etapa [3]	26
Figura 29 – Etapa 4 de operação do conversor DAB [3]	26

Figura 30 - Topologia 2º estágio - Conversor CC/CC DAB Multinível NPC	28
Figura 31 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 1	29
Figura 32 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 2	29
Figura 33 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 3	30
Figura 34 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 4	30
Figura 35 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 1	31
Figura 36 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 2	32
Figura 37 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 3	32
Figura 38 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 4	33
Figura 39 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 1	33
Figura 40 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 2	34
Figura 41 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 3	34
Figura 42 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 4	35
Figura 43 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 1	36
Figura 44 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 2	36
Figura 45 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 3	37
Figura 46 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 4	37
Figura 47 - Diagrama de blocos do controlo do conversor 2º estágio.....	38
Figura 48 - Comparação de perdas em função da frequência para vários tipos de material [23]	42
Figura 49 - Gráfico B-H do material amorfo do núcleo do transformador [24]	43
Figura 50 - Perdas por unidade de massa em função da densidade de fluxo magnético para várias frequências [24]..	50
Figura 51 – Efeito pelicular de um condutor de 2 mm para várias frequências [27].....	52
Figura 52 – Ilustração do fio de cobre unifilar circular	53
Figura 53 - Modelo de simulação do SST	55
Figura 54 - Método de controlo do 1º estágio.....	56
Figura 55 - Método de controlo do 2º estágio.....	56
Figura 56 - Formas de onda do transformador Tensão primário (V_p); Tensão secundário (V_s); Tensão indutância auxiliar (V_{leak}); Corrente primário (I_p) - Simulação 1	57
Figura 57 - Regime permanente etapa 1 das formas de onda do transformador Simulação 1	58
Figura 58 - Regime permanente etapa 2 das formas de onda do transformador Simulação 1	59
Figura 59 - Tensões em CC nos barramentos: B11 (V_{DC11}); B12 (V_{DC12}); B21 (V_{DC21}); B22 (V_{DC22}) – Simulação 1.....	60

Figura 60 - Formas de onda do transformador Tensão primário (V_p); Tensão secundário (V_s); Tensão indutância auxiliar (V_{leak}); Corrente primário (I_p) - Simulação 2	61
Figura 61 - Regime permanente etapa 1 - formas de onda do transformador Simulação 2	62
Figura 62 - Regime permanente etapa 3 - formas de onda do transformador Simulação 2	63
Figura 63 - Tensões em CC nos barramentos: B11 (VDC11); B12 (VDC12); B21 (VDC21); B22 (VDC22) – Simulação 2.....	64

Lista de tabelas

Tabela 1 Quadro comparativo de desempenho de projetos SST [3].	6
Tabela 2 - Resumo da sequência de comutação para os níveis de tensão do comparador de histerese	23
Tabela 3 - Resumo da sequência de comutação da condição 1	31
Tabela 4 - Resumo da sequência de comutação da condição 2	33
Tabela 5 - Resumo da sequência de comutação da condição 3	35
Tabela 6 - Resumo da sequência de comutação da condição 4	38
Tabela 7 - Parâmetros nominais do transformador.....	40
Tabela 8 - Densidade de fluxo magnética escolhido	43
Tabela 9 - Características típicas dos núcleos para média e alta frequências [6].....	44
Tabela 10 - Dimensões modelos núcleo AMCC Amorfo	49
Tabela 11 - Constantes do material ferromagnético	50
Tabela 12 - Dimensões dos condutores AWG	54

Lista de acrónimos

CA	Corrente alternada
CC	Corrente contínua
CHB	Conversor ponte H cascata
DAB	Conversor de ponte ativa dupla
HFT	Transformador de alta frequência
HVAC	Alta tensão alternada
HVDC	Alta tensão contínua
IGBT	Transístor bipolar de porta isolada
LVAC	Baixa tensão alternada
LVDC	Baixa tensão contínua
MFT	Transformador de média frequência
MIT	Instituto Tecnológico de Massachusetts
MMC	Conversor modular multinível
MPPT	Rastreador de potência máxima
MVAC	Média tensão alternada
NPC	Conversor ponto neutro preso
PSM	Modelação por mudança de fase
PWM	Modelação por largura de banda
RCLE-UE	Regime de Comércio de Licenças de Emissão da União Europeia
SPWM	Modulação de largura de banda sinusoidal
SST	Transformador estado-sólido
VE	Veículo elétrico
ZVS	Comutação com tensão nula

Lista de símbolos

Símbolo	Descrição	SI
$A_{P_{min}}$	Produto das áreas mínimo do núcleo	m^4
A_{coP}	Área do condutor das espiras do primário	m^2
A_{coS}	Área do condutor das espiras do secundário	m^2
$\vec{E}_l$	Vetor campo elétrico induzido	
r_{Sp}	Relação entre a potência aparente do primário e do secundário	
A_{AWG}	Área do fio sem revestimento	m^2
A_P	Produto das áreas do núcleo	m^4
A_{co}	Área do condutor das espiras	m^2
A_{ef}	Área efetiva do núcleo	m^2
A_w	Área total da janela do núcleo	m^2
$\vec{B}$	Vetor densidade de fluxo	
B_{11}	Barramento 11	
B_{12}	Barramento 12	
B_{21}	Barramento 21	
B_{22}	Barramento 22	
B_m	Densidade de fluxo magnético	T
B_{sat}	Densidade de fluxo magnético saturado	T
C_{11}	Condensador ligado ao barramento 11	F
C_{12}	Condensador ligado ao barramento 12	F
C_{21}	Condensador ligado ao barramento 21	F
C_{22}	Condensador ligado ao barramento 22	F
C_{dc1}	Condensador 1 (lado primário)	F
C_{dc2}	Condensador 2 (lado do secundário)	F
D_{AWG}	Diâmetro do fio desejável	mm
$\vec{E}$	Vetor campo elétrico	
I_S	Corrente nominal do secundário transformador	A

I_f	Corrente da fonte	A
I_{ref}	Corrente de referência	A
I_x	Corrente no instante zero	A
I_y	Corrente no instante φ	A
J_{co}	Densidade de corrente elétrica	A/m ²
K_P	Ganho proporcional	
K_i	Ganho integral	
L_d	Indutância auxiliar do conversor DAB, Indutância de escoamento	H
M_N	Massa do núcleo	kg
N_r	Relação entre espiras do transformador	
P_N	Perdas totais no núcleo	W
P_{fe}	Perdas no núcleo magnético	W/kg
S_P	Potência aparente do primário do transformador	VA
S_S	Potência aparente do secundário do transformador	VA
S_T	Potência aparente do transformador	VA
S_{xy}	Semicondutor, x. n.º estágio; y. n.º semicondutor	
U_f	Tensão da fonte	V
V_{DC1}	Tensão do CC Barramento 1	V
V_{DC11}	Tensão CC no Barramento 11	V
V_{DC12}	Tensão CC no Barramento 12	V
V_{DC2}	Tensão CC no Barramento 2	V
V_{DC21}	Tensão CC no Barramento 21	V
V_{DC22}	Tensão CC no Barramento 22	V
V_{Leak}	Tensão aos terminais da bobine auxiliar do conversor DAB	V
V_P	Tensão aplicada ao primário do transformador	V
V_S	Tensão aplicada ao secundário do transformador	V
V_{dc1ref}	Tensão de referência no barramento 1	V
V_i	Tensão de entrada	V
V_o	Tensão de saída	V

e_I	Erro de resposta	
e_{fem}	Força eletromotriz nos enrolamentos	V
f_s	Frequência de comutação	kHz
i_L, I_P	Corrente nominal do primário transformador	A
k_{co}	Fator de preenchimento do núcleo	
k_f	Fator de onda	
n_P	Número de espiras no primário	
n_S	Número de espiras no secundário	
r_{AWG}	Raio do fio desejável	mm
v_k	Tensão nos enrolamentos	V
δ_{SD}	Profundidade de penetração do efeito pelicular	m
μ_0	Permeabilidade do ar	H/m
ρ_{co}	Resistividade do condutor de cobre	$\Omega.m$
ω_s	Frequência angular	rad/s
ϕ_{sat}	Fluxo por espira saturado	Wb
S	Secção da espira	mm^2
T	Período de tempo	s
n, N	Número de espiras	
t	Instante de tempo	s
δt	Intervalo de tempo	s
ψ	Fluxo ligado	Wb
ϕ	Fluxo por espira	Wb

❖ Capítulo 1

- Âmbito
- Objetivo do trabalho
- Estrutura do relatório

1. Introdução

1.1. Âmbito

No âmbito das alterações climáticas, a comunidade internacional compromete-se cada vez mais em cumprir com as metas estabelecidas com vista à redução de emissões de carbono em diferentes sectores. Para evitar as alterações climáticas prejudiciais, a União Europeia comprometeu-se a alcançar a neutralidade carbónica até 2050. Tanto esta meta, como uma meta intercalar atualizada para a redução das emissões até 2030, tornar-se-ão juridicamente vinculativas se o Parlamento Europeu e o Conselho chegarem a um acordo sobre a Lei Europeia do Clima [1].

O Regime de Comércio de Licenças de Emissão da União Europeia (RCLE-UE) visa reduzir as emissões de carbono da indústria ao exigir às empresas que possuam licenças de autorização por cada tonelada de CO₂ que emitam. As empresas têm que adquirir estas licenças através de leilões, existindo alguns incentivos para estimular a inovação no setor [1].

Com o aumento global da produção de energia limpa e a descarbonização por parte das indústrias, a introdução das fontes de energia renováveis nas infraestruturas elétricas serão mais frequentes [2]. O problema da baixa qualidade de energia circulante nas redes de distribuição pode piorar ainda mais com a crescente instalação de sistemas de geração de energia elétrica. Tanto os consumidores, quanto as concessionárias de energia, sofrem com a baixa qualidade da energia elétrica que circula nas redes de distribuição. As concessionárias têm prejuízos com as constantes manutenções e falhas no sistema de fornecimento de energia, além disso, estas necessitam de sobredimensionar os seus equipamentos. Já os consumidores são afetados com flutuações e distorções na tensão, e ainda, com interrupções no fornecimento de energia elétrica.

Para atenuar o problema da qualidade de energia, é importante o investimento e implementação de redes elétricas inteligentes, onde o transformador estado-sólido (SST, do acrónimo *Solid State Transformer*) apresenta um papel essencial [2] [3] [4].

O facto desta tecnologia apresentar diversas funcionalidades, benefícios para a qualidade de energia elétrica e, de um modo indireto, ajudar a reduzir as emissões de CO₂, foi o motivo pela qual se explorou e desenvolveu a simulação de um protótipo SST na presente dissertação de mestrado.

1.2. Objetivo

Para o presente trabalho foi delimitado várias metas, sendo uma delas a realização de um estudo sobre a tecnologia do transformador de estado-sólido, de modo a conhecer as suas funcionalidades, as suas topologias, a sua possível utilização e os centros de investigação que apostam nesta tecnologia.

Outra meta a atingir é o dimensionamento de um transformador de média frequência, nomeando-se, o cálculo das dimensões do núcleo, do número de espiras e o do diâmetro do fio a utilizar para os enrolamentos do primário e do secundário.

Por último, o objetivo principal foi criar e testar um modelo de simulação através do programa PLECS[®], um transformador de estado-sólido de dois estágios ligado a redes bipolares em corrente contínua, para tal o modelo deverá ser capaz de simular:

- Condições de desequilíbrio na rede bipolar, variando as cargas ligadas aos barramentos CC.
- Desligação do sistema SST da rede elétrica e alimentar os barramentos CC através de fontes auxiliares.

As formas de onda extraídas das simulações, serão relevantes para avaliar a eficácia do controlo do sistema na estabilização das tensões nos barramentos CC.

1.3. Estrutura do relatório

O presente relatório de dissertação é dividido em seis capítulos:

1. O capítulo 1 introduz o tema do trabalho onde descreve a motivação, os objetivos e a sua estrutura.
2. O capítulo 2 estuda o conceito do transformador de estado-sólido, mencionando as suas topologias e aplicações.
3. O capítulo 3 descreve a topologia do SST escolhido para o modelo de simulação, fazendo uma abordagem a cada estágio relativamente às suas funções e a metodologia de controlo utilizada.
4. O capítulo 4 descreve o procedimento efetuado no dimensionamento do transformador de média frequência utilizado para o projeto.

5. O capítulo 5 apresenta os resultados obtidos das simulações do modelo do SST ligado a redes bipolares. Através das formas de onda do sistema, será possível avaliar o bom funcionamento dos métodos de controlo.
6. Por fim, o capítulo 6 apresenta as conclusões do trabalho realizado, assim como os possíveis trabalhos futuros que poderão dar continuidade ao presente projeto.

❖ Capítulo 2

- Definição do transformador de estado-sólido
- Estudo das topologias existentes
- Possíveis aplicações de utilização

2. O Transformador de estado-sólido

No sistema elétrico atual o transformador convencional é extensivamente adotado para transmissão e distribuição da energia ao consumidor final. Todavia, este transformador, meramente passivo, não atende às necessidades das redes elétricas inteligentes, referidas na literatura por *smart grids*. Neste contexto, o transformador de estado sólido, também conhecido como transformador eletrónico inteligente, é uma nova alternativa [5]. Foi considerada uma das 10 tecnologias mais emergentes pela revista tecnológica de *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) em 2010, ganhando cada vez mais importância no futuro da distribuição de energia elétrica [6].

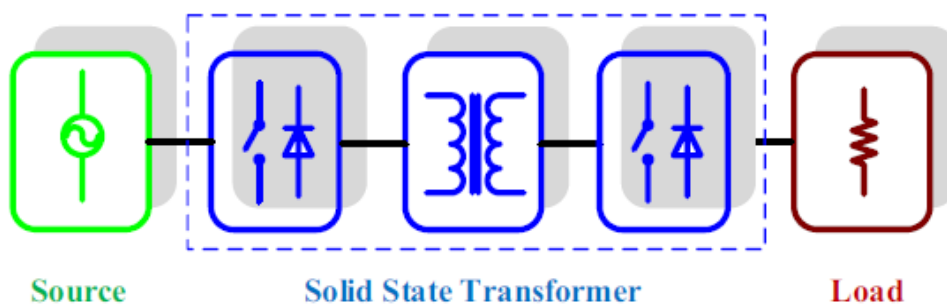


Figura 1 - Configuração SST [5]

Na figura 1 apresenta-se um SST típico onde a tensão CA, do lado da fonte, está à frequência de 50 Hz e é transformada em média ou alta frequência (normalmente na ordem das dezenas ou centenas de kilohertz), através de conversores eletrónicos de potência ligados ao primário do transformador.

Posteriormente, a tensão será elevada ou baixada, conforme a necessidade, por um transformador a operar à mesma frequência, o que permitirá reduzir as dimensões do núcleo do mesmo, e, por fim, a tensão poderá ser disponibilizada a uma carga, na forma de tensão contínua e/ou tensão alternada de 50 Hz se for adotado um conversor inversor no 3º estágio. A redução do volume do SST tem uma elevada importância no que respeita à portabilidade, ou seja, à facilidade de transporte, ao baixo custo de instalação e à flexibilidade na montagem em áreas inconvenientes como por exemplo, na transmissão de energia em sistemas *offshore* [7] [8]. Um estudo comparativo demonstra que um SST trifásico tem 80% menos volume que um transformador de baixa frequência tradicional [8].

É ainda observado, a partir da configuração do SST, que existem outras funcionalidades que não poderão ser obtidas através de um transformador convencional. Uma das

funcionalidades é o uso de semicondutores e circuitos de controlo que fazem com que a regulação da tensão e da corrente sejam uma possibilidade. Outras funcionalidades do SST são a compensação da energia reativa, a compensação de quedas de tensão, o controlo de fluxo de energia elétrica, o fluxo bidirecional de energia (que é o requisito mínimo para a substituição do transformador convencional [3], [9]), o isolamento e as limitações de correntes de defeito, a filtragem de harmónicas, o isolamento galvânico e ainda poderá disponibilizar barramentos de ligação em corrente contínua regulável em alta ou baixa tensão, dependendo do tipo de SST [9], o que permitirá que sejam conectadas arquiteturas de micro-redes em corrente contínua [6].

Por outro lado, as principais desvantagens do SST, quando comparado com o transformador convencional de baixa frequência, é a confiabilidade, o custo, a dissipação térmica e a complexidade de implementação [3].

Centros de investigação, como o UNIFLEX, o EPRI, a GE e a ABB, projetaram e testaram totalmente SST's de alta tensão. Na tabela 1 compara-se o desempenho dos SST's projetados pelos centros de investigação mencionados anteriormente.

Tabela 1 Quadro comparativo de desempenho de projetos SST [3].

	<i>UNIFLEX</i>	<i>EPRI</i>	<i>GE</i>	<i>ABB</i>
Potência	300 kVA	45 kVA	1 MVA	1,2 MVA
Fases	Trifásico	Monofásico	Monofásico	Monofásico
Frequência	2 kHz	20 kHz	20 kHz	1,8 kHz
Transformador				
Rendimento	92%	96%	98%	95%
Complexidade de controlo	Difícil	Médio	Fácil	Médio
Aplicações	Smart grids	Estações de carregamento em CC	Subestações	Tração

2.1. Topologias SST

Existem várias configurações de transformadores de estado-sólido, no entanto, com base no número de conversões, os SST podem ser classificados em três categorias: um estágio, dois estágios e três estágios, como ilustra a figura 2. Pode-se observar que o componente comum a todas as configurações é o transformador de alta frequência.

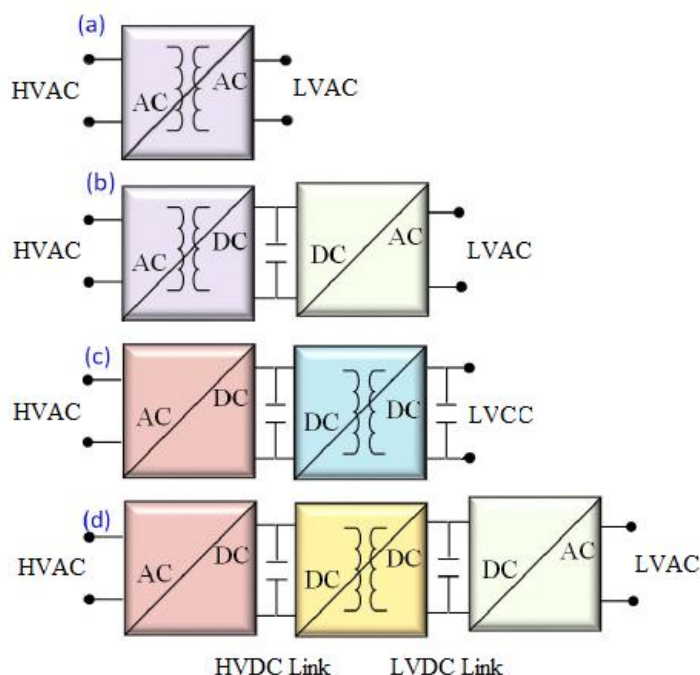


Figura 2 - Tipos de SST a) um estágio; b) dois estágios com barramento CC baixa tensão; c) dois estágios com barramento CC em alta e baixa tensão; d) três estágios [8]

2.1.1. SST de um estágio

O sistema SST de um estágio é a topologia mais simples de todos os SST, tendo apenas um estágio de conversão direta e requerendo um controlo simples [8], [9].

Através da variação do ângulo de desfasamento entre as pontes do secundário e do primário desta topologia, é possível fazer o controlo da direção e magnitude da potência transferida para a carga [9]. A flexibilidade deste tipo de estrutura é restrita devido à falta de elementos de armazenamento de energia (condensadores de barramento CC), tanto no estágio de entrada quanto no de saída. Desta forma, a possibilidade de correção do fator de potência e a prevenção de distúrbios da tensão de saída é reduzida.

Além disso, a estrutura apresenta problemas de baixo rendimento na operação em baixas potências e na alimentação de cargas com baixo fator de potência [3].

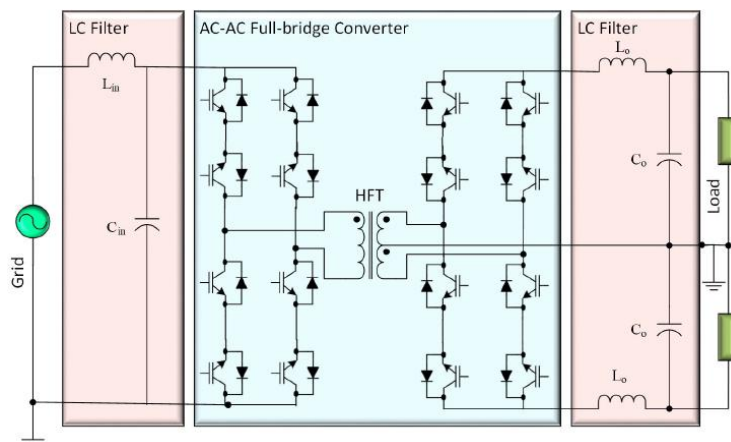


Figura 3 - SST de um estágio baseado no conversor CA/CA de ponte completa [8]

No SST de um estágio baseado no conversor CA/CA de ponte completa (figura 3), a tensão de entrada é modelada para uma onda quadrada a alta frequência com 50% *duty cycle* antes de passar pelo transformador de isolamento de alta frequência. Do lado da baixa tensão, a tensão é modelada de novo para a sua forma sinusoidal [9]. De modo a obter regulação de tensão na saída do SST, o *duty cycle* poderá ser modelado. A grande desvantagem desta topologia é a incapacidade de fornecer ligações em corrente contínua, o que impossibilita a correção do fator de potência [8] [9].

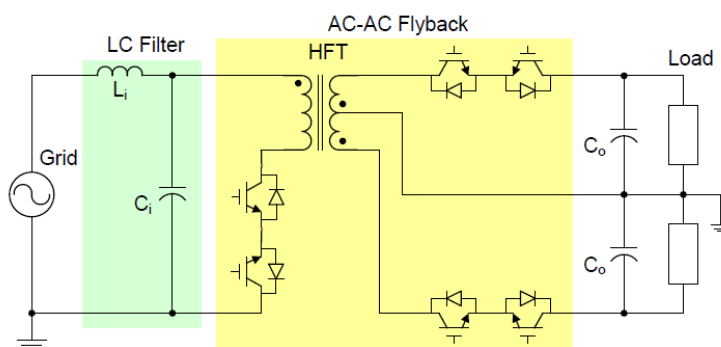


Figura 4 - SST de um estágio baseado no conversor CA/CA flyback [9]

Algumas topologias de conversores CC/CC poderão ser convertidas em conversores CA/CA, substituindo os comutadores por outros de quatro quadrantes, permitindo assim tensões e correntes bipolares (figura 4). A desvantagem é que necessita de filtros de maior dimensão devido à amplitude do *ripple* das correntes [8] [9] [10].

2.1.2. SST de dois estágios

O SST de dois estágios de conversão poderá ser baseado em dois tipos de conversores, o conversor CA/CC do tipo elevador isolado ou conversor CA/CC do tipo DAB [9].

A grande diferença entre o SST de um estágio e de dois estágios é a ligação disponível em corrente contínua, tanto no lado da alta tensão como na baixa tensão. O trânsito de potência é bidirecional, no entanto poderá ser modificado para unidirecional [8].

Apesar do SST de dois estágios aumentar a complexidade do sistema, comparado com o sistema de um estágio, esta topologia já é capaz de compensar o factor de potência [8].

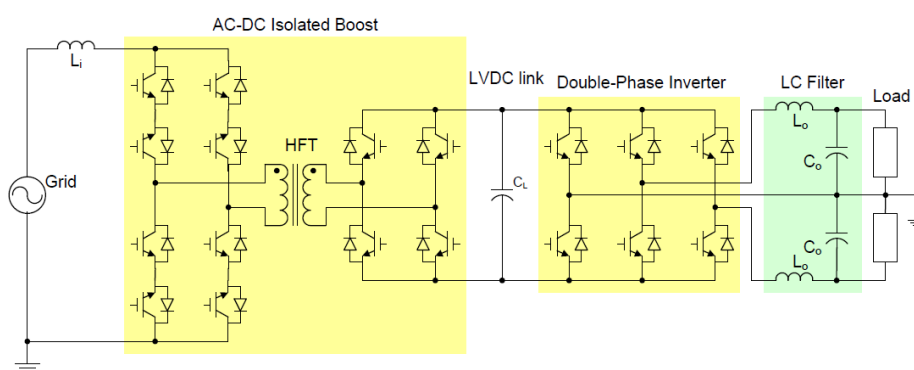


Figura 5 - SST de dois estágios baseado no conversor CA/CC elevador isolado [9]

A figura 5 mostra um exemplo de uma topologia SST de dois estágios baseada no conversor CA/CC do tipo elevador isolado e um inversor de dupla fase, em que a conversão da alta tensão CA para baixa tensão CC e o isolamento galvânico são efetuados pelo primeiro estágio, seguindo então para o segundo estágio que é composto pelo conversor inversor CC/CA de dupla fase que promove o fluxo bidirecional de potência entre a ligação “LVDC link” da figura 5 e o barramento bipolar CA a jusante [8], [9]. A ligação CC entre os estágios é capaz de alimentar e/ou ser alimentado por um barramento CC através de fontes de energia elétrica auxiliares.

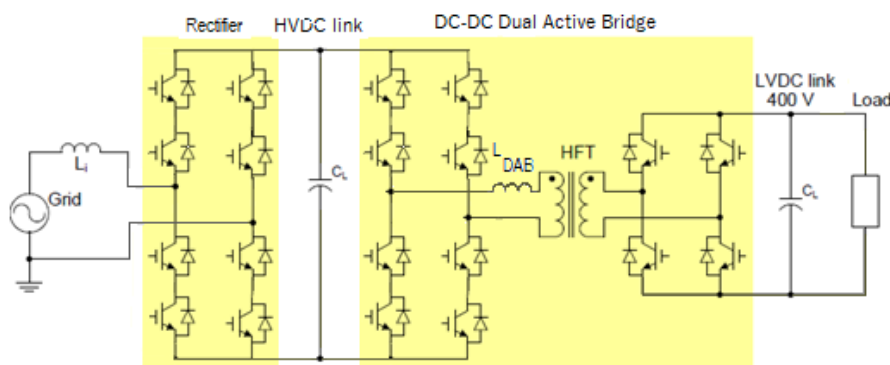


Figura 6 – SST de dois estágios baseado no conversor CC/CC DAB

O exemplo do SST de dois estágios da figura 6, é baseado num retificador CA/CC no primeiro estágio que alimenta com a tensão desejada a ligação “HVDC link” e um conversor CC/CC Dual Active Bridge no segundo estágio. Para que se obtenha uma tensão com uma forma de onda quadrada, de alta frequência e com fator de ciclo de 50% nos enrolamentos do transformador HFT, a principal variável de controlo é o ângulo de desfasagem entre as tensões do primário e do secundário do transformador. Esta topologia, contém duas ligações em CC, o que possibilita uma maior integração de fontes de energia renovável e sistemas de armazenamento de energia elétrica em comparação com a topologia da figura 5.

Algumas desvantagens deste tipo de conversor são a alta sensibilidade do fluxo da potência a variações da indutância de escoamento e as correntes elevadas de *ripple* [9].

O modelo de simulação do presente trabalho será baseado neste tipo de topologia.

2.1.3. SST de três estágios

Os sistemas SST de três estágios são os mais estudados pelos investigadores na área de transformadores de estado sólido, pelo facto de oferecerem todas as funcionalidades necessárias para substituir um transformador convencional de baixa frequência [3], [4]. Tais funcionalidades podem-se enumerar: a regulação de tensão, a limitação de corrente, a proteção contra defeitos, a compensação de fator de potência e ainda dispõe de dois barramentos CC que promovem a qualidade de energia e permitem uma ligação com dispositivos externos em MT ou BT [8]. No entanto, as desvantagens deste sistema, comparado com as restantes topologias, são o custo elevado e a utilização de um maior número de componentes que aumenta as perdas a nível geral do sistema, que se reflete na redução do rendimento [6].

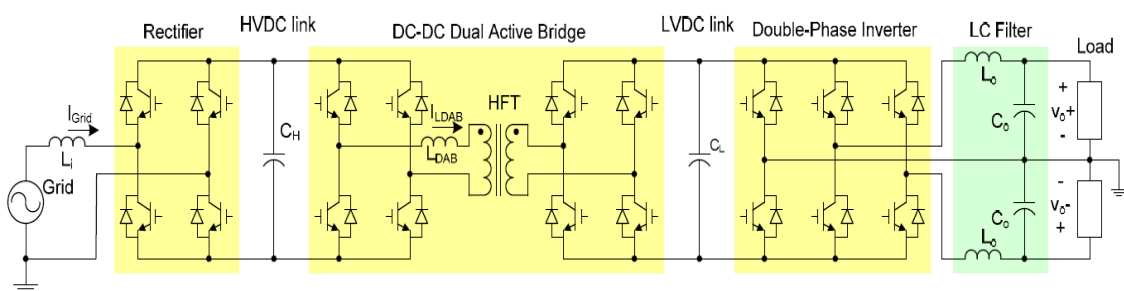


Figura 7 - SST de três estágios baseado num conversor CC/CC DAB.

No primeiro estágio, o conversor converte a média tensão CA em média tensão CC através do processo de retificação controlada, permitindo que o SST compense a potência

reativa, transmitindo apenas potência ativa para o próximo estágio. Outras estruturas passivas, a diodos, não admitem a inversão do fluxo de potência ou o controle do fator de potência de entrada e, portanto, não são adotadas no SST [5].

Existe três topologias disponíveis: conversor ponte H cascata (do inglês, *Cascaded H-Bridge* ou CHB); retificador de Ponto Neutro Fixo (do inglês, *Neutral Point Clamped* ou NPC) e conversor modular multinível (do inglês, *Modular Multilevel Converter* ou MMC) [4].

Contudo, o 1º estágio conecta-se diretamente ao barramento CC de alta tensão, a tensão de bloqueio de cada transistor pode-se tornar excessiva. Para reduzir esta tensão, são sugeridas, na literatura, as topologias de retificadores do tipo multiníveis como a figura 8 representa [3], [5], [11].

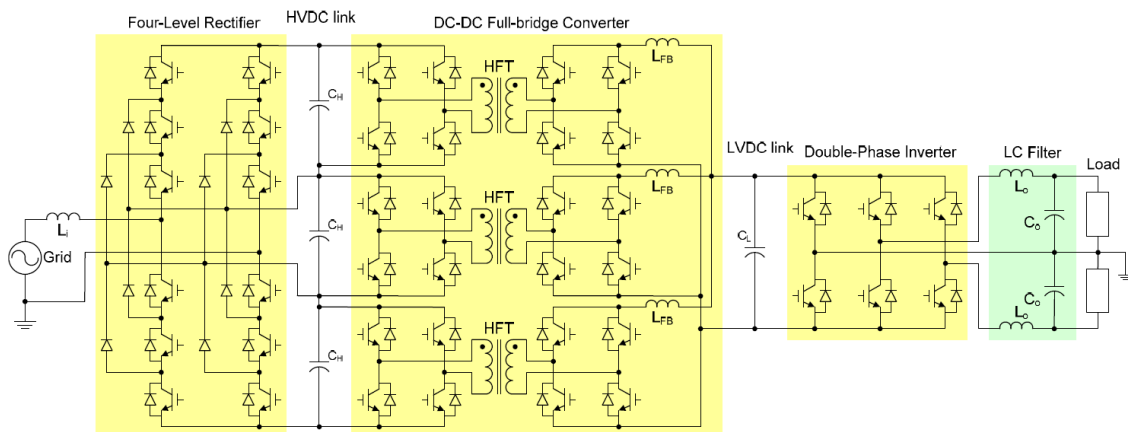


Figura 8 - SST de três estágios baseado num retificador NPC de 4 níveis e três conversores CC/CC de ponte completa [9]

De um modo geral, se a tensão do primário do SST, que é onde a tensão é mais elevada, for maior ou igual às tensões nominais dos semicondutores utilizados [9], a configuração do SST deverá ser baseada num conversor multinível no lado do primário [12]. Independentemente da topologia, os conversores multinível enfrentam desafios importantes na sua operação, como o equilíbrio da tensão nos condensadores e o controlo complexo [12].

Os conversores multinível assentam na geração de vários níveis de tensão escalonados, através da comutação sequencial dos semicondutores de potência que controlam a tensão aplicada aos condensadores dos barramentos de corrente contínua. A figura 9 ajuda a entender a seleção de escalões de tensão nos conversores multiníveis.

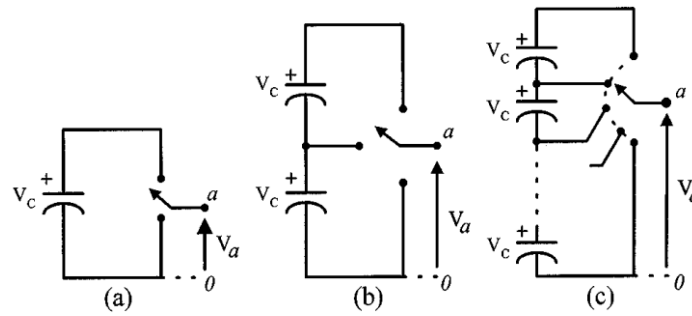


Figura 9 - Braço de um conversor a) de dois níveis, b) de 3 níveis, c) de n níveis

Na figura 9 encontram-se apresentados conversores monofásicos de dois, três e n níveis, com semicondutores de potência representados como interruptores ideais de várias posições que aplicam aos terminais V_a o valor de uma fonte de tensão V_c ou o resultado do somatório de várias fontes V_c .

O retificador do primeiro estágio do presente trabalho foca-se na topologia NPC de 3 níveis.

O segundo estágio, ou estágio intermédio de conversão, tem como função controlar o fluxo de potência entre os barramentos de corrente contínua ligados ao primário e do secundário do transformador. O transformador de alta frequência localizado neste estágio de conversão tem como objetivo proporcionar ao sistema SST o isolamento elétrico, baixar, elevar ou manter a tensão e é responsável pela redução das dimensões do sistema SST, devido ao facto de operar a alta frequência, fazendo com que seja possível reduzir as dimensões do núcleo do transformador e a secção dos enrolamentos [4], [8].

Para além destas características, o conversor DAB opera de forma simples com a comutação suave em todos os seus interruptores semicondutores, refletindo-se na sua alta eficiência. Segundo alguns estudos, o conversor DAB é o principal candidato para a posição de conversor CC-CC nos transformadores de estado-sólido [3].

O conversor DAB pode ser subdividido em três partes: o inversor CC/CA no primário, o transformador de alta frequência no centro e por um retificador CA/CC do lado do secundário [4]. No que diz respeito ao comando, podemos enumerar os seguintes tipos:

- **Modulação por mudança de fase (*Phase-shift*):** é o método mais simples e dinâmico para realizar o controlo sendo que, trabalha apenas com um grau de liberdade uma vez que a única variável de controlo é a desfasagem entre os sinais de comando dos comutadores do lado do primário e do secundário [3], [13], [14].

- **Modulação por mudança de fase estendida (*Extended phase-shift*):** utiliza também como variável a defasagem entre as pontes. Uma ponte utiliza modulação *PWM* e a ponte oposta utiliza um fator de ciclo constante de 50%. Requer a implementação de algoritmos complexos [3], [14].
- **Modulação por mudança de dupla fase (*Dual phase-shift*):** a vantagem desta modulação em relação à anterior é que, como a defasagem interna é aplicada em ambas as pontes com o mesmo fator de ciclo, não há a necessidade de se alterar a operação das mesmas em virtude do sentido de fluxo de potência [3], [14].
- **Modulação por mudança de tripla fase (*Triple phase-shift*):** apresenta vários fatores de ciclo para cada ponte do conversor, possibilitando um número maior de pontos de operação, reduzindo assim o esforço aplicado nos semicondutores. Devido à sua complexidade, a sua aplicação tem sido realizada somente em estudos que visam a otimização da operação do conversor DAB [3], [14].

O terceiro e último estágio é constituído por um inversor que tem como função converter a tensão CC de baixa tensão, resultante do segundo estágio, para tensão CA de baixa tensão e baixa frequência, fazendo também o controlo da tensão e da corrente na carga através da modulação *SPWM*, de modo a prevenir sobreensões que decorram, por exemplo, de variações ou inversão de correntes provenientes da carga. A referência de tensão deste inversor define a amplitude e a frequência da tensão de alimentação da carga [4], [5].

No exemplo da topologia da figura 7, é considerado no terceiro estágio um inversor de dupla fase de três braços e seis semicondutores IGBT. Os dois braços mais à direita do conversor, servem para alimentar a carga e o terceiro braço é usado para criar um ponto comum, de modo a obter dois terminais.

2.2. Aplicações do SST

Neste ponto, serão mencionados alguns sistemas que poderão usufruir das utilidades do SST, nomeadamente, sistemas de tração, fontes de energia renovável, estações de carregamento de veículos elétricos e redes elétricas inteligentes.

2.2.1. Sistemas de tração

O sistema tradicional de tração consiste num transformador de potência 50Hz e um conversor *back-to-back* em que o rendimento do sistema varia entre 88% a 92%. Através da transformação e regulação da tensão e a adaptação do SST no sistema de tração, o rendimento poderá ser superior a 95%, pelo que fica mais compacto e leve comparado ao sistema tradicional [6].

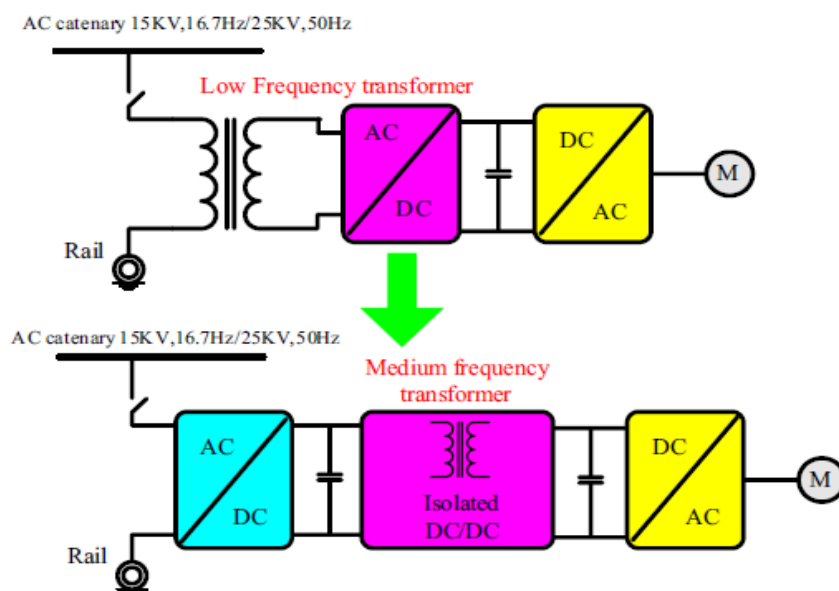


Figura 10 - SST adaptado para sistemas de tração [6]

A figura 10 representa dois sistemas de potência de uma locomotiva a funcionar com um transformador de potência convencional e outro baseado num SST de 3 estágios.

2.2.2. Fontes de energia renovável

O sistema SST poderá ser adotado para conectar diretamente as fontes de energia renovável à rede de distribuição de energia elétrica. Tipicamente, os conversores de potência e o transformador convencional são substituídos por um SST, para obter um sistema de interligação mais compacto com a rede elétrica.

2.2.2.1. Energia eólica

Alguns dos principais fatores que levam o SST a ser proposto para o sistema de conversão de energia eólica são: a redução de peso e volume, o aumento de tensão, a redução da flutuação de tensão, a regulação de tensão e compensação do fator de potência, resultando numa melhoria da qualidade de energia. Devido às complicações da qualidade de energia e à elevação de tensão por parte do transformador convencional para a transmissão de energia elétrica, será necessário um transformador de grandes dimensões, pelo que a tecnologia SST tem um grande potencial para atenuar esse inconveniente [8].

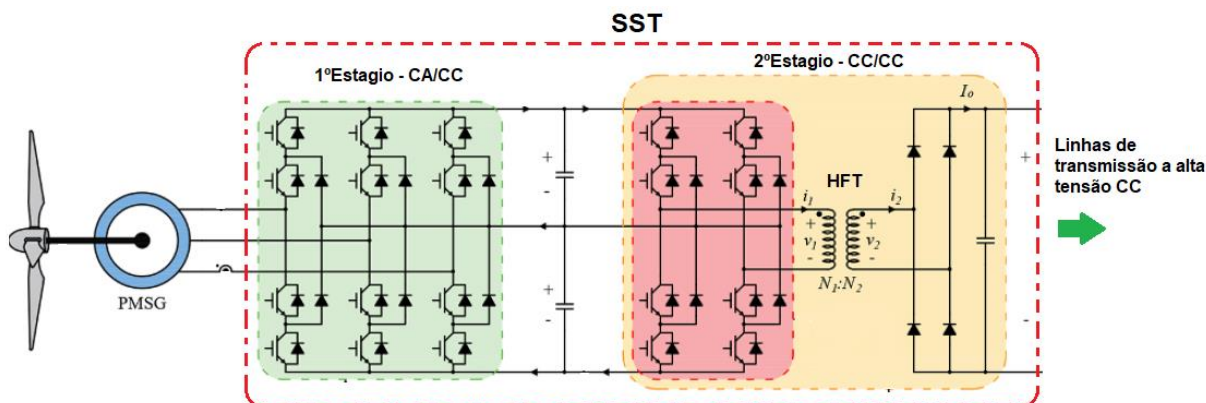


Figura 11 - Aplicação SST de dois estágios em turbinas eólicas offshore – Transmissão em CC [15]

Na figura 11 é ilustrado um exemplo de um SST de dois estágios aplicado a turbinas eólicas em *offshore* conectado a linhas de transmissão em corrente contínua. Este layout tem a vantagem de não requerer um transformador de potência robusto para elevar a tensão do *offshore* para sistema de transmissão de energia elétrica ou uma grande estação retificadora para converter a tensão gerada em CA para CC. A frequência do gerador elétrico síncrono de magnetos permanentes (PMSG), depende da velocidade do vento, porém as tensões e correntes do SST não são afetadas, pois o controlo do conversor retificador trifásico é independente do controlo do conversor CC/CC [15].

2.2.2.2. Energia solar fotovoltaica

O SST de alta frequência é considerado uma tecnologia emergente para integrar módulos de painéis fotovoltaicos ligado à rede elétrica. Segundo o estudo em [16], é projetado um sistema fotovoltaico conectado à rede que inclui um módulo de painéis fotovoltaicos ligados a um SST baseado num conversor de ponte ativa dupla multinível (DAB), um inversor de Ponto Neutro Fixo (NPC) de três níveis e controladores associados.

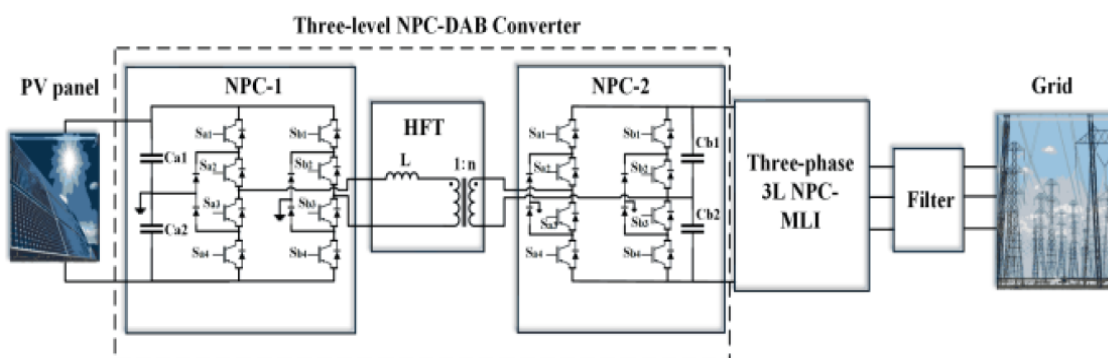


Figura 12 – Sistema fotovoltaico ligado à rede elétrica baseado num SST de dois estágios [16]

A topologia SST da figura 12 desempenha um papel importante para a implementação do algoritmo do MPPT (*Maximum Power Point Tracking*), durante a integração do sistema fotovoltaico com a rede. Através da estratégia de modulação de mudança de fase dupla utilizada, o estudo concluiu que foi possível gerar os 3 níveis de tensão no primário e no secundário do transformador enquanto a qualidade da energia elétrica é melhorada [16].

2.2.3. Estações de carregamento de veículos elétricos

A tecnologia SST aplicada às estações de carregamento rápido de VE é tão benéfica para os condutores de VE, como para os gestores da estação de carregamento. Para os condutores o facto de o carregamento ser rápido, reduz os tempos de espera nas estações. No que toca às vantagens para os gestores da estação, uma das grandes vantagens é as dimensões reduzidas do sistema [17].

Quanto menor forem as dimensões do sistema, menor será o custo de instalação e maior será a potência disponível no mesmo espaço ocupado, devido ao transformador de alta-frequência. O tamanho dos transformadores é inversamente proporcional à sua frequência logo, com frequências na ordem dos kHz temos transformadores bastante reduzidos, transmitindo a mesma potência que um transformador convencional de distribuição [17].

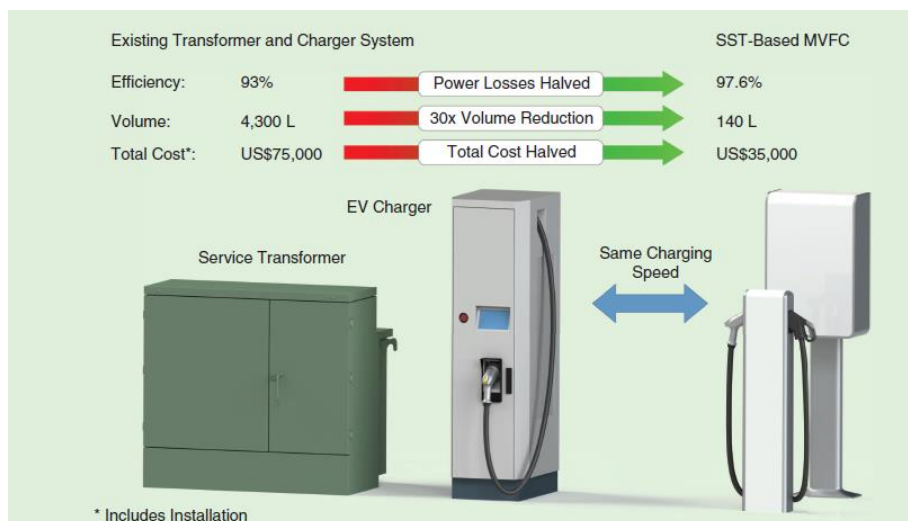


Figura 13 - Comparativo entre o sistema convencional de carregamento vs sistema de carregamento baseado no SST [17]

Segundo [17], existem três vantagens principais da aplicação do sistema SST em carregamentos de veículos elétricos, comparativamente aos carregamentos convencionais que utilizam um transformador de serviço (figura 13). Tais vantagens são o aumento de eficiência, ou seja, as perdas de potência podem ser reduzidas para metade, o volume poderá ser reduzido até trinta vezes, para a mesma potência e velocidade de carregamento e por fim os custos associados de instalação que também serão reduzidos.

Estações de carregamento de veículos elétricos com a tecnologia V2G (*Vehicle to Grid*) em que os veículos elétricos *plug-in* ao estarem ligados nas infraestruturas de carregamento poderão equilibrar a energia elétrica na rede ao comportarem-se como uma fonte de energia elétrica. Uma utilidade que ajuda a rede durante os tempos críticos, evitando falhas no fornecimento de energia elétrica através de sistemas de armazenamento, como baterias ou supercondensadores [18] [19].

2.2.4. Redes elétricas inteligentes (Smart grids)

As futuras redes inteligentes estão a ser projetadas para mitigar ou evitar consequências derivadas da qualidade de energia (por exemplo, quedas de tensão), melhorar os índices de disponibilidade (por exemplo, reduzindo o número de interrupções e a sua duração) e aumentar a eficiência do sistema. A crescente inserção de energias renováveis e a rápida implantação do veículo elétrico são duas tendências que podem sobrecarregar a rede atual, causando variações de tensão maiores do que o sistema pode suportar. Uma solução para muitos desses problemas é o Transformador de Estado Sólido (SST) [12].

O SST é proposto como um elemento chave, oferecendo vários benefícios operacionais tais como: gestão de recursos de distribuição de energia elétrica através de monitorização on-line, sendo sobretudo visto como interface universal que permite melhoramentos na qualidade de energia, controlo da potência reativa, controlo rápido da tensão e permite ligações com sistemas de geração e armazenamento de energia elétrica [2], [4], [6], [20].

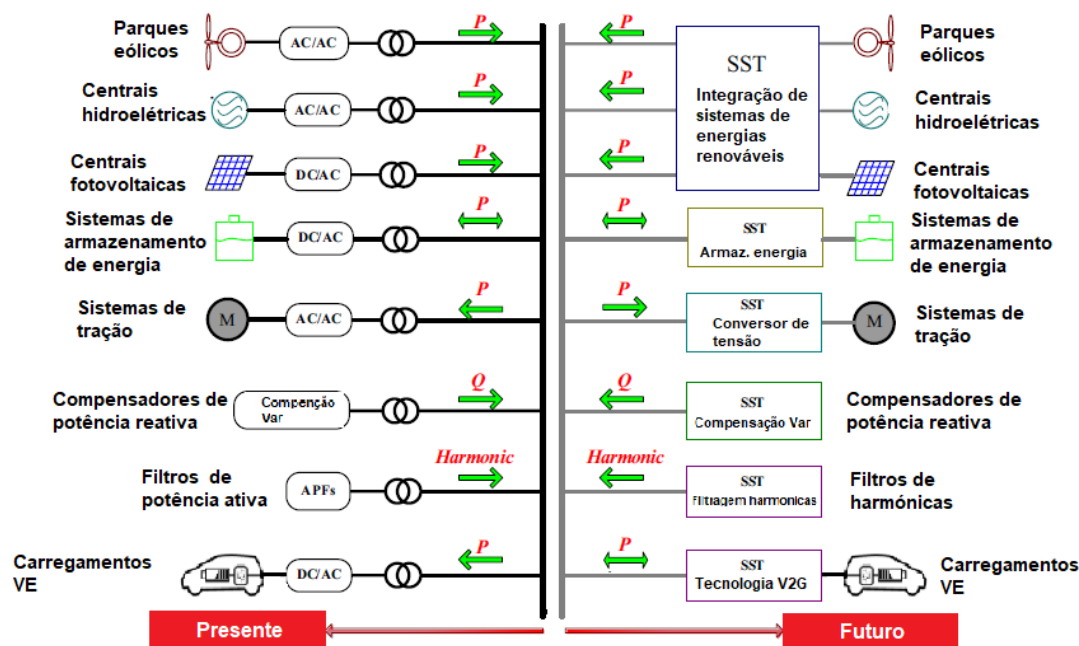


Figura 14 - Possível aplicação do SST em sistemas de distribuição de energia elétrica [6], [19], [21]

Nas futuras *smart grids*, a implementação do SST poderá ser uma opção para obter uma maior flexibilidade no fluxo de energia elétrica, através do trânsito bidirecional de energia, onde a energia flui no sentido consumidor para a Rede e vice-versa [20].

❖ Capítulo 3

- Estrutura e métodos de controlo dos estágios do SST
- Dimensionamento do transformador de MF:
escolha do núcleo eletromagnético, cálculo do nº
espiras e secção do fio dos enrolamentos

3. Estudo da estrutura do SST

O capítulo 3 apresenta estruturalmente o transformador de estado-sólido escolhido para o projeto. A topologia SST de dois estágios escolhida será ligada a uma rede monofásica de 120V e emparelhado com dois barramentos CC de 340V, o que, num cenário real, poderá interligar sistemas de produção de energia renovável, sistemas de armazenamento de energia e alimentar ainda um conjunto de cargas variadas.

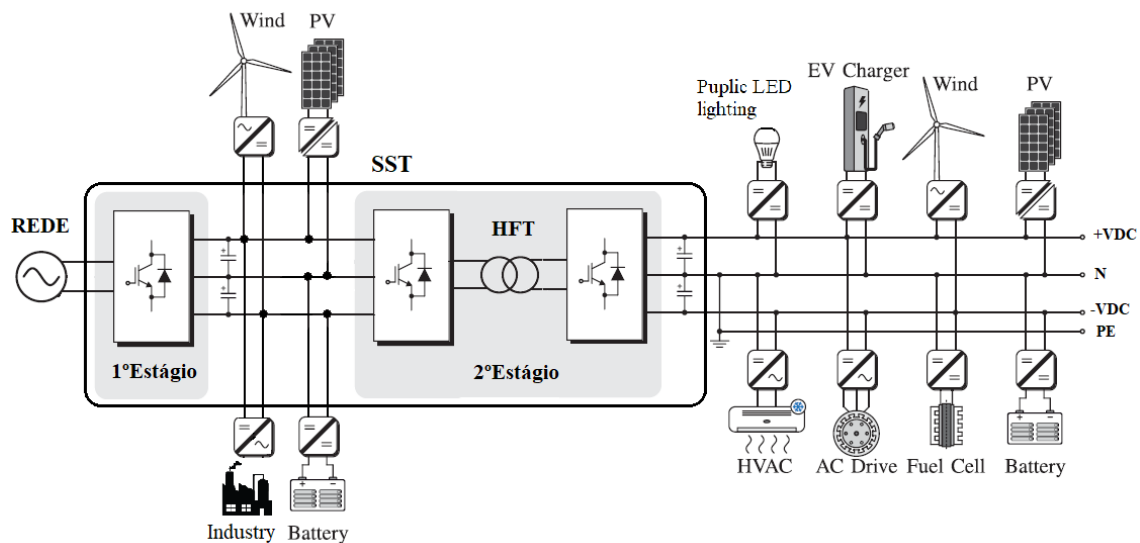


Figura 15 - Estrutura de uma rede bipolar ligada por um sistema SST de dois estágios.

Como ilustrado na figura 15, um cenário típico da aplicação do sistema SST é interligando-o entre a rede elétrica e uma rede bipolar a jusante. Para além dos benefícios da qualidade da energia que o sistema oferece, as cargas associadas às redes bipolares são mais resilientes a constrangimentos provocados por avarias na rede elétrica a montante, fazendo uso da energia produzida por fontes renováveis, auxiliadas por sistemas de armazenamento de energia elétrica.

3.1. 1º Estágio – Conversor Retificador Multinível NPC

O SST tem início no 1º estágio e será baseado na topologia conversor fonte de tensão (VSC) de três níveis e de Ponto Neutro Fixo (NPC). Esta topologia é composta por uma ponte de transístores IGBT em que a sua comutação é feita por sinais de controle externos e independentes da rede onde a polaridade da tensão nos terminais CC é sempre igual e o sentido da potência pode ser invertida pela mudança no sentido da corrente nesses terminais.

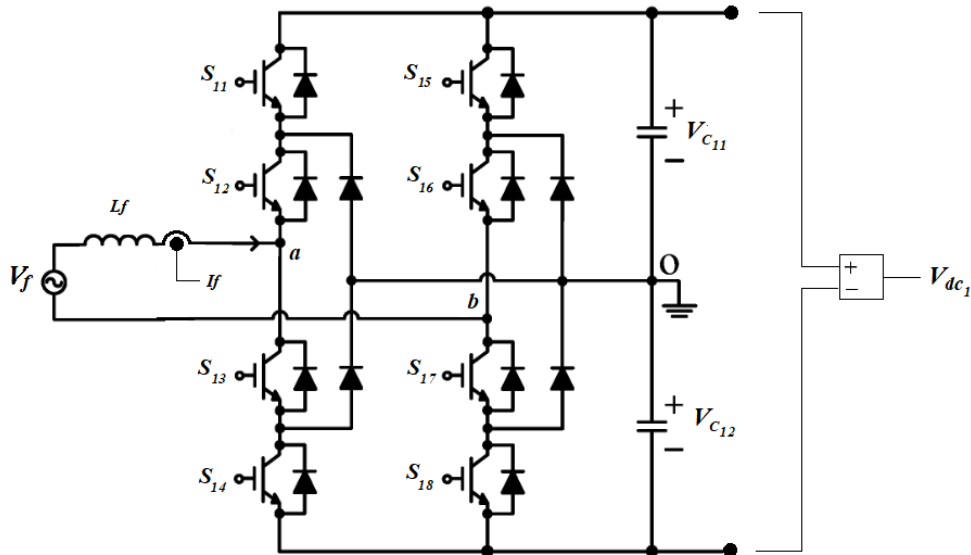


Figura 16 - Topologia do 1º estágio: Retificador de Ponto Neutro Fixo de 3 níveis.

As principais funções do controlo do 1º estágio é a conversão da tensão da fonte CA de baixa frequência em tensão contínua, compensação da potência reativa, controlo do fator de potência na entrada e manter aos terminais a tensão escolhida como *set-point*.

Em cada braço do conversor estão ligados dois díodos, com a função de formar um ponto neutro, o que possibilitará a criação dos três níveis de tensão. Os condensadores aos terminais do conversor, observados na figura 16, representam dispositivos de armazenamento de energia e são responsáveis por alimentar a rede bipolar em CC do lado do primário do transformador do SST.

De modo a garantir a estabilização e o balanço dos barramentos CC da rede bipolar, optou-se pela estratégia de controlo combinado entre controlador proporcional integral PI e controlador por histerese multibanda de corrente.

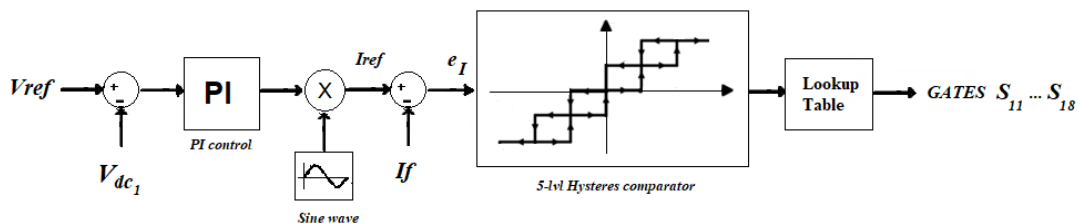


Figura 17 - Diagrama de blocos controlo do conversor 1º estágio.

Na figura 17 é representado o diagrama de blocos do sistema de controlo do conversor do 1º estágio. O sistema mede a tensão *feedback* dos terminais do conversor V_{dc1} e compara-a com a tensão de referência V_{ref} . Através do ajuste estratégico dos ganhos proporcional e integral do controlador PI, o tempo de resposta e o erro do sinal de saída serão reduzidos.

Posteriormente o erro do sistema é multiplicado por um sinal unitário alternado com uma frequência de 50 Hz de modo a originar um sinal I_{ref} . O sinal da sonda de corrente medido à entrada do conversor I_f é subtraído à corrente de referência I_{ref} criando o sinal de erro da corrente $e_i = I_{ref} - I_f$.

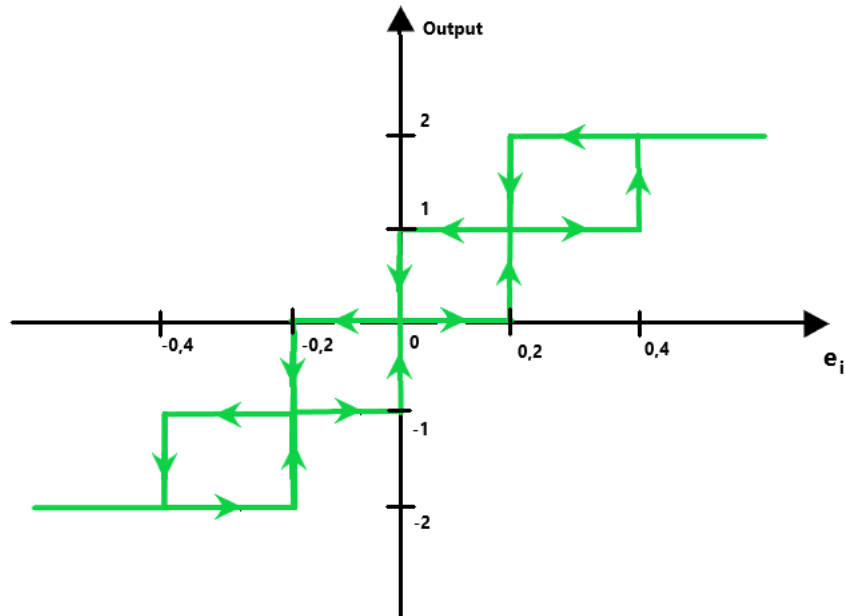


Figura 18 - Comparador de histerese de corrente de 5 níveis (-2, -1, 0, 1, 2).

Na figura 18 está representada a modulação por histerese multibanda de cinco níveis. A modulação de histerese para os conversores multinível usa bandas de histerese simétricas para controlar o erro de corrente.

Sempre que o erro de corrente atual cruza os limites de fronteira estipulados, o comparador de histerese diminui ou aumenta um nível de tensão na sua saída (dependendo do limite de histerese de corrente que foi cruzado). [22]

Os níveis de tensão têm como função selecionar a sequência mais apropriada de comutação dos semicondutores do conversor de modo a controlar o erro de corrente e, ao mesmo tempo, manter a tensão aos terminais dos condensadores de barramento CC o mais equilibrada possível e próxima da tensão de referência $V_{dc1} = V_{dc1ref} = 340 V$.

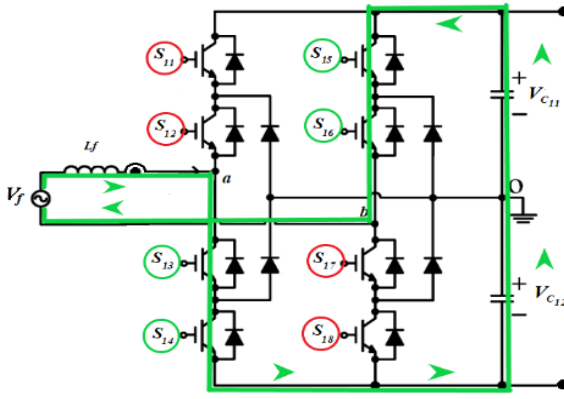


Figura 19 - Sequência de comutação para o nível de tensão (-2V)

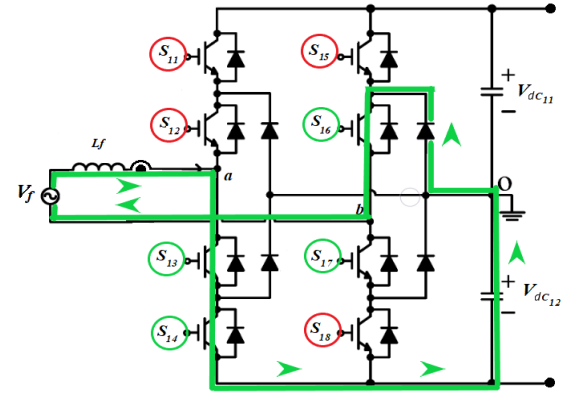


Figura 20 - Sequência de comutação para o nível de tensão (-1V)

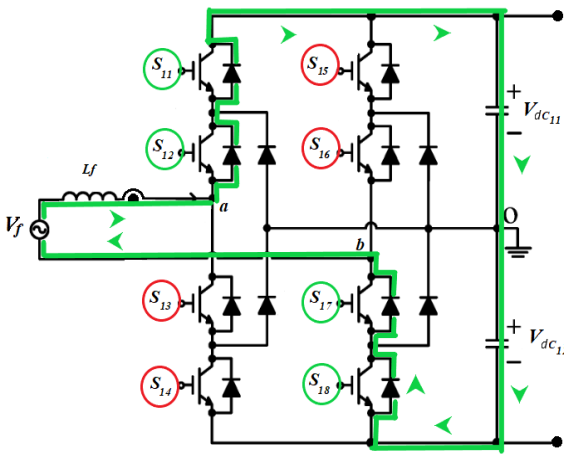


Figura 21 - Sequência de comutação para o nível de tensão (+2V)

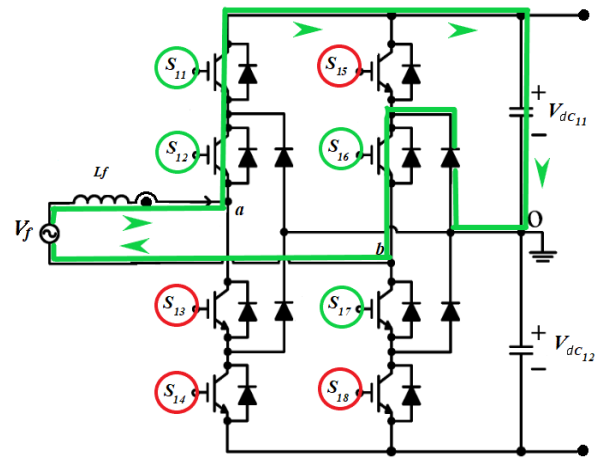


Figura 22 - Sequência de comutação para o nível de tensão (+1V)

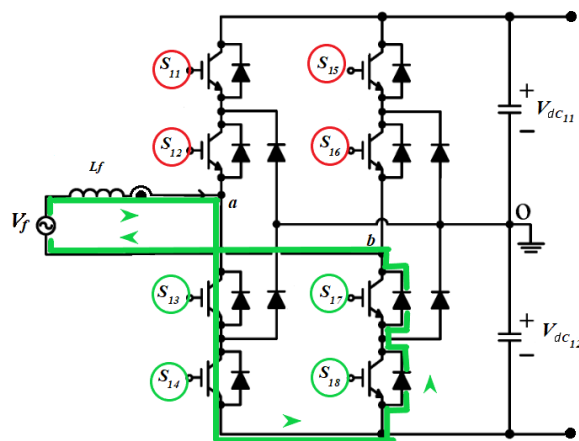


Figura 23 - Sequência de comutação para o nível de tensão (0V)

Tabela 2 - Resumo da sequência de comutação para os níveis de tensão do comparador de histerese

S_{11}	S_{12}	S_{13}	S_{14}	S_{15}	S_{16}	S_{17}	S_{18}	Nível de tensão
0	0	1	1	1	1	0	0	+2V
0	0	1	1	0	1	1	0	+1V
0	0	1	1	0	0	1	1	0V
1	1	0	0	0	1	1	0	-1V
1	1	0	0	0	0	1	1	-2V

3.2. 2º Estágio - Conversor monofásico DAB

3.2.1. Princípio de funcionamento

Neste ponto, será mencionado o princípio de funcionamento de um conversor DAB de um nível de tensão, assim como as suas etapas de operação.

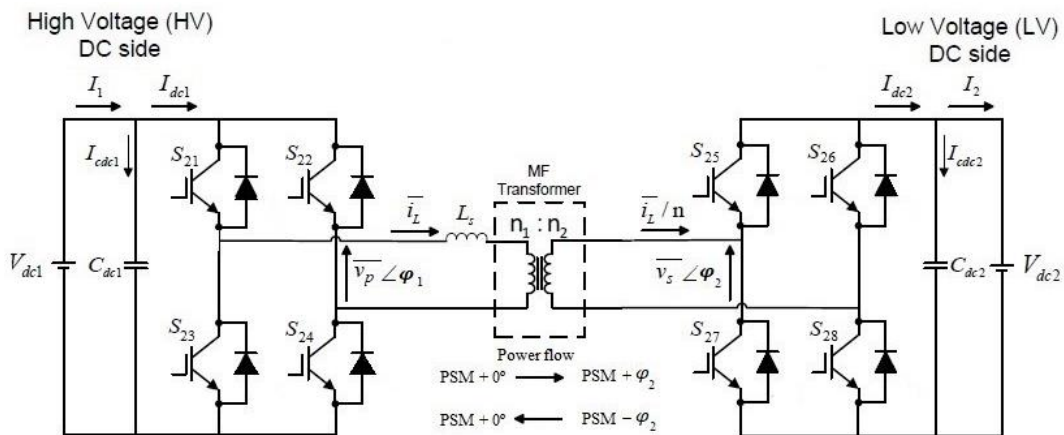


Figura 24 - Topologia do conversor DAB

A desfasagem entre as tensões das duas pontes da topologia da figura 24, produz uma diferença de potencial aplicada aos terminais do transformador produzindo a corrente i_L , que transfere energia entre a entrada e a saída do conversor DAB [14]. Para criar a desfasagem pretendida, é necessário um controlo através de modulação por desfasagem angular ou *Phase Shift Modulation* de dois níveis, que consiste em dois sinais de comando, um para os semicondutores da ponte do primário do transformador (*PSM*) e outro para a ponte do conversor ligado ao secundário do transformador (*PSM* + φ).

A variável de controlo é o ângulo de desfasagem φ entre os sinais de ambas as pontes, ou seja, a desfasagem entre as tensões V_p do primário e V_s do secundário [3]. Conforme mencionado anteriormente, o conversor DAB tem como principal função controlar o trânsito de energia. Caso seja necessário a transferência direta da potência da Rede de

energia elétrica para as cargas, o ângulo de defasagem φ_2 será positivo e em avanço em relação a φ_1 . Caso haja condições e disponibilidade dos sistemas de produção de energia elétrica ligadas aos barramentos CC fornecerem energia à rede elétrica, dá-se a transferência inversa em que o ângulo de defasagem φ_2 será negativo e em atraso em relação a φ_1 , possibilitando que o fluxo de energia seja transferido de jusante para montante do SST, auxiliando assim a rede de energia elétrica.

Na figura 25, observa-se as formas de onda dos sinais de comando dos semicondutores dos conversores e das grandezas associadas ao transformador de média frequência.

Para analisar as etapas de operação do conversor DAB é considerado o circuito em regime permanente, ou seja, os condensadores C_{dc1} e C_{dc2} estão carregados com as tensões de entrada e saída, respetivamente. Além disso, as etapas de operação são mostradas para a situação de transferência direta de energia, ou seja, do primário para o secundário. Entretanto, a análise para o fluxo inverso é homóloga ao apresentado [3].

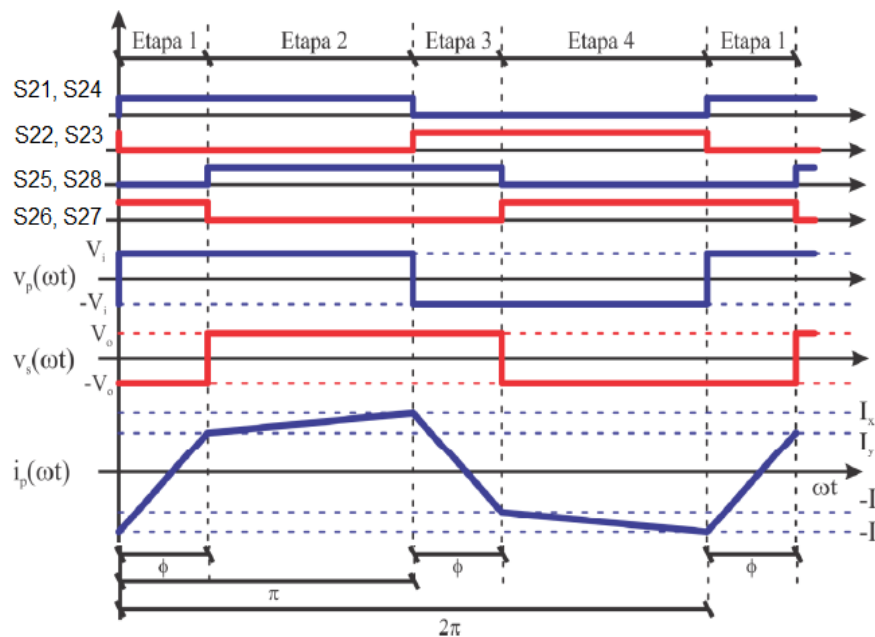


Figura 25 - Formas de onda do conversor DAB – Transferência direta [3]

Etapa 1 ($0 \leq \omega t < \varphi$):

A figura 26 mostra a direção das correntes no início da etapa, ou seja, no instante $t = 0$, com a corrente a fluir pelos díodos em antiparalelo de S_{21} e S_{24} do primário e S_{26} e S_{27} do secundário, caracterizando assim a comutação com zero de tensão (ZVS) (figura 26a). As correntes no final da etapa são mostradas na Figura 28b, em que S_{21} e S_{24} continuam em condução e S_{22} e S_{24} continuam sem conduzir, enquanto que os semicondutores do

secundário S_{25} e S_{28} permanecem no mesmo estado de operação, ou seja, sem condução e S_{26} e S_{27} em condução [3].

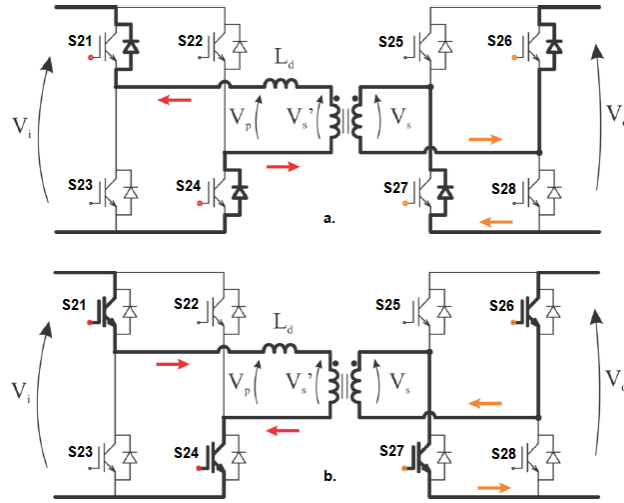


Figura 26 - Etapa 1 de operação do conversor DAB: a. Início da etapa, b. Fim da etapa [3]

Etapa 2 ($\varphi \leq \omega t < \pi$):

A segunda etapa começa com a comutação dos semicondutores do secundário, ou seja, S_{25} e S_{28} entram em condução através dos díodos em antiparalelo e S_{26} e S_{27} saem de condução. Nesta etapa, a tensão aplicada na bobine auxiliar L_d será a diferença entre a tensão de entrada e a tensão de saída vista do primário.

O fluxo de corrente da segunda etapa de operação é apresentado na figura seguinte:

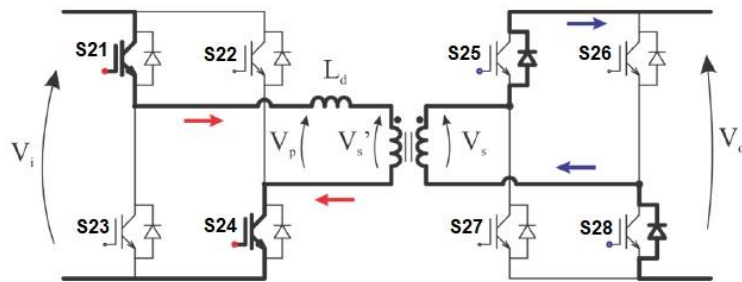


Figura 27 - Etapa 2 de operação do conversor DAB [3]

Etapa 3 ($\pi \leq \omega t < \pi + \varphi$):

A comutação dos semicondutores do primário inicia a terceira etapa. Nesta etapa a tensão aplicada na bobine L_d será igual à da primeira etapa com sinal invertido, resultando assim numa derivada negativa de corrente do primário i_L [3].

No início da etapa as correntes tanto do primário quanto do secundário circulam pelos diodos em antiparalelo, e no final da etapa as correntes circulam pelo canal principal dos transístores assinalados na figura 28b.

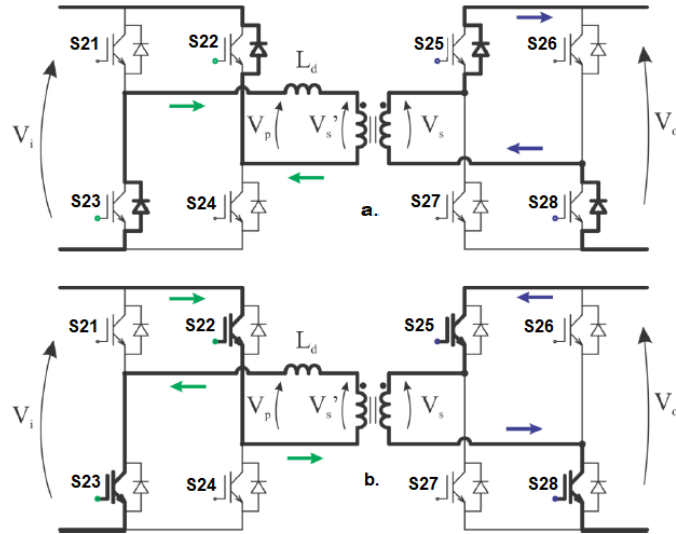


Figura 28 - Etapa 3 de operação do conversor DAB: a. Início da etapa, b. Final da etapa [3]

Etapa 4 ($\pi + \varphi \leq \omega t < 2\pi$):

A quarta e última etapa antes de completar um ciclo de operação é similar à segunda etapa [3], onde a comutação ocorre no secundário através dos diodos em antiparalelo aos semicondutores S_{26} e S_{27} . A circulação de corrente referente à quarta etapa é mostrada na Figura 29.

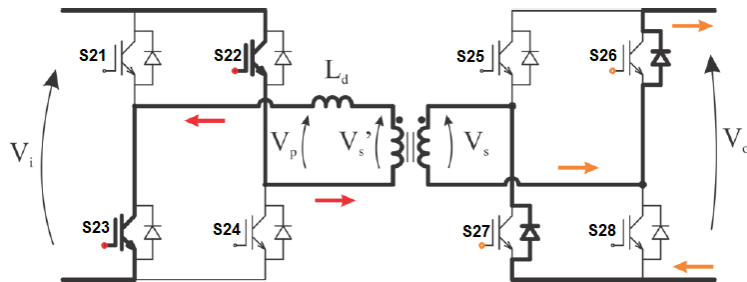


Figura 29 – Etapa 4 de operação do conversor DAB [3]

A corrente do primário, i_L é a base para o cálculo de todas as outras correntes do conversor e é definida ao longo de um período de operação como:

$$i_L(\omega t) = \begin{cases} -I_x + \left(V_i + \frac{V_o}{N_r}\right) \frac{\omega t}{\omega_s \cdot L_d}, & \text{se } 0 \leq \omega t < \varphi \\ I_y + \left(V_i - \frac{V_o}{N_r}\right) \frac{\omega t - \varphi}{\omega_s \cdot L_d}, & \text{se } \varphi \leq \omega t < \pi \\ I_x - \left(V_i + \frac{V_o}{N_r}\right) \frac{\omega t - \pi}{\omega_s \cdot L_d}, & \text{se } \pi \leq \omega t < \pi + \varphi \\ -I_y - \left(-V_i + \frac{V_o}{N_r}\right) \frac{(\omega t - \pi - \varphi)}{\omega_s \cdot L_d}, & \text{se } \pi + \varphi \leq \omega t < 2\pi \end{cases} \quad (3.1)$$

[3]

I_x : Corrente no instante zero;

I_y : Corrente no instante φ ;

ω_s : Frequência angular de comutação;

f_s : Frequência de comutação;

L_d : Bobina auxiliar;

N_r : Relação de espiras do transformador,

V_i : Tensão de entrada,

V_o : Tensão de saída

φ : Ângulo de defasagem entre os comandos do primário e secundário

3.2.2. Controlo das tensões dos barramentos CC

Conforme visto no capítulo anterior, o segundo estágio intermédio do transformador de estado-sólido, será o responsável pela interface entre os dois barramentos de tensão contínua (figura 30). Através do conversor inversor na entrada, a tensão CC é modelada para uma tensão CA com forma de onda quadrada e fator de ciclo de 50% a operar a 10 kHz exclusivamente para o SST do presente trabalho.

Baseado no conversor DAB e à semelhança do conversor do 1º estágio, a topologia NPC tem como função criar condições de 3 níveis de tensão.

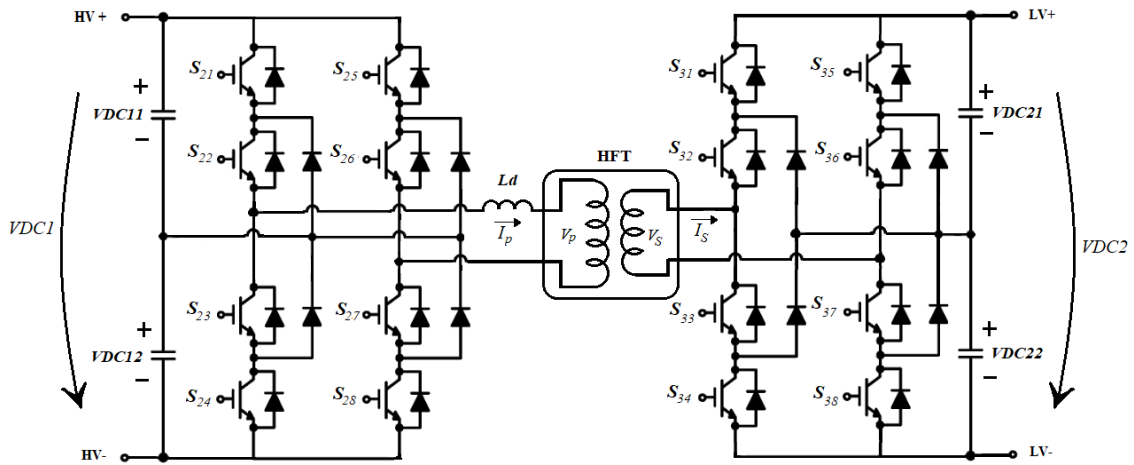


Figura 30 - Topologia 2º estágio - Conversor CC/CC DAB Multinível NPC

Neste ponto são mencionadas as sequências de comutação dos semicondutores, exclusivamente para o conversor DAB do projeto, como resposta a condições que se verifiquem na comparação de tensões dos barramentos CC, isto é, nas tensões dos condensadores C_{11} e C_{12} para a ponte do primário, C_{21} e C_{22} para a ponte do secundário do transformador. O objetivo é garantir o balanço das tensões dos barramentos dos terminais do 2º estágio.

As condições de equilíbrio são as seguintes:

- Condição nº1: $V_{DC21} > V_{DC22}$ e $V_{DC11} > V_{DC12}$
- Condição nº2: $V_{DC21} < V_{DC22}$ e $V_{DC11} > V_{DC12}$
- Condição nº3: $V_{DC21} > V_{DC22}$ e $V_{DC11} < V_{DC12}$
- Condição nº4: $V_{DC21} < V_{DC22}$ e $V_{DC11} < V_{DC12}$

Condição de equilíbrio nº1: $V_{DC21} > V_{DC22}$ e $V_{DC11} > V_{DC12}$

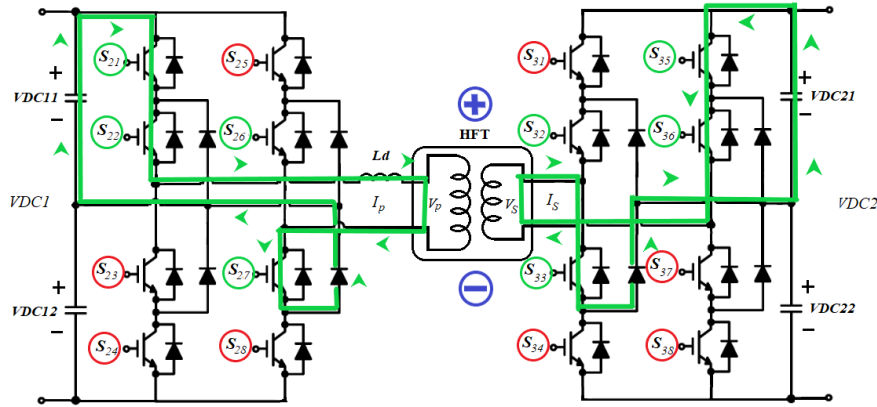


Figura 31 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 1

A figura 31 representa a etapa 1 da condição 1, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores C_{11} e C_{21} **descarregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

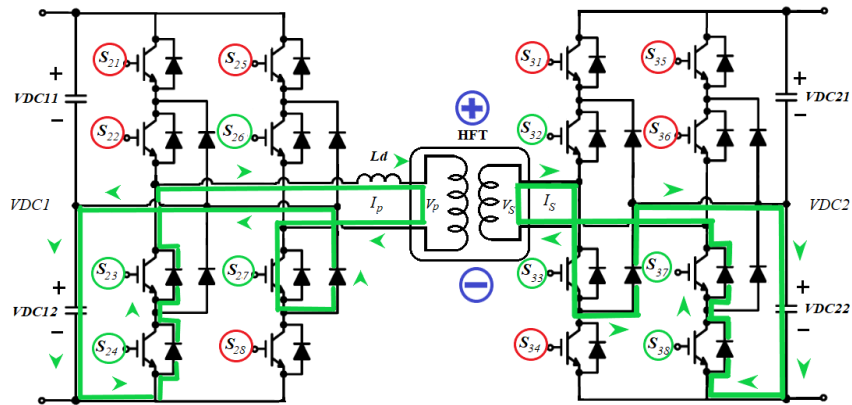


Figura 32 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 2

A figura 32 representa a etapa 2 da condição 1, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores C_{12} e C_{22} **carregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

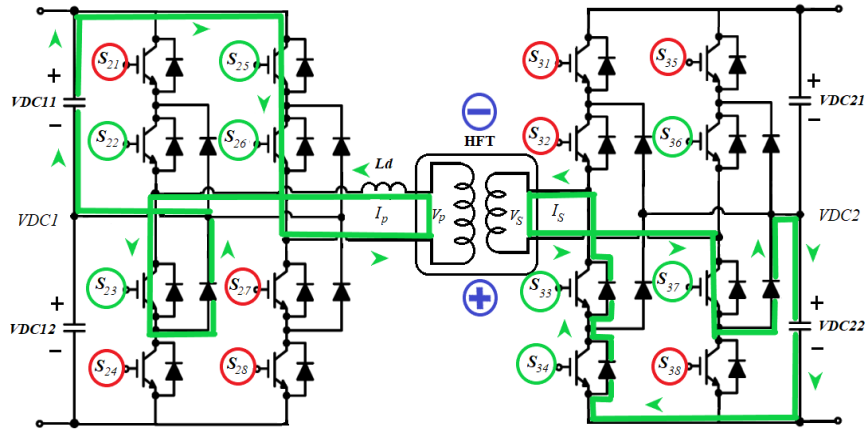


Figura 33 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 3

A figura 33 representa a etapa 3 da condição 1, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{11} **descarrega** e C_{22} **carrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

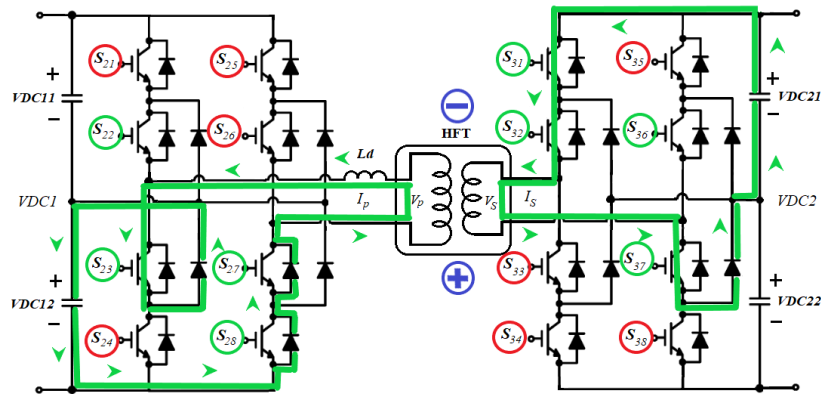


Figura 34 - Sequência de comutação condição 1 – Etapa 4

A figura 34 representa a etapa 4 da condição 1, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{12} **carrega** e C_{21} **descarrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

Tabela 3 - Resumo da sequência de comutação da condição 1

#1		Primário										Secundário									
ETAPA	ALTERNANCIA TENSÃO	C_{11}	C_{12}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	S_{25}	S_{26}	S_{27}	S_{28}	C_{21}	C_{22}	S_{31}	S_{32}	S_{33}	S_{34}	S_{35}	S_{36}	S_{37}	S_{38}
1	Positiva	Descarrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0	Descarreg a	==	0	1	1	0	1	1	0	0
2		==	Carrega	0	0	1	1	0	1	1	0	==	Carrega	0	1	1	0	0	0	1	1
3	Negativa	Descarrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0	==	Carrega	0	0	1	1	0	1	1	0
4		==	Carrega	0	1	1	0	0	0	1	1	Descarreg a	==	1	1	0	0	0	1	1	0

Condição de equilíbrio n°2: $V_{DC21} < V_{DC22}$ e $V_{DC11} > V_{DC12}$

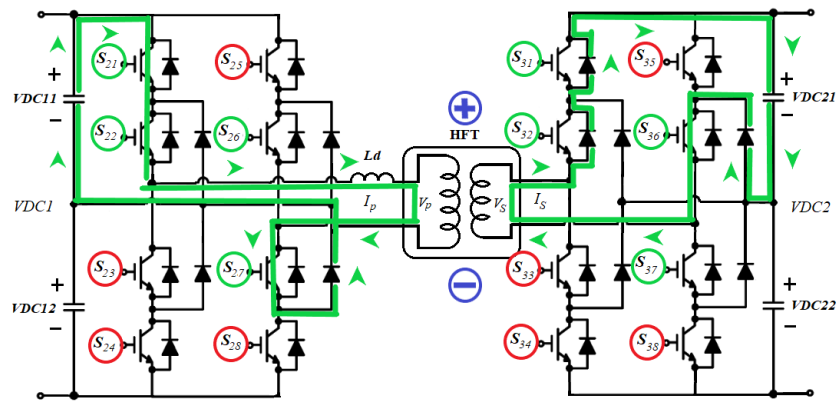


Figura 35 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 1

A figura 35 representa a etapa 1 da condição 2, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores **C_{11} descarrega** e **C_{21} carrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

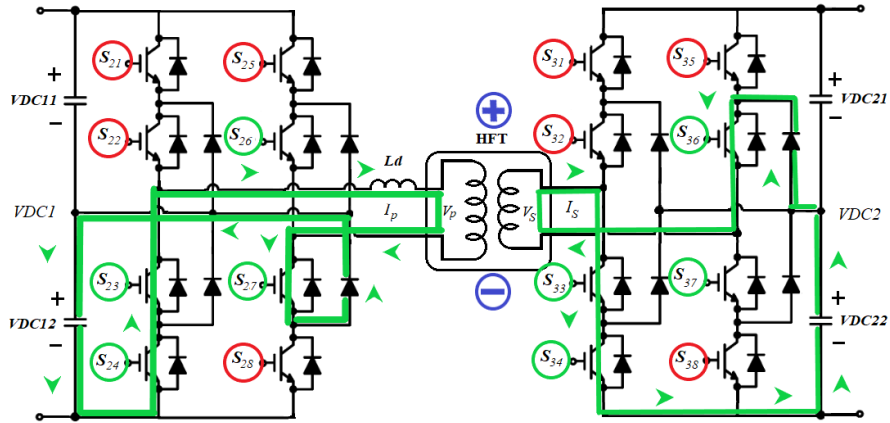


Figura 36 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 2

A figura 36 representa a etapa 2 da condição 2, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa, a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores C_{12} **carrega** e C_{22} **descarrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

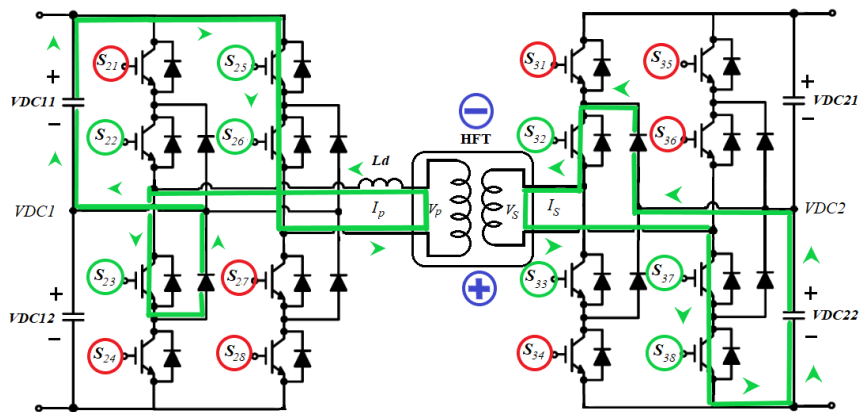


Figura 37 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 3

A figura 37 representa a etapa 3 da condição 2, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados. Nesta etapa, a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{11} e C_{22} **descarregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

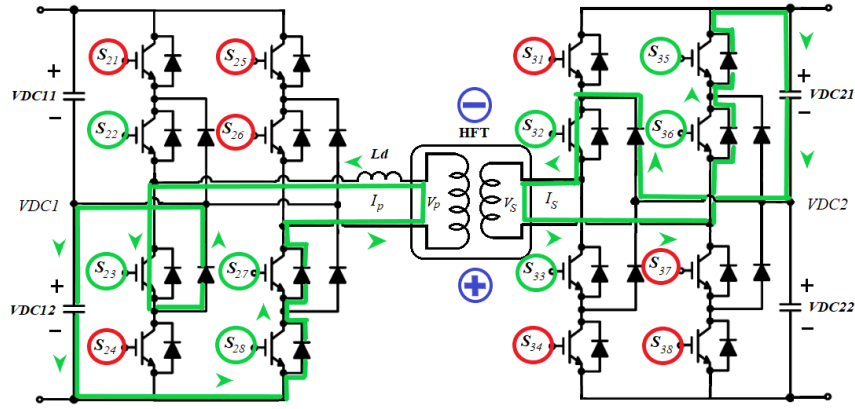


Figura 38 - Sequência de comutação condição 2 – Etapa 4

A figura 38 representa a etapa 4 da condição 2, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{12} e C_{21} **carregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

Tabela 4 - Resumo da sequência de comutação da condição 2

#2		Primário										Secundário									
ETAPA	ALTERNÂNCIA TENSÃO	C_{11}	C_{12}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	S_{25}	S_{26}	S_{27}	S_{28}	C_{21}	C_{22}	S_{31}	S_{32}	S_{33}	S_{34}	S_{35}	S_{36}	S_{37}	S_{38}
1	Positiva	Descarrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0	carrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0
2		==	Carrega	0	0	1	1	0	1	1	0	==	Descarrega	0	0	1	1	0	1	1	0
3	Negativa	Descarrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0	==	Descarrega	0	1	1	0	0	0	1	1
4		==	Carrega	0	1	1	0	0	0	1	1	Carrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0

Condição de equilíbrio nº3: $V_{DC21} > V_{DC22}$ e $V_{DC11} < V_{DC12}$

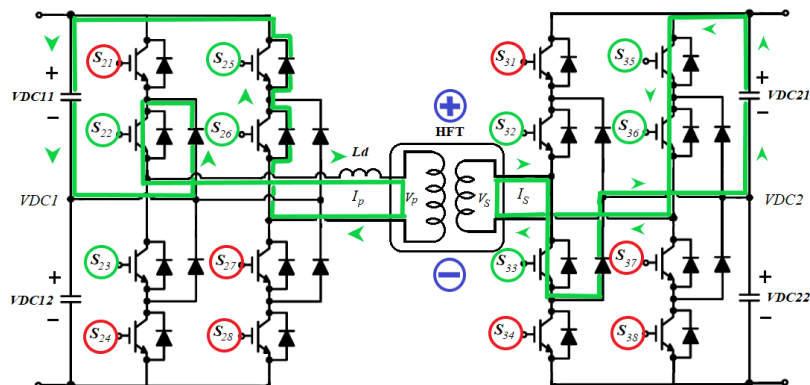


Figura 39 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 1

A figura 39 representa a etapa 1 da condição 3, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores **C_{11} carrega** e **C_{21} descarrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

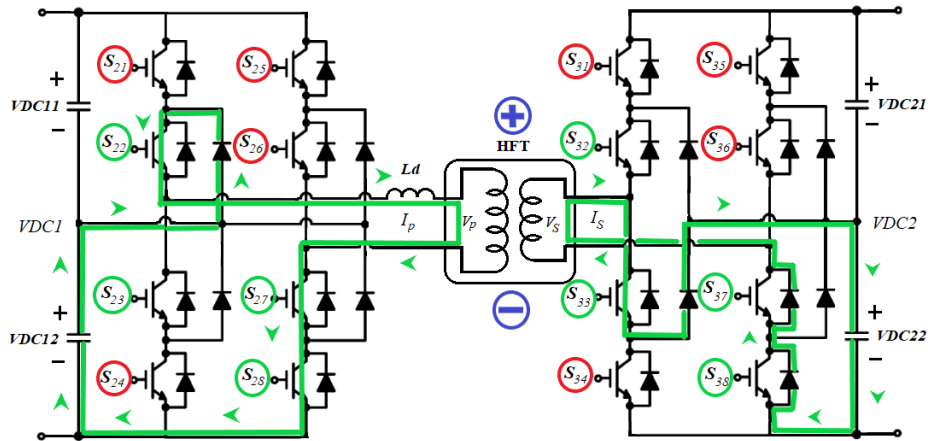


Figura 40 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 2

A figura 40 representa a etapa 2 da condição 3, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores **C_{12} descarrega** e **C_{22} carrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

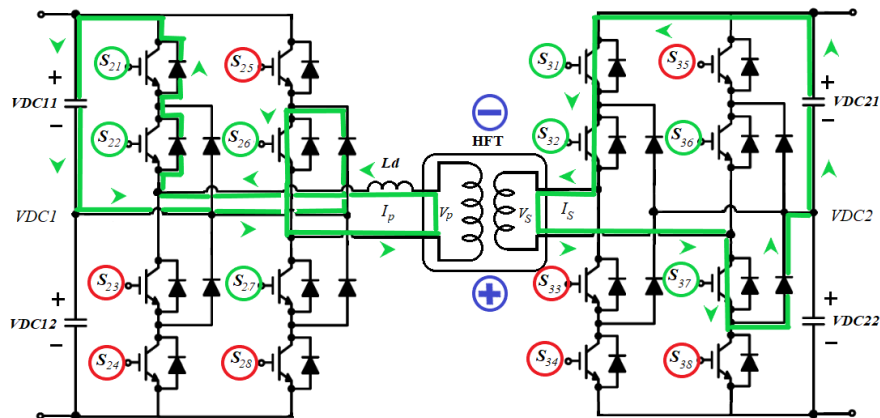


Figura 41 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 3

A figura 41 representa a etapa 3 da condição 3, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{11} **carrega** e C_{21} **descarrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

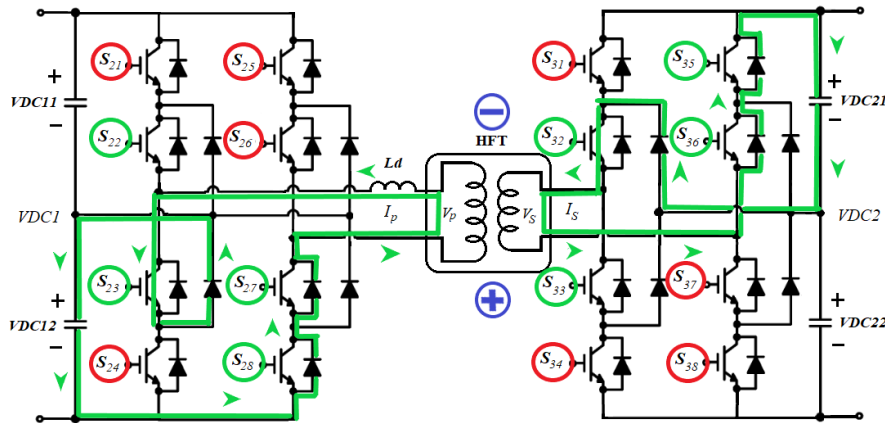


Figura 42 - Sequência de comutação condição 3 – Etapa 4

A figura 42 representa a etapa 4 da condição 3, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{12} e C_{21} **carregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

Tabela 5 - Resumo da sequência de comutação da condição 3

#3		Primário										Secundário									
ETAPA	ALTERNANCIA TENSÃO	C_{11}	C_{12}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	S_{25}	S_{26}	S_{27}	S_{28}	C_{21}	C_{22}	S_{31}	S_{32}	S_{33}	S_{34}	S_{35}	S_{36}	S_{37}	S_{38}
1	Positiva	Carrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0	Descarrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0
2		==	Descarrega	0	1	1	0	0	0	1	1	==	Carrega	0	1	1	0	0	0	1	1
3	Negativa	Carrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0	Descarrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0
4		==	Descarrega	0	0	1	1	0	1	1	0	==	Carrega	0	0	1	1	0	1	1	0

Condição de equilíbrio nº4: $V_{DC21} < V_{DC22}$ e $V_{DC11} < V_{DC12}$

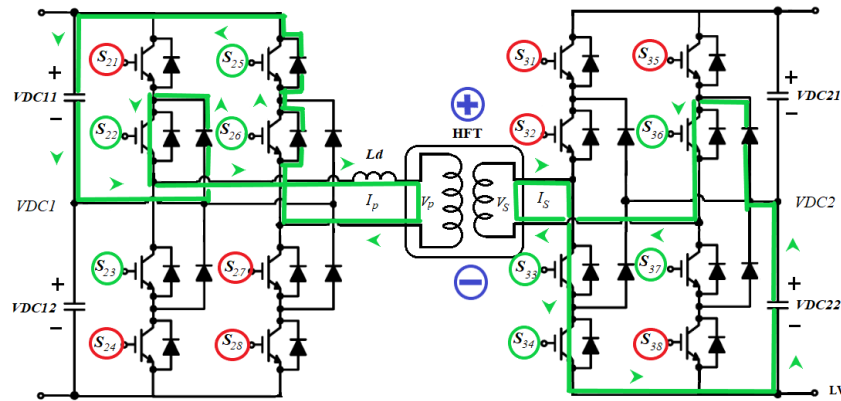


Figura 43 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 1

A figura 43 representa a etapa 1 da condição 4, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores **C_{11} carrega e C_{22} descarrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

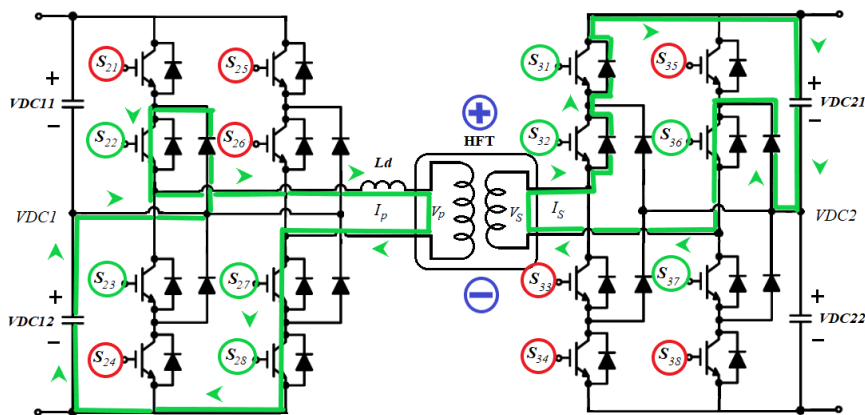


Figura 44 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 2

A figura 44 representa a etapa 2 da condição 4, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **positiva** e os condensadores **C_{12} descarrega e C_{21} carrega**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

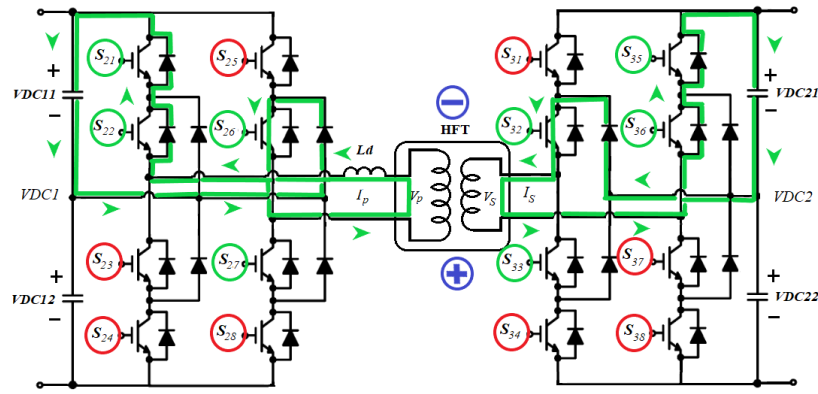


Figura 45 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 3

A figura 45 representa a etapa 3 da condição 4, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{11} e C_{21} **carregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

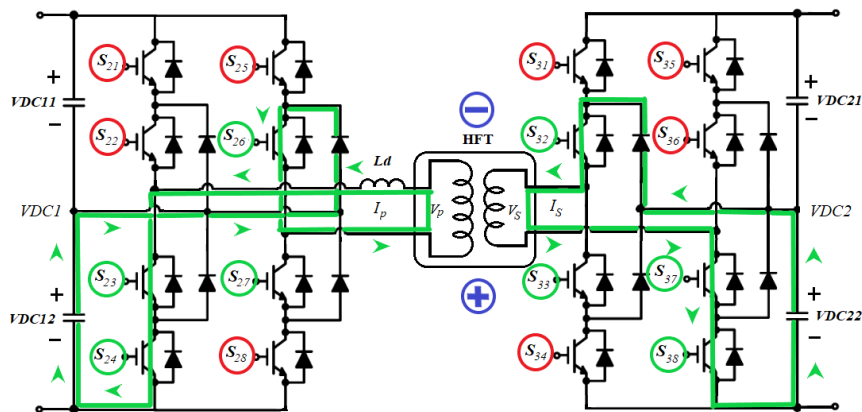


Figura 46 - Sequência de comutação condição 4 – Etapa 4

A figura 46 representa a etapa 4 da condição 4, em que os IGBT's assinalados a verde estão em condução e a vermelho desligados.

Nesta etapa, a tensão do transformador situa-se na alternância **negativa** e os condensadores C_{12} e C_{22} **descarregam**, de modo a haver uma aproximação de tensões entre os condensadores adjacentes.

Tabela 6 - Resumo da sequência de comutação da condição 4

#4		Primário										Secundário											
ETAPA	ALTERNANCIA TENSÃO	C_{11}	C_{12}	S_{21}	S_{22}	S_{23}	S_{24}	S_{25}	S_{26}	S_{27}	S_{28}	C_{21}	C_{22}	S_{31}	S_{32}	S_{33}	S_{34}	S_{35}	S_{36}	S_{37}	S_{38}		
1	Positiva	Carrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0	==	Descarrega	0	0	1	1	0	1	1	0		
2		==	Descarrega	0	1	1	0	0	0	1	1	Carrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0		
3	Negativa	Carrega	==	1	1	0	0	0	1	1	0	Carrega	==	0	1	1	0	1	1	0	0		
4		==	Descarrega	0	0	1	1	0	1	1	0	==	Descarrega	0	1	1	0	0	0	1	1		

3.2.3. Controlo do sistema

O balanço de tensões nos barramentos CC do conversor DAB é efetuado pela sequência de comutação estratégica dos transístores do conversor de modo a atuarem como resposta a condições de desequilíbrio que se verifiquem nos condensadores de ambos os barramentos, como demonstrado no ponto anterior 3.2.2.

Para garantir o controlo dos transístores foi criado um sistema que integra um controlador PI e modulação por desfaseamento de fase.

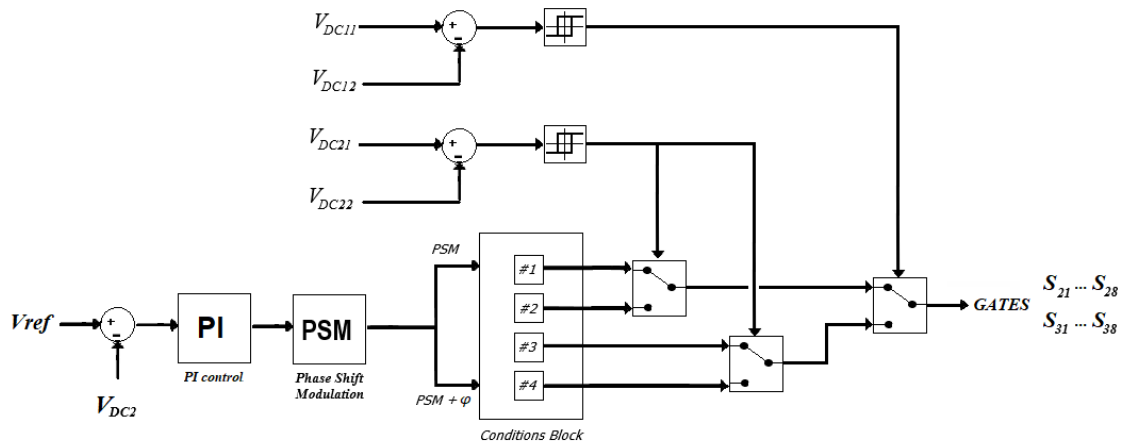


Figura 47 - Diagrama de blocos do controlo do conversor 2º estágio

A figura 47 representa o diagrama de blocos do controlo do conversor DAB.

O sistema tem início na comparação da tensão medida aos terminais dos barramentos CC do secundário (V_{DC2}), com a tensão de referência ($V_{ref} = 340V$). O erro entre as duas tensões é minimizado pela ação proporcional e integral do controlador “PI”.

No bloco de modulação “PSM” o sinal de erro é ajustado e comparado com dois sinais de onda triangular com uma frequência de comutação de 10 kHz, dando origem aos sinais “PSM” e “PSM + φ ”, que serão usados para controlar os transístores das pontes do primário e do secundário respetivamente. Os sinais, entretanto, serão processados pelo bloco de condições, onde estão criadas as quatro condições de desequilíbrio das tensões dos barramentos CC. A seleção da condição ideal, o sistema de controlo mede e compara constantemente as tensões dos barramentos V_{DC11} , V_{D12} e V_{DC21} , V_{DC22} . O resultado da comparação faz com que interruptores sejam acionados, introduzindo nas *gates* dos transístores, a sequência binária correspondente à condição de desequilíbrio detetada pelo sistema.

De salientar que o conversor DAB foi projetado para funcionar em modo *buck*, ou seja, a potência flui da Rede para a carga, o que implica que o ângulo do sinal *PSM* é igual a 0° e o ângulo de desfasamento do sinal *PSM + φ* é positivo e proporcional à corrente do transformador.

3.2.4. Indutância auxiliar

A função da indutância auxiliar de transferência de potência L_d , é garantir que a mesma armazene energia de modo que seja suficiente para garantir que a tensão nas capacitâncias dos semicondutores chegue a valor nulo num tempo inferior ao tempo morto na condição *zero-voltage switching* (ZVS) [3].

A expressão que determina a indutância necessária para se transmitir a potência desejada à carga é obtida através da expressão seguinte [14]:

$$L_d = \frac{V_s \cdot V_p}{2\pi \cdot f_s \cdot P_n} \varphi \left(1 - \frac{|\varphi|}{\pi} \right) \quad (3.2)$$

Da expressão anterior, entende-se que o valor de indutância depende dos parâmetros do circuito do transformador, como o valor da potência nominal P_n , tensões nos enrolamentos, a sua frequência e em especial da escolha do valor do ângulo no qual tal potência será transmitida [14].

Para o cálculo da indutância auxiliar do SST são considerados os parâmetros de funcionamento do transformador:

Tabela 7 - Parâmetros nominais do transformador

S_T [VA]	V_P [V]	V_S [V]	I_P [A]	I_S [A]	f_s [kHz]	R_t
5000	340	340	15	15	10	1

Em que:

S_T : Potência aparente do transformador;

V_P : Tensão aplicada ao primário do transformador;

V_S : Tensão aplicada ao secundário do transformador;

I_P : Corrente nominal do primário transformador;

I_S : Corrente nominal do secundário transformador;

f_s : Frequência de comutação;

R_t : Relação de transformação.

Admitindo um ângulo de defasagem entre a tensão do primário e do secundário de $\varphi = 45^\circ$, ou seja, $\varphi = \frac{\pi}{4}$ em radianos, na equação (3.2), temos:

$$L_d = \frac{V_p \cdot V_s}{2\pi \cdot f_s \cdot S_T} \frac{\pi}{4} \left(1 - \frac{\pi/4}{\pi} \right)$$

$$\Leftrightarrow L_d = \frac{V_p \cdot V_s}{2\pi \cdot f_s \cdot S_T} \frac{3\pi}{16} \quad (3.3)$$

$$\Leftrightarrow L_d = \frac{340 \times 340}{2\pi \times (10 \times 10^3) \times 5000} \times \frac{3\pi}{16} \approx 217 \mu H$$

3.3. 2º Estágio – Transformador de media frequência

O transformador de alta frequência (HFT), ou media frequência (MFT) é o componente fundamental do SST que faz com que o sistema fique mais compacto e com dimensões mais reduzidas em relação ao transformador convencional [12].

Para atender aos requisitos de operação em alta tensão, alta potência e alta frequência, certos problemas e desafios necessitam de ser abordados:

- A seleção do material magnético é crucial para atingir grandes densidades de potência e diminuindo as perdas;
- A configuração dos enrolamentos poderá afetar significativamente a eficiência do transformador operando a alta frequência;
- O comportamento térmico é um desafio a considerar por forma a evitar avarias para grandes potências;
- Operações a alta tensão faz com que os requisitos do isolamento do transformador sejam um desafio, especialmente quando o óleo é eliminado e o sistema é mais compacto.

É importante entender que o transformador operando a frequência elevadas causa perdas extraordinárias no núcleo magnético (resultando em correntes Foucault) e nos enrolamentos das espiras (resultando no efeito pelicular e no efeito de proximidade dos condutores). Resumindo, o facto de se aumentar a frequência do transformador com o objetivo de reduzir as suas dimensões e beneficiar da redução do peso e espaço ocupado, poderá se traduzir num aumento das perdas no núcleo e nos enrolamentos diminuindo o rendimento total do sistema SST [12].

Neste ponto, é estabelecido o procedimento adotado para o dimensionamento do transformador de média frequência utilizado no presente trabalho, desde o núcleo até ao dimensionamento das espiras.

3.3.1. Escolha do núcleo magnético

3.3.1.1. Etapa 1: Escolha das grandezas nominais do transformador

Para se dar início ao dimensionamento do transformador, será necessário parametrizar os seus valores nominais, como a potência, as tensões, as correntes e a frequência, para ser

possível proceder aos cálculos necessários para a construção do transformador. As grandezas escolhidas são mencionadas na tabela 7.

3.3.1.2. Etapa 2: Escolha do tipo de material do núcleo magnético

Nos transformadores de média e alta frequência (acima 500Hz) é essencial escolher o material mais adequado para o núcleo. Nos transformadores clássicos de 50 Hz, o núcleo é tipicamente constituído por chapas empilhadas de ferro-silício ou de liga ferro-níquel. Para frequências mais altas, este tipo de materiais que constituem o núcleo deixam de ser eficientes, apresentando perdas elevadas [23].

Para escolha do material do núcleo é necessário ter em conta as seguintes características:

- Baixas perdas para a frequência pretendida de forma a possibilitar a obtenção de bons rendimentos;
- Permeabilidade magnética elevada para minimizar a dispersão magnética;
- Elevado valor de densidade de fluxo magnético (alto valor de fluxo de saturação magnética) de forma a permitir elevadas densidades de fluxo com poucas perdas e assim permitir a diminuição do volume do transformador;
- Temperatura limite de operação elevada para evitar dissipação térmica e permitir protótipos mais compactos.

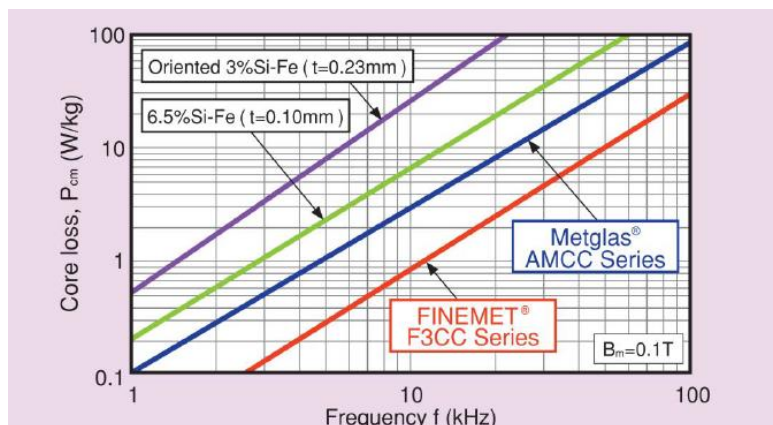


Figura 48 - Comparação de perdas em função da frequência para vários tipos de material [23]

A figura 48 apresenta um gráfico que relaciona a frequência com as perdas no núcleo magnético para uma densidade de fluxo constante, de quatro materiais distintos (Roxo/verde - materiais ferrossilícios, azul - materiais amorfos e a vermelho - material nano cristalino). Como se pode observar, os materiais nano cristais e amorfos destacam-se como sendo os materiais com menos perdas, aumentando estas com a frequência.

O facto de o material amorfo apresentar elevada permeabilidade magnética, possibilita a construção de um transformador com poucas fugas e devido à sua alta saturação magnética, permite também seleccionar um valor de densidade de fluxo maior reduzindo assim as dimensões do núcleo e o número de espiras do transformador [23]. Tendo também em consideração o seu custo acessível, foi escolhido o material amorfo para a construção do núcleo, associado ao fabricante *Metglas AMCC Séries*.

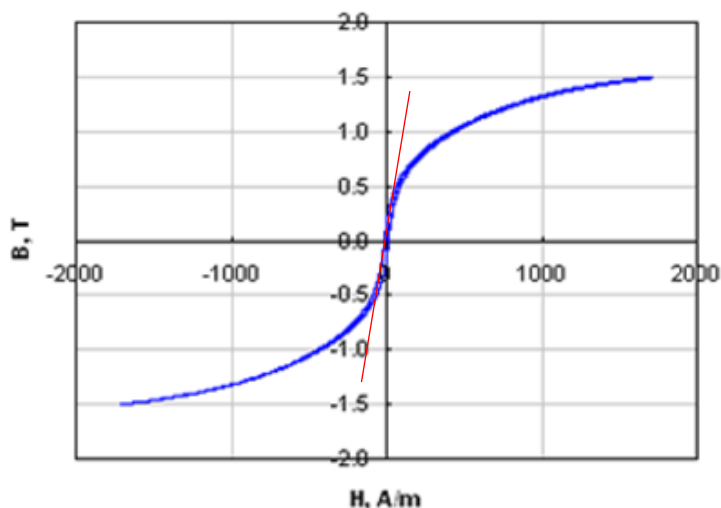


Figura 49 - Gráfico B-H do material amorfo do núcleo do transformador [24]

Em relação ao valor de densidade de fluxo magnético escolhido, observando a curva de magnetização do material amorfo do fabricante de que é construído o núcleo do transformador (figura 49), pode-se afirmar que a densidade do fluxo magnético é linear até valores próximos de 0,5 T. Para valores maiores que 0,5 T, a curva deixa de ser linear, começando então a entrar na zona de saturação, apesar de o fabricante mencionar que a densidade de fluxo satura a 1,56 T, como se verifica na figura 49. Portanto para evitar, perdas excessivas devido ao efeito de histerese, admitiu-se para os cálculos de dimensionamento a densidade de fluxo magnética de 0,4 T.

Tabela 8 - Densidade de fluxo magnética escolhido

B_m [T]	B_{sat} [T]
0,4	1,56

B_m : Densidade de fluxo magnético;

B_{sat} : Densidade de fluxo magnético saturado;

Tabela 9 - Características típicas dos núcleos para média e alta frequências [6]

	Ferrites	Metais amorfos		Supermalloy e permalloy ligas metálicas (Níquel- Ferro)	Nanocristais
		Ferro	Cobalto		
Densidade fluxo de saturação [T]	0,5	1-1,6	0,5-1	0,5-1	1-1,5
Frequência [kHz]	>25	1-25		<1	1-25
Temperatura máxima recomendada [°C]	100°-300°	370°	205°	460°	570°
Vantagens	Perdas reduzidas; alta permeabilidade magnética	Alta permeabilidade magnética			Perdas reduzidas; estável a altas temperaturas
Desvantagens	Maior volume do transformador; instável a altas temperaturas	Perdas maiores relativamente aos nanocristais		Densidade de fluxo magnético reduzido	Custo

3.3.1.3. Etapa 3: Relação produto das áreas

A construção do transformador inicia-se com a utilização da Lei de Faraday, que relaciona a força eletromotriz do enrolamento, e_{fem} , com a derivada em relação ao tempo do fluxo ligado, ψ , com os respetivos enrolamentos [23], [25], [26]:

$$rot\vec{E} = -\frac{d\vec{B}}{dt} \Rightarrow \oint_S \vec{E}_i \cdot d\vec{S} = -\frac{d}{dt} \int_S \vec{B} \cdot \vec{n} dS \Rightarrow e_{fem} = -\frac{d\psi}{dt} \Rightarrow e_{fem} = -n_k \frac{d\phi}{dt} \quad (3.4)$$

Sendo ϕ o fluxo por espira e n_k o número de espiras e desprezando as quedas de tensão resistivas, então $e_{fem} = -v_k$, sendo v_k a tensão aos terminais dos enrolamentos [23], [25], [26].

Portanto, utilizando a Lei de Faraday resulta:

$$v_k = n_k \frac{d\phi}{dt} \quad (3.5)$$

Aplicando uma tensão nos enrolamentos do primário, V_P , durante um intervalo de tempo δT , em que δ é o fator de ciclo e desprezando as perdas resistivas, quedas de tensão e fugas de fluxo magnético [23], [25], [26], o fluxo ϕ é dado por:

$$\phi = \int_0^t \frac{v_k}{n_k} dt + \phi(0) = \int_0^{\delta T} \frac{V_P}{n_P} dt + \phi(0) = \frac{V_P}{n_P} \delta T + \phi(0) \quad (3.6)$$

Como o transformador será alimentado com uma forma de onda quadrada alternada simétrica, com valor médio nulo, a operar na zona linear da curva B-H, não considerando o efeito de histerese e para efeitos de simetria [26] tem-se como fluxo inicial:

$$\phi(0) = -\frac{V_p}{2n_p} \delta T \quad (3.7)$$

Admitindo que o valor inicial da tensão (para $t=0$) é zero e sabendo que o fluxo está em atraso relativamente à tensão.

Assim, substituindo em (3.6), temos:

$$\phi = \frac{V_p}{n_p} \delta T - \frac{V_p}{2n_p} \delta T = \frac{V_p}{2n_p} \delta T \quad (3.8)$$

Um fator de onda k_f do transformador poderá ser introduzido na equação anterior:

$$k_f = \begin{cases} \sqrt{2} \cdot \pi \approx 4,44, & \text{Para formas de ondas sinusoidais simétricas} \\ \frac{2}{1/2} = 4, & \text{Para formas de onda quadradas simétricas } \delta = 0,5 \end{cases} \quad (3.9)$$

Logo,

$$\phi = \frac{V_p}{k_f \cdot n_p \cdot f_s} \quad (3.10)$$

onde a frequência de comutação é $f_s = \frac{1}{T}$

Supondo que o vetor densidade de fluxo $\vec{B}$ é constante e perpendicular à área efetiva da secção transversal do material magnético do núcleo A_{ef} , a relação entre a densidade de fluxo e o fluxo por espira é:

$$B_m = \frac{\phi}{A_{ef}} \quad (3.11)$$

De forma a evitar a saturação magnética e assegurar que o transformador funciona na zona linear da curva B-H deve garantir-se que $\phi \leq \phi_{sat}$ e consequentemente que $B_m \leq B_{sat}$.

Substituindo $\phi = B_m \cdot A_{ef}$ na equação (3.10) tem-se:

$$B_m \cdot A_{ef} = \frac{V_p}{k_f \cdot n_p \cdot f_s} \quad (3.12)$$

A seleção do material magnético do núcleo do transformador e as perdas por histerese à temperatura de serviço, permite obter o valor B_m , conforme o gráfico da figura 49, enquanto a dimensão do núcleo providência o valor de A_{ef} . Sabendo a tensão V_p , a frequência de comutação f_s e o fator de onda k_f , o número de espiras dos enrolamentos do primário, para a qual o valor escolhido de densidade de fluxo do núcleo do transformador esteja a funcionar na zona linear, poderá ser calculado através da expressão:

$$n_p = \frac{V_p}{k_f \cdot B_m \cdot A_{ef} \cdot f_s} \quad (3.13)$$

Por outro lado, se o valor de n_p for dado, então a área efetiva A_{ef} poderá ser calculada. Se ambos os valores, n_p e A_{ef} estão por determinar, então pelas equações anteriores temos:

$$V_p = k_f \cdot n_p \cdot B_m \cdot f_s \cdot A_{ef} \quad (3.14)$$

Multiplicando ambos os termos da equação pela corrente eficaz do primário I_p e considerando:

$$I_p = J_{co} \cdot A_{coP} \quad (3.15)$$

temos;

$$V_p \cdot I_p = k_f \cdot n_p \cdot B_m \cdot f_s \cdot A_{ef} \cdot I_p \quad (3.16)$$

$$\Leftrightarrow V_p \cdot I_p = k_f \cdot n_p \cdot B_m \cdot f_s \cdot A_{ef} \cdot J_{co} \cdot A_{coP} \quad (3.17)$$

onde J_{co} é a densidade de corrente elétrica e A_{coP} a área do condutor das espiras do primário. A área da secção do condutor pode também ser definida tendo em conta a área total da janela do núcleo A_w . Para tal e tendo em conta questões de otimização admite-se que a divisão das áreas ocupadas por cada enrolamento, do primário e secundário, deve ser feita proporcionalmente à relação entre a potência aparente nominal de cada enrolamento e a potência aparente total envolvida no transformador, ou seja, a soma das potências aparentes do primário e do secundário [23]. Pode escrever-se a seguinte equação:

$$A_{coP} \cdot n_p = A_w \cdot k_{co} \cdot r_{Sp} \quad (3.18)$$

Sendo k_{co} o fator de preenchimento do condutor, que é a relação entre a área efetiva do condutor e a área da janela que este ocupa devido à forma dos condutores e o seu

isolamento. Já r_{S_p} é a relação entre a potência aparente do primário S_p e a potência aparente total envolvida no transformador, definida como:

$$r_{S_p} = \frac{S_p}{S_p + \sum S_s} \quad (3.19)$$

Substituindo r_{S_p} na equação (3.18) e resolvendo em ordem a A_{cop} :

$$A_{cop} = \frac{A_w \cdot k_{co} \cdot S_p}{n_p \cdot (S_p + \sum S_s)} \quad (3.20)$$

Substituindo de novo A_{cop} na equação da corrente do primário (3.15):

$$I_p = \frac{J_{co} \cdot A_w \cdot k_{co} \cdot S_p}{n_p \cdot (S_p + \sum S_s)} \quad (3.21)$$

Voltando à expressão (3.12), resolvendo em ordem B_m e multiplicando ambos os termos da equação pela corrente I_p :

$$B_m \cdot I_p = \frac{V_p \cdot I_p}{A_{ef} \cdot k_f \cdot n_p \cdot f_s} \quad (3.22)$$

Substituindo I_p pela expressão (3.21) e sabendo que $S_p = V_p \cdot I_p$:

$$\frac{B_m \cdot J_{co} \cdot A_w \cdot k_{co} \cdot S_p}{n_p \cdot (S_p + \sum S_s)} = \frac{S_p}{A_{ef} \cdot k_f \cdot n_p \cdot f_s} \quad (3.23)$$

Resolvendo a equação em ordem do produto das áreas $A_p = A_{ef} \cdot A_w$:

$$\Leftrightarrow B_m \cdot J_{co} \cdot A_w \cdot k_{co} \cdot S_p = \frac{S_p \cdot n_p \cdot (S_p + \sum S_s)}{A_{ef} \cdot k_f \cdot n_p \cdot f_s} \quad (3.24)$$

$$\Leftrightarrow A_w = \frac{S_p \cdot n_p \cdot (S_p + \sum S_s)}{A_{ef} \cdot k_f \cdot n_p \cdot f_s \cdot B_m \cdot J_{co} \cdot k_{co} \cdot S_p} \quad (3.25)$$

$$\Leftrightarrow A_p = A_{ef} \cdot A_w = \frac{S_p + \sum S_s}{B_m \cdot J_{co} \cdot k_{co} \cdot k_f \cdot f_s} \quad (3.26)$$

Como o transformador apresenta apenas um enrolamento no secundário, então chega-se a expressão final:

$$A_p = \frac{S_p + S_s}{J_{co} \cdot k_{co} \cdot B_m \cdot k_f \cdot f_s} \quad (3.27)$$

Para o cálculo do valor do produto das áreas do núcleo, figuram parâmetros que não são ainda conhecidos uma vez que não são valores das características escolhidas para o

transformador. Assim, para estes valores serão assumidos valores típicos dos parâmetros de forma a poder escolher-se um determinado núcleo [23].

Para o fator de preenchimento k_{co} pode tomar os valores de:

$$k_{co} = \begin{cases} 0,9, & \text{Para fios circulares empilhados desfasadamente} \\ \frac{\pi}{4}, & \text{Para fios circulares empilhados verticalmente} \\ 0,4 \text{ ou } 0,3, & \text{Para espiras não arrumadas} \end{cases} \quad (3.28)$$

Admitiu-se $k_{co} = 0,3$

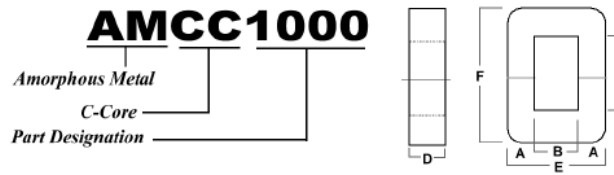
A densidade de corrente elétrica, J_{co} , é um parâmetro determinante nas perdas dos condutores, sendo necessário que o seu valor não seja demasiado elevado, nem demasiado baixo, pois seria necessário compactar muitos condutores em paralelo, aumentando também as dimensões do transformador.

Assumiui-se um valor de $J_{co} = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$ [23].

Com os parâmetros estimados, será possível calcular o produto das áreas:

$$\begin{aligned} A_P &= A_{ef} \cdot A_w = \frac{S_p + S_s}{J_{co} \cdot k_{co} \cdot B_m \cdot k_f \cdot f_s} = \\ &= \frac{5000 + 5000}{(3 \times 10^6) \times 0,3 \times 0,4 \times 4 \times (10 \times 10^3)} = 0,69 \times 10^{-6} \text{ m}^4 \rightarrow \mathbf{69 \text{ cm}^4} \end{aligned} \quad (3.29)$$

Tabela 10 - Dimensões modelos núcleo AMCC Amorfo [24]



	Core Dimensions										Performance Parameters				
	a(mm)	±	b(mm)	c(mm)	d(mm)	±	e(mm)	±	f(mm)	±	(lm) cm	ac (cm ²)	Wa (cm ²)	Ap (cm ⁴)	(gms)
AMCC 4	9.00	0.50	10.50	32.75	15.25	0.25	28.50	0.50	51.00	1.00	12.70	1.11	3.44	3.82	102
AMCC 6.3	10.0	0.50	11.00	33.0	20.00	0.50	31.00	1.00	53.00	2.00	13.10	1.60	3.60	5.80	150
AMCC 10	11.0	0.80	13.00	40.0	20.00	0.50	35.00	1.00	62.00	2.00	15.40	1.80	5.20	9.40	200
AMCC 8	11.0	0.80	13.00	30.0	20.00	0.50	35.00	1.00	52.00	2.00	13.20	1.80	3.90	7.00	170
AMCC 16B	11.0	0.80	13.00	50.0	25.00	0.50	35.00	1.00	72.00	2.00	16.90	2.30	6.50	15.0	280
AMCC 16A	11.0	0.80	13.00	40.0	25.00	0.50	35.00	1.00	62.00	2.00	15.10	2.30	5.20	12.0	250
AMCC 20	11.0	0.80	13.00	50.0	30.00	0.50	35.00	1.00	72.00	2.00	17.50	2.70	6.50	17.6	340
AMCC 40	13.0	0.80	15.00	56.0	35.00	0.50	41.00	1.00	82.00	2.00	19.90	3.70	8.40	31.1	530
AMCC 25	13.0	0.80	15.00	56.0	25.00	0.50	41.00	1.00	82.00	2.00	19.60	2.70	8.40	22.7	380
AMCC 32	13.0	0.80	15.00	56.0	30.00	0.50	41.00	1.00	82.00	2.00	20.00	3.20	8.40	26.9	460
AMCC 50	16.0	1.00	20.00	70.0	25.00	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	24.90	3.30	14.0	46.2	590
AMCC 63	16.0	1.00	20.00	70.0	30.00	0.50	52.00	1.00	102.0	3.00	25.30	3.90	14.0	54.6	710
AMCC 80	16.0	1.00	20.00	70.0	40.00	1.00	52.00	1.00	102.0	3.00	25.40	5.20	14.0	72.8	950

Para o modelo escolhido AMC80, os parâmetros do núcleo são os seguintes:

$$A_P \Rightarrow 69 \text{ cm}^4 \rightarrow 72,8 \text{ cm}^4$$

$$A_{ef} = 5,20 \text{ cm}^2$$

$$A_w = 14 \text{ cm}^2$$

$$M_N = 0,95 \text{ kg}$$

3.3.2. Perdas no núcleo ferromagnético

Para o efeito de obter as perdas no núcleo optou-se por um valor aproximado dado pela equação original de Steinmetz, OSE fornecida pelo fabricante da Metglas powerlite [24]:

$$P_{fe} = k_{cl} \cdot f_s^\alpha \cdot B_m^\beta \quad (3.30)$$

Em que:

P_{fe} : Perdas no núcleo do transformador;

k_{cl}, α e β : Constantes associadas às características do material ferromagnético

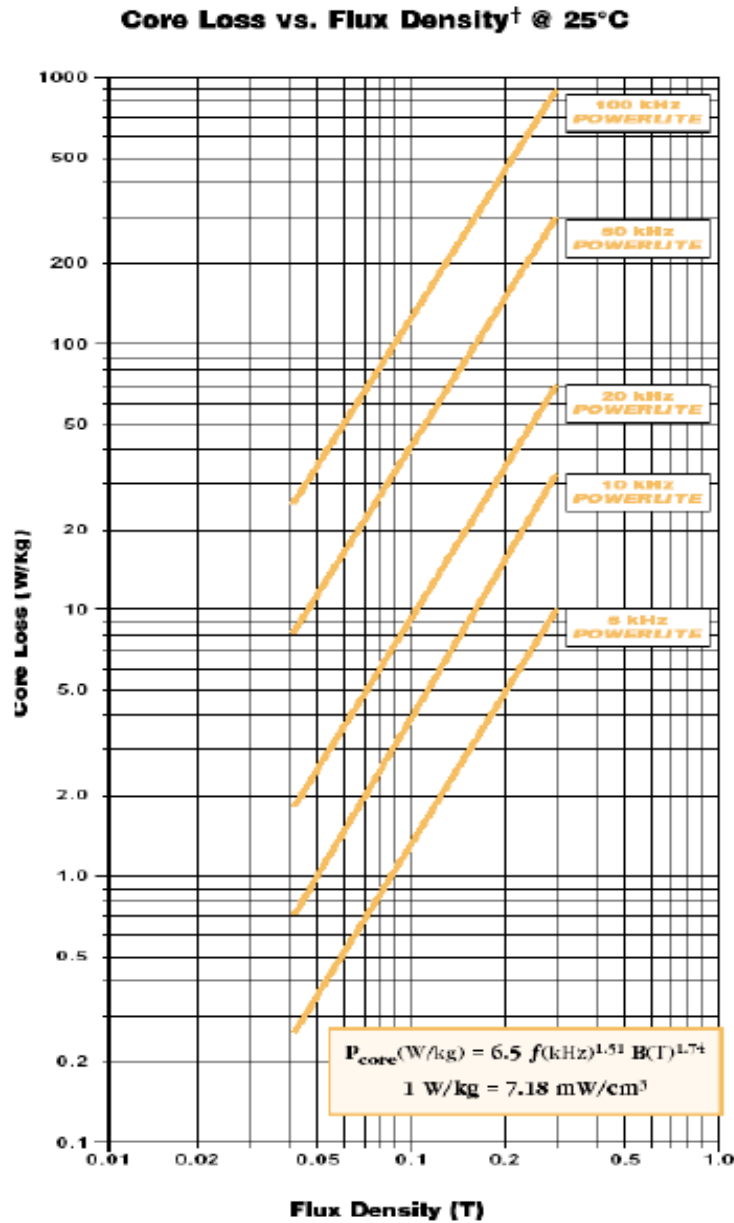


Figura 50 - Perdas por unidade de massa em função da densidade de fluxo magnético para várias frequências [24]

A figura 50, expressa o gráfico em que a equação de *Steinmetz* é baseada e fornecida pelo fabricante para estimar as perdas por unidade de massa a uma dada frequência com uma determinada densidade de fluxo magnético. As constantes associadas à equação são:

Tabela 11 - Constantes do material ferromagnético [24].

k_{cl}	α	β
6,5	1,51	1,74

$$P_{fe} = k_{cl} \cdot f_s^\alpha \cdot B_m^\beta = 6,5 \times 10^{1,51} \times 0,4^{1,74} = 43 \text{ W/kg} \quad (3.31)$$

Sabendo a massa do núcleo obtido através da tabela 10, $M_N = 0,95 \text{ kg}$, conclui-se que a potência de perdas no núcleo é dada por:

$$P_N = P_{fe} \cdot M_N = 43 \times 0,95 = 41 \text{ W} \quad (3.32)$$

3.3.3. Dimensões dos enrolamentos das espiras

Neste ponto, são realizados os cálculos associados aos enrolamentos do transformador. Não sendo relevante para o projeto, no entanto foi interessante obter as características físicas do material a utilizar no caso da construção do transformador.

3.3.3.1. Cálculo do número de espiras

Utilizando a expressão (3.13) e o valor obtido anteriormente da área efetiva do núcleo do transformador, A_{ef} , podemos chegar ao número de espiras.

Convertendo as unidades da A_{ef} para m^2 :

$$A_{ef} = 5,20 \text{ cm}^2 \rightarrow 520 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

Substituindo na expressão (3.13):

$$n_p = \frac{V_p}{k_f \cdot B_m \cdot A_{ef} \cdot f_s} = \frac{340}{4 \times 0,4 \times (520 \times 10^{-6}) \times (10 \times 10^3)} \approx 41 \text{ espiras} \quad (3.33)$$

O número de espiras calculado, garante que o fluxo magnético do núcleo não entre na zona saturação, porque foi utilizado um valor de densidade de fluxo magnético, B_m , que se encontra na zona linear da curva de magnetização (figura 49), ainda assim, o número de espiras no enrolamento do primário foi fixado em $n_p = 50$ de modo a aumentar a margem de segurança da saturação. Como a relação transformação é unitária, será considerado o mesmo número de espiras para o secundário, ou seja, $n_p = n_s = 50$.

3.3.3.2. Profundidade do efeito pelicular (Skin depth)

Quando se trabalha a frequências elevadas, existe um fenómeno físico nos condutores caracterizado pela repulsão entre linhas de corrente elétrica, criando a tendência desta para fluir na superfície dos condutores, levando a um maior aumento de resistência [27].

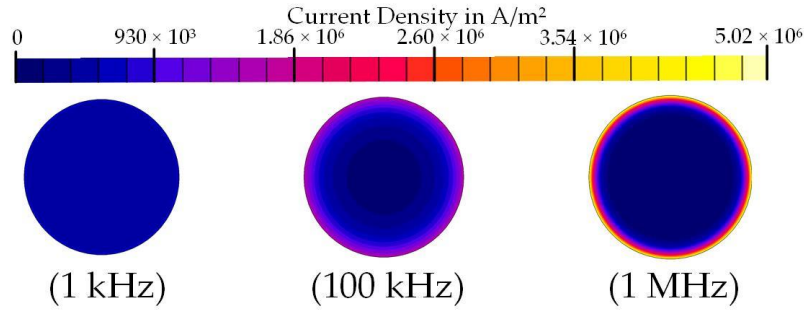


Figura 51 – Efeito pelicular de um condutor de 2 mm para várias frequências [27]

A figura 51 representa o efeito pelicular num condutor circular para três gamas de frequências, observando-se o efeito pelicular nas gamas de 100 kHz e 1 MHz, onde a densidade de corrente é maior junto à superfície do fio.

Este efeito é proporcional à intensidade da corrente e aumenta com a raiz quadrada da frequência, sendo somente encontrado em condutores submetidos a corrente alternada [28]. A fórmula é dada por:

$$\delta_{SD} = \sqrt{\frac{\rho_{co}}{\pi \cdot f_s \cdot \mu_0}} \quad (3.34)$$

ρ_{co} : Resistividade do condutor de cobre a 25°C ($1,72 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$)

f_s : Frequência da forma de onda sinusoidal da corrente no enrolamento

μ_0 : Permeabilidade do ar ($4\pi \times 10^{-7} H/m$)

δ_{SD} : Profundidade de penetração do efeito pelicular (Skin depth)

Calculando a profundidade de penetração à frequência do SST do trabalho:

$$\delta_{SD} = \sqrt{\frac{1,72 \times 10^{-8}}{\pi \times (10 \times 10^3) \times (4\pi \times 10^{-7})}} = 660 \times 10^{-6} m \quad (3.35)$$

Os enrolamentos das espiras construídos a partir de fios paralelos ou fio *Litz*, poderão ser usados para mitigar as perdas por efeito pelicular nos transformadores de alta frequência, no entanto estes tipos de fios são complexos de construir e podem gerar desequilíbrios na distribuição de corrente entre os fios dos enrolamentos [27].

3.3.3.3. Dimensões dos fios do enrolamento

Partindo do princípio de que a frequência de comutação escolhida de 10kHz, não seja suficientemente capaz de produzir o efeito pelicular relevante na superfície do fio de cobre, segundo a figura 51, podemos considerar este fenómeno desprezável. Foi escolhido para a constituição dos enrolamentos, um fio unifilar circular.

É possível calcular a área dos fios através da profundidade de penetração do efeito pelicular obtido em (3.37) [26]:

$$D_{AWG} = 2 \cdot \delta_{SD} = 2 \times 0,66 = 1,32 \text{ mm} \quad (3.36)$$

D_{AWG} : Diâmetro do fio desejável;

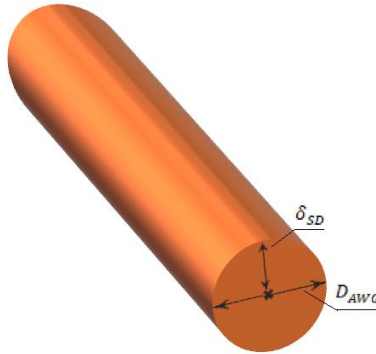


Figura 52 – Ilustração do fio de cobre unifilar circular

Através do diâmetro do fio podemos chegar à sua área:

$$A_{AWG} = \frac{\pi \cdot D_{AWG}^2}{4} = \frac{\pi \times 1,32^2}{4} = 1,37 \text{ mm}^2 \quad (3.37)$$

A_{AWG} : Área do fio sem revestimento;

O valor obtido da área do fio poderá ser aproximado a um valor tabulado descrito na tabela seguinte:

Tabela 12 - Dimensões dos condutores AWG

AWG	Diameter [inches]	Diameter [mm]	Area [mm ²]	Resistance [Ohms / 1000 ft]	Resistance [Ohms / km]	Max Current [Amperes]	Max Frequency for 100% skin depth
0000 (4/0)	0.46	11.684	107	0.049	0.16072	302	125 Hz
000 (3/0)	0.4096	10.40384	85	0.0618	0.202704	239	160 Hz
00 (2/0)	0.3648	9.26592	67.4	0.0779	0.255512	190	200 Hz
0 (1/0)	0.3249	8.25246	53.5	0.0983	0.322424	150	250 Hz
1	0.2893	7.34822	42.4	0.1239	0.406392	119	325 Hz
2	0.2576	6.54304	33.6	0.1563	0.512664	94	410 Hz
3	0.2294	5.82676	26.7	0.197	0.64616	75	500 Hz
4	0.2043	5.18922	21.2	0.2485	0.81508	60	650 Hz
5	0.1819	4.62026	16.8	0.3133	1.027624	47	810 Hz
6	0.162	4.1148	13.3	0.3951	1.295928	37	1100 Hz
7	0.1443	3.66522	10.5	0.4982	1.634096	30	1300 Hz
8	0.1285	3.2639	8.37	0.6282	2.060496	24	1650 Hz
9	0.1144	2.90576	6.63	0.7921	2.598088	19	2050 Hz
10	0.1019	2.58826	5.26	0.9989	3.276392	15	2600 Hz
11	0.0907	2.30378	4.17	1.26	4.1328	12	3200 Hz
12	0.0808	2.05232	3.31	1.588	5.20864	9.3	4150 Hz
13	0.072	1.8288	2.62	2.003	6.56984	7.4	5300 Hz
14	0.0641	1.62814	2.08	2.525	8.282	5.9	6700 Hz
15	0.0571	1.45034	1.65	3.184	10.44352	4.7	8250 Hz
16	0.0508	1.29032	1.31	4.016	13.17248	3.7	11 k Hz
17	0.0453	1.15062	1.04	5.064	16.60992	2.9	13 k Hz
18	0.0403	1.02362	0.823	6.385	20.9428	2.3	17 kHz
19	0.0359	0.91186	0.653	8.051	26.40728	1.8	21 kHz
20	0.032	0.8128	0.518	10.15	33.292	1.5	27 kHz

Através das áreas do fio calculados anteriormente e analisando a tabela 12, o tipo de fio escolhido para os enrolamentos do primário e para o secundário será 16 AWG de $1,31 \text{ mm}^2$.

❖ Capítulo 4

- Resultados obtidos do modelo de simulação

4. Resultados do modelo de simulação

De modo a verificar a operação e as considerações teóricas do sistema proposto, este foi implementado numa ferramenta de simulação de conversores eletrónicos de potência, nomeadamente através do programa PLECS®. Através deste programa, foi assim possível simular o sistema proposto, conforme será apresentado neste capítulo. Deste modo, serão apresentadas as formas de onda da tensão do transformador MT e dos barramentos CC, obtidos como resultados das seguintes simulações:

- Simulação 1: Desequilíbrio de cargas no sistema.
- Simulação 2: Desligação da Rede Elétrica e autonomia energética do sistema.

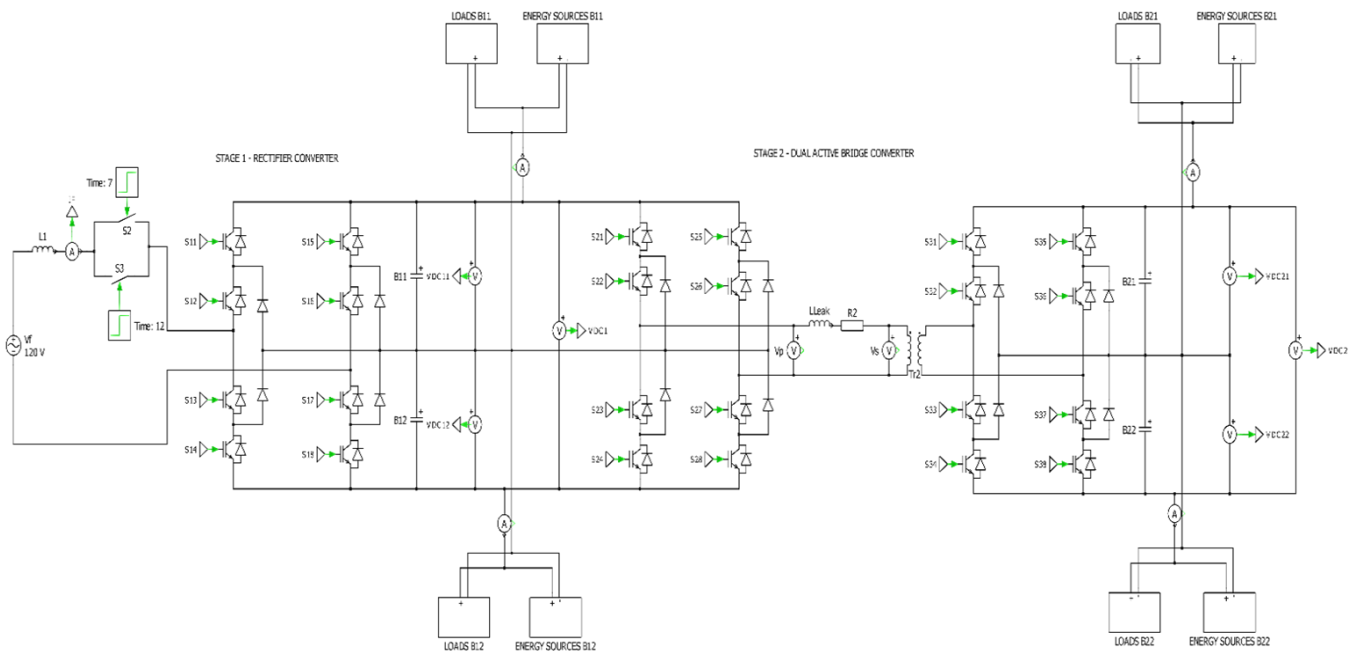


Figura 53 - Modelo de simulação do SST

A figura 53 representa o sistema proposto que foi implementado no referido programa de simulação, e que traduz o esquemático da figura 15. Foi utilizado à entrada do sistema SST uma fonte CA com uma tensão de 120 V que reflete uma rede elétrica monofásica. Em relação à construção dos dois estágios, utilizou-se uma combinação de semicondutores IGBT's e díodos de modo a criar a estrutura dos conversores do tipo multinível NPC. Entre os conversores, estão os condensadores de barramentos CC, que fazem de interface entre o SST e as cargas resistivas (simbolizando edifícios ou pequenas indústrias) e fontes de tensão contínua de 170 V (simbolizando fontes de energia renovável ou outras fontes de energia não renovável).

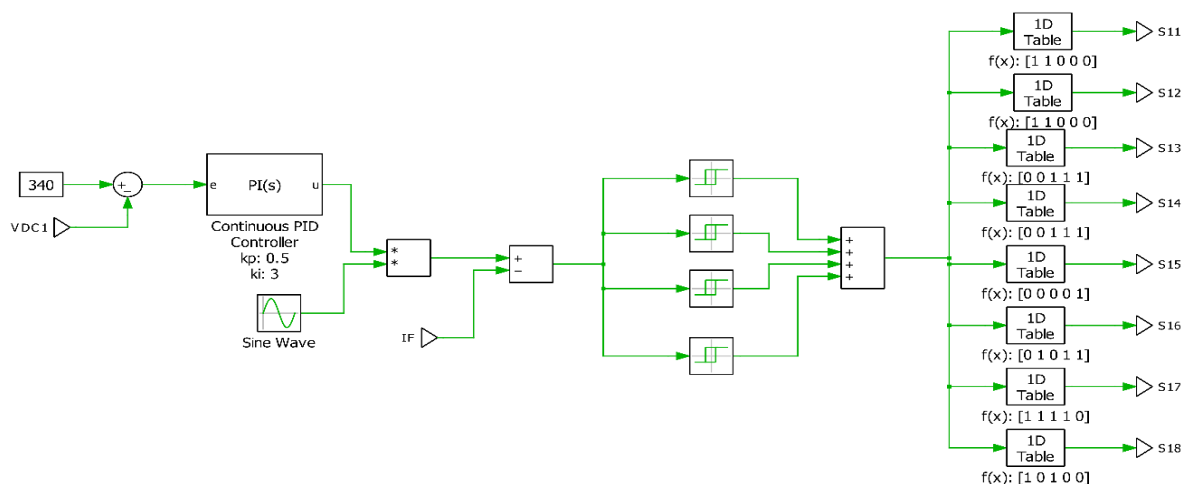


Figura 54 - Método de controlo do 1º estágio

O esquema observado na figura 54, representa o esquema de controlo do conversor do 1º estágio do SST. Baseado na figura 17 e já referido no ponto 3.1, o controlador coloca na saída a combinação de comutação dos semicondutores mais adequada, conforme a interação do erro de corrente com as fronteiras das bandas de histerese de modo a tensão de saída esteja próxima da tensão de referência de 340V.

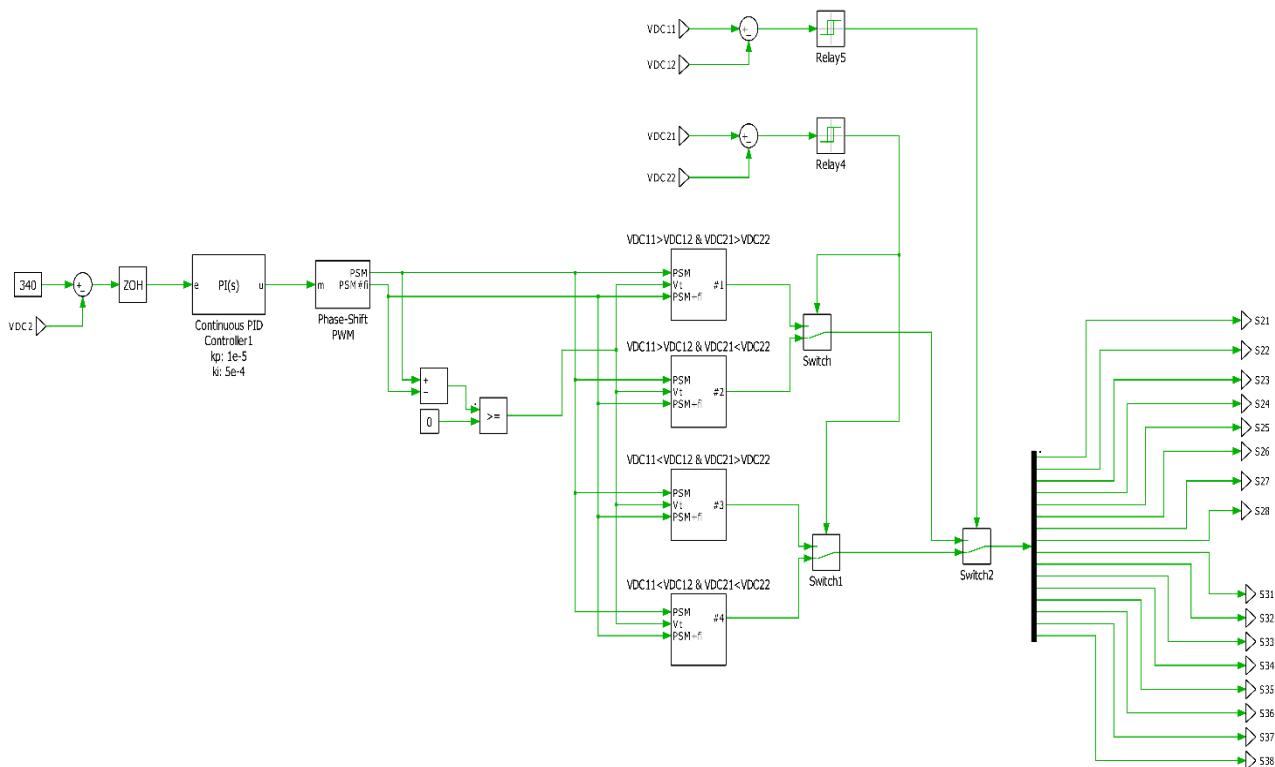


Figura 55 - Método de controlo do 2º estágio

Já o esquema de controlo do 2º estágio (figura 55), baseado na figura 47, irá comparar a tensão medida à saída do conversor DAB (V_{DC2}) com a tensão *set-point* de 340V. À semelhança do bloco do controlo do 1º estágio, também é utilizado um controlador PI

com os ganhos proporcional e integral ajustados em $K_p = 1e^{-5}$ e $K_i = 5e^{-4}$ respetivamente. Posteriormente será originado dois sinais unitários desfasados, de frequência 10 kHz e fator de ciclo de 50% a partir do bloco “*Phase Shift PWM*”. Entretanto estes sinais serão processados de modo a criarem as quatro condições possíveis de desequilíbrio das tensões nos condensadores dos barramentos CC. Conforme a condição de desequilíbrio que se venha a verificar, o controlador coloca na saída a combinação de comutação dos IGBT’s por forma a realizar a carga ou descarga dos condensadores até ocorrer o equilíbrio.

4.1. Simulação 1: Desequilíbrio de cargas no sistema

O objetivo da simulação 1 é observar a resposta do sistema nomeadamente das tensões dos barramentos CC ao provocar um desequilíbrio, ou seja, variações nas cargas resistivas ligadas nos barramentos B11 e B22.

Numa amostragem de 15 segundos, a simulação é dividida em 2 etapas:

1. Entrada em serviço do sistema com cargas equilibradas;
2. Desequilíbrio das cargas dos barramentos B11 e B22.

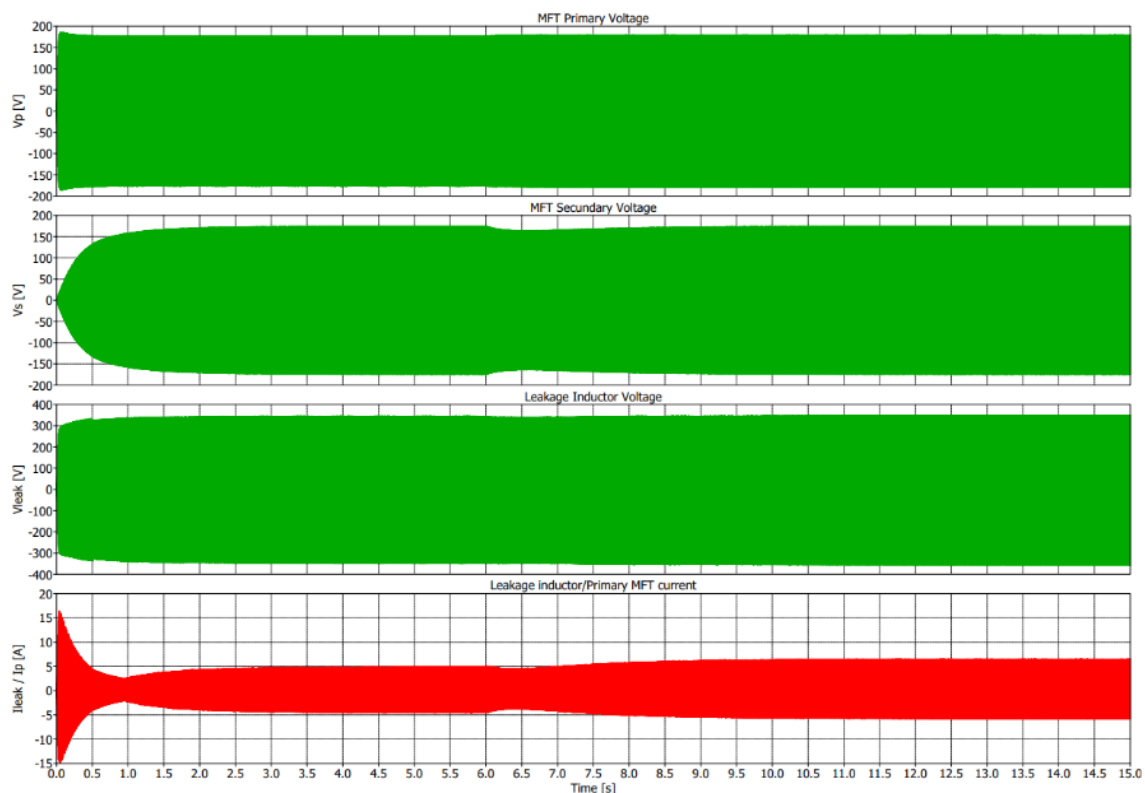


Figura 56 - Formas de onda do transformador Tensão primário (Vp); Tensão secundário (Vs); Tensão indutância auxiliar (Vleak); Corrente primário (Ip) - Simulação 1

A figura 56 mostra as formas de onda do transformador obtidas da simulação 1.

O intervalo de tempo entre 0 e 6 segundos caracteriza a primeira etapa, onde se observa o transitório inicial até ao regime estacionário. Após o instante $t=6$ s, dá-se o início da segunda etapa que é caracterizada com a variação das resistências ligadas aos barramentos mencionados anteriormente, de 200Ω para 125Ω , verificando-se uma ligeira queda de tensão na tensão do secundário e um aumento gradual da corrente do transformador até à sua estabilização.

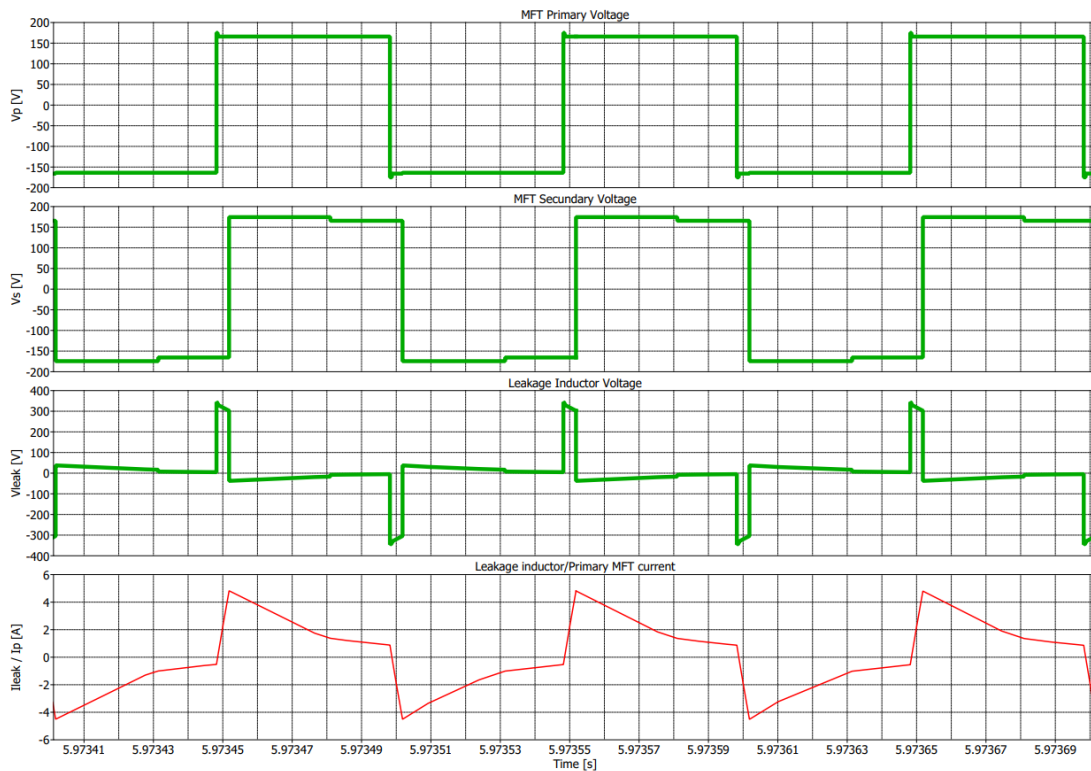


Figura 57 - Regime permanente etapa 1 das formas de onda do transformador Simulação 1

A figura 57 representa as formas de onda das tensões e corrente do transformador na etapa 1. Observa-se um ligeiro desfasamento angular entre a tensão do primário e a do secundário o que origina um período em que a tensão da bobina auxiliar V_{Leak} , é positiva ou negativa. Quanto maior for o desfasamento, maior é a amplitude da corrente do transformador.

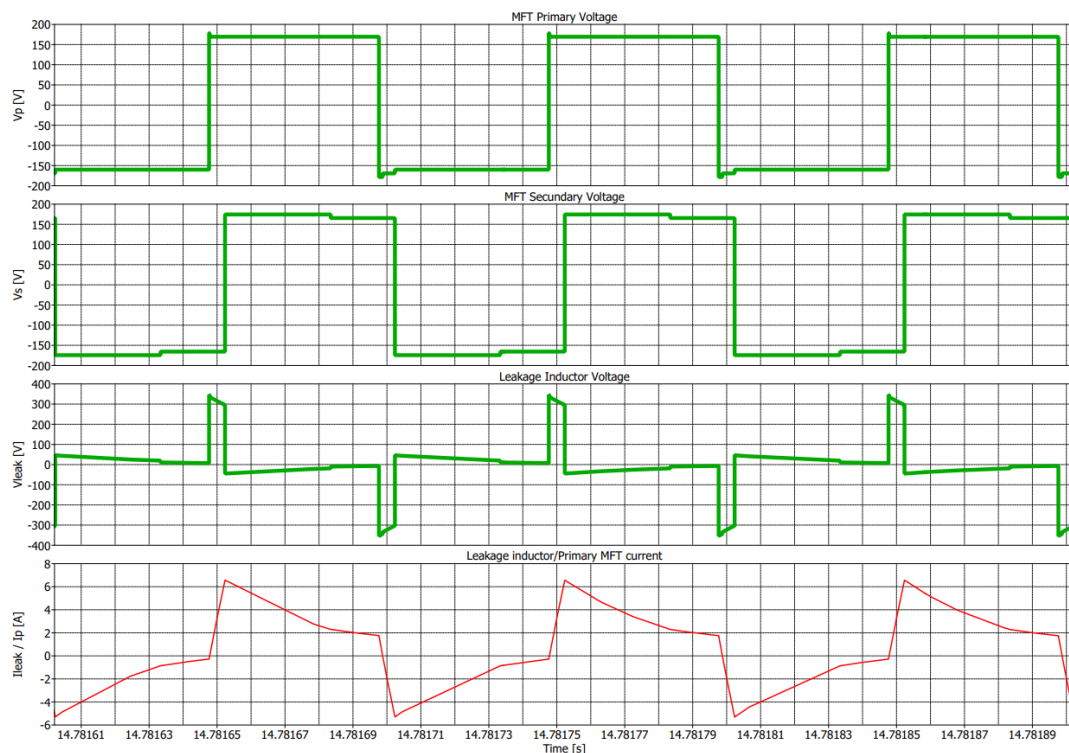


Figura 58 - Regime permanente etapa 2 das formas de onda do transformador Simulação 1

A figura 58 representa as formas de onda das tensões e corrente do transformador na etapa 2. Após o desequilíbrio de cargas e em regime permanente, os sinais de tensão continuam semelhantes, exceto o sinal de corrente que aumentou ligeiramente em amplitude de aproximadamente 4 A para 6 A devido à redução da carga nos barramentos DC.

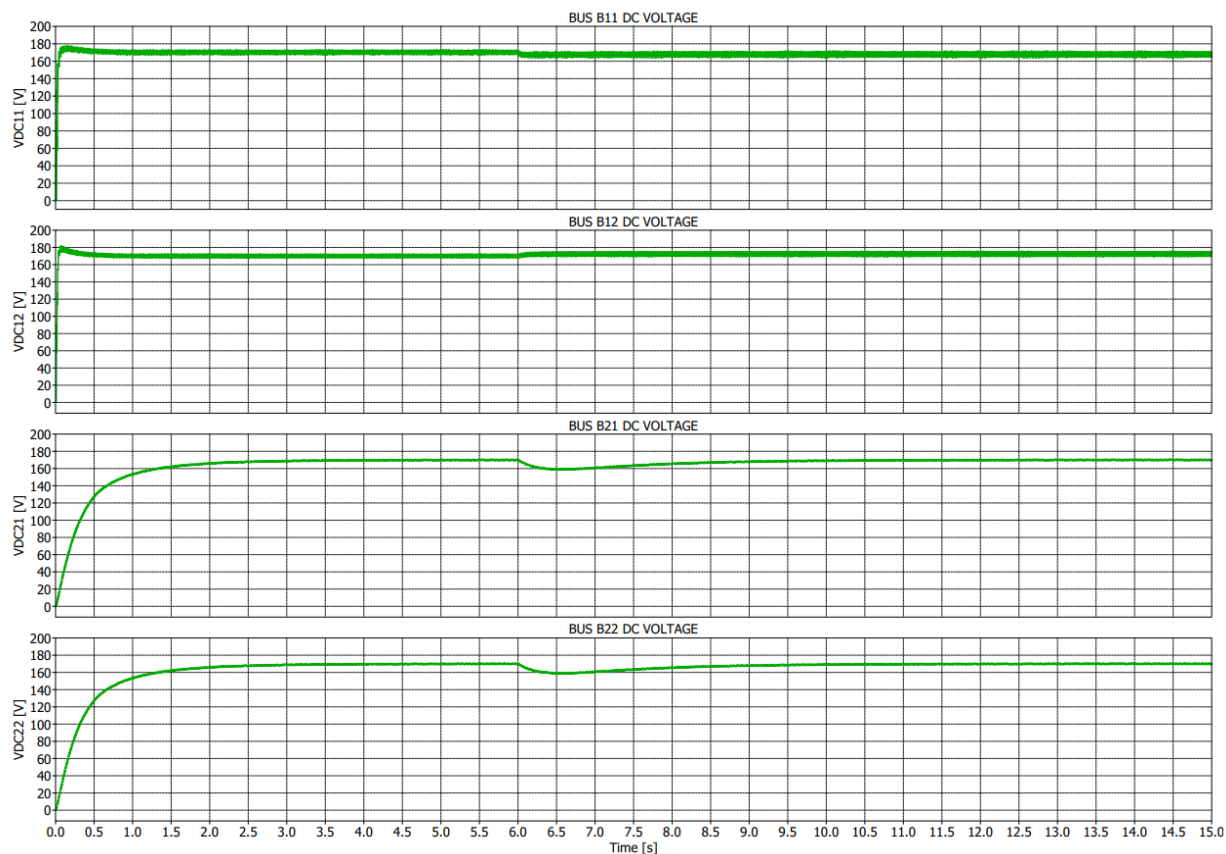


Figura 59 - Tensões em CC nos barramentos: B11 (VDC11); B12 (VDC12); B21 (VDC21); B22 (VDC22) – Simulação 1

Como indicadores principais do bom funcionamento e estabilidade do sistema SST, as tensões obtidas nos barramentos CC são apresentadas na figura 59 para o caso da simulação 1. Na amostra de tempo de simulação e no instante $t=6$ s, observa-se a reação das tensões ao desequilíbrio provocado pela variação da carga, originando cavas de tensão, especialmente mais acentuadas em VC21 e VDC22, no entanto com uma amplitude não superior a 10% da tensão nominal, o que não aparenta ser problemático.

Conclui-se que para a simulação 1 o sistema de controlo rapidamente restabelece os níveis de tensão de referência de aproximadamente 170 V a partir do instante $t=9$ s.

4.2. Simulação 2: Desligação da Rede Elétrica e autonomia energética do sistema

A segunda simulação consiste em observar a resposta do sistema caso este se desligue da Rede Elétrica, por exemplo, avarias inesperadas a montante como *blackouts*.

Após a desligação, será observado a entrada em serviço das fontes de energia, como centrais solares fotovoltaicas, hídricas e eólicas que suportarão as cargas conectadas aos barramentos CC. Numa amostragem de 15 segundos será realizado três etapas:

1. Desligação da rede;
2. Entrada em serviço de fontes de energia auxiliares;
3. Restabelecimento da ligação com a rede.

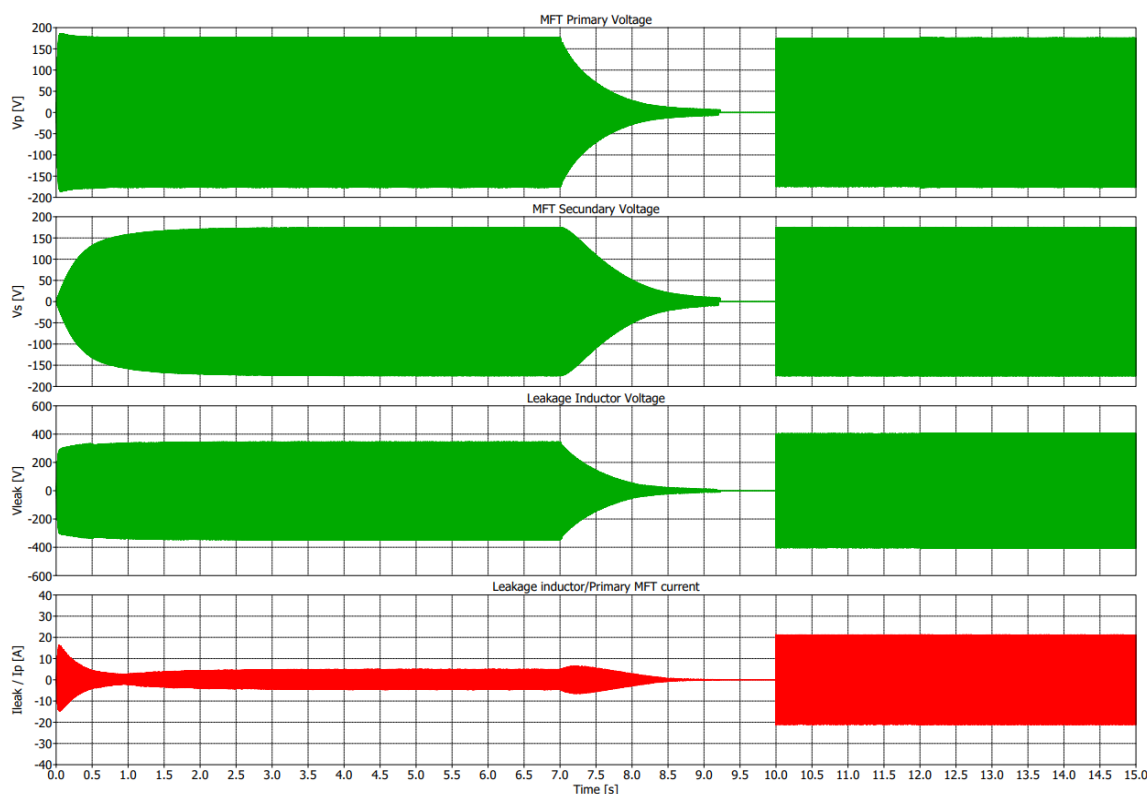


Figura 60 - Formas de onda do transformador Tensão primário (V_p); Tensão secundário (V_s); Tensão indutância auxiliar (V_{leak}); Corrente primário (I_p) - Simulação 2

A figura 60 mostra as formas de onda do transformador obtidas da simulação 2. O intervalo de tempo entre 0 e 7 segundos caracteriza a primeira etapa, onde se observa o transitório inicial até ao regime estacionário. Após o instante $t=7$ s, dá-se o início da segunda etapa que é caracterizada com a desligação do sistema SST da rede elétrica.

Durante os instantes seguintes, observa-se o descarregamento das tensões dos condensadores dos barramentos até atingirem o valor nulo. Em $t=10$ s entram em

funcionamento as fontes de corrente contínua ligadas aos barramentos, o que simula a entrada em serviço das centrais de geração de energia renovável e/ou não renovável. Por fim, a 3ª etapa em $t=12s$, o circuito do sistema SST é ligado de novo à Rede elétrica em conjunto com as fontes ligadas aos barramentos.

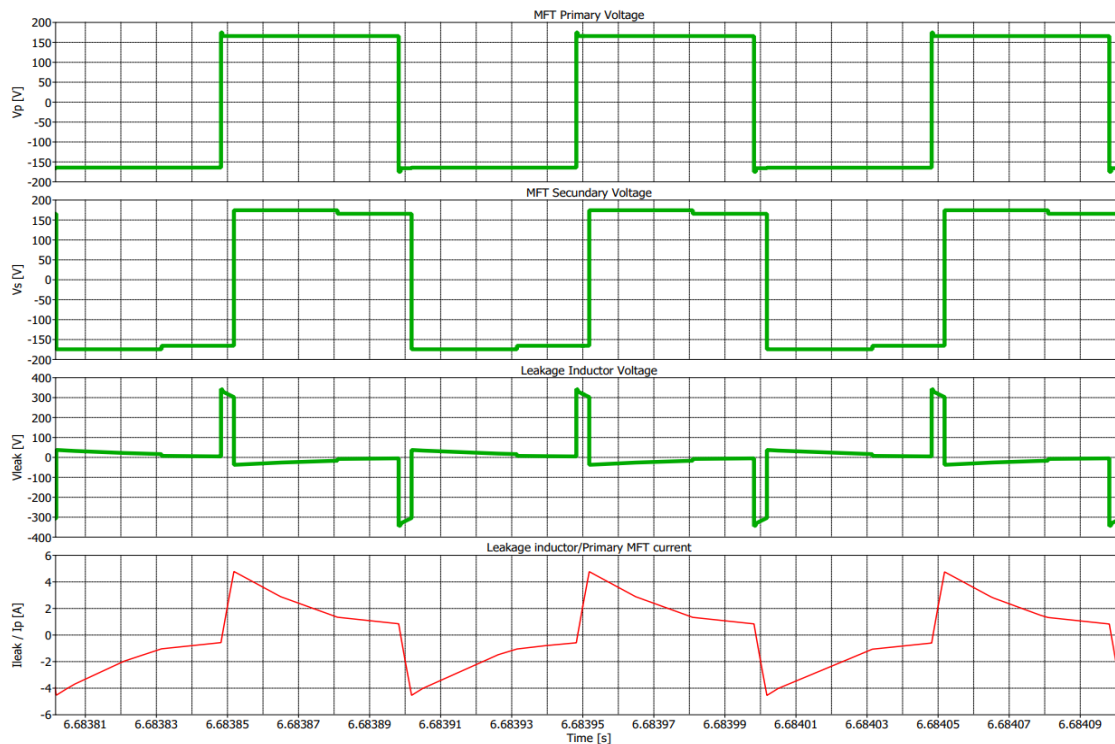


Figura 61 - Regime permanente etapa 1 - formas de onda do transformador Simulação 2

A figura 61 representa as formas de onda das tensões e corrente do transformador na etapa 1 e nos instantes antes da desligação da rede. As conclusões retiradas são semelhantes às formas de onda da figura 57.

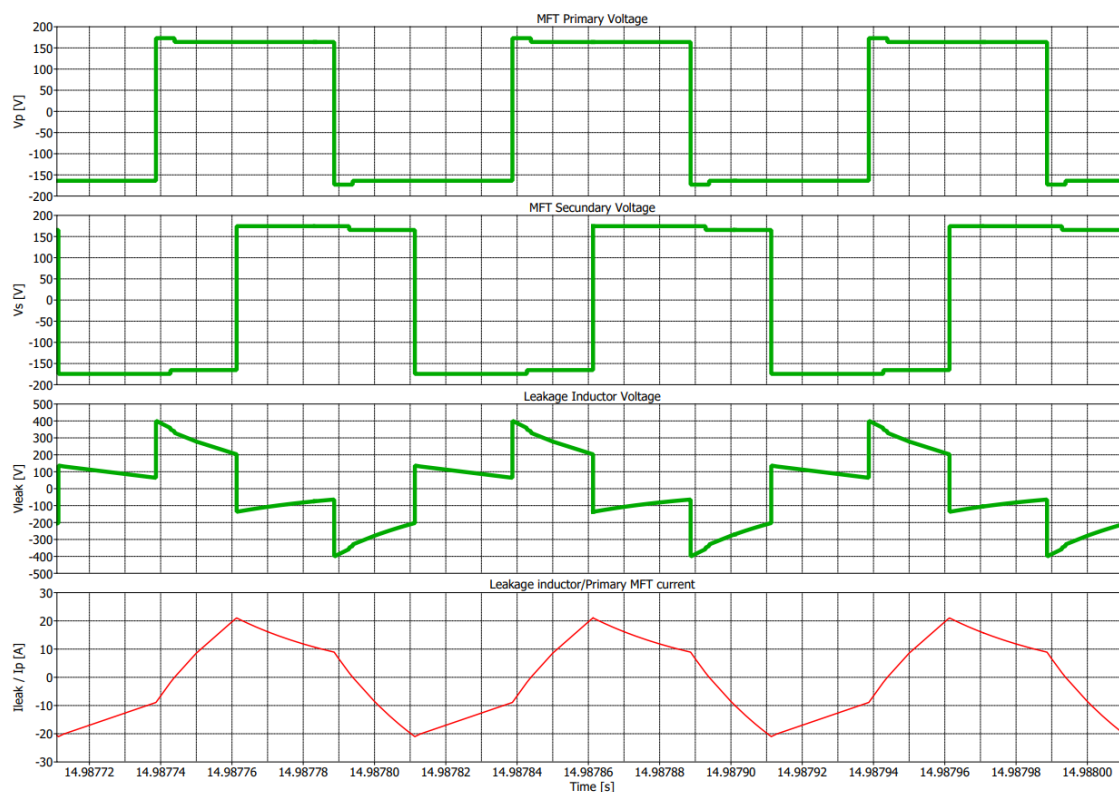


Figura 62 - Regime permanente etapa 3 - formas de onda do transformador Simulação 2

Observa-se na figura 62 as formas de onda do transformador em regime permanente na etapa 3 em que está restabelecida a ligação do sistema SST à rede elétrica e ao mesmo tempo ligadas as fontes de energia externas aos barramentos CC. Nota-se um aumento significativo da corrente do transformador I_p , o que implica diretamente um maior desfasamento angular da tensão do secundário V_s em relação à tensão do primário V_p .

O aumento da corrente do transformador poderá estar relacionado com a ligação das fontes de energia auxiliares ligadas aos barramentos CC.

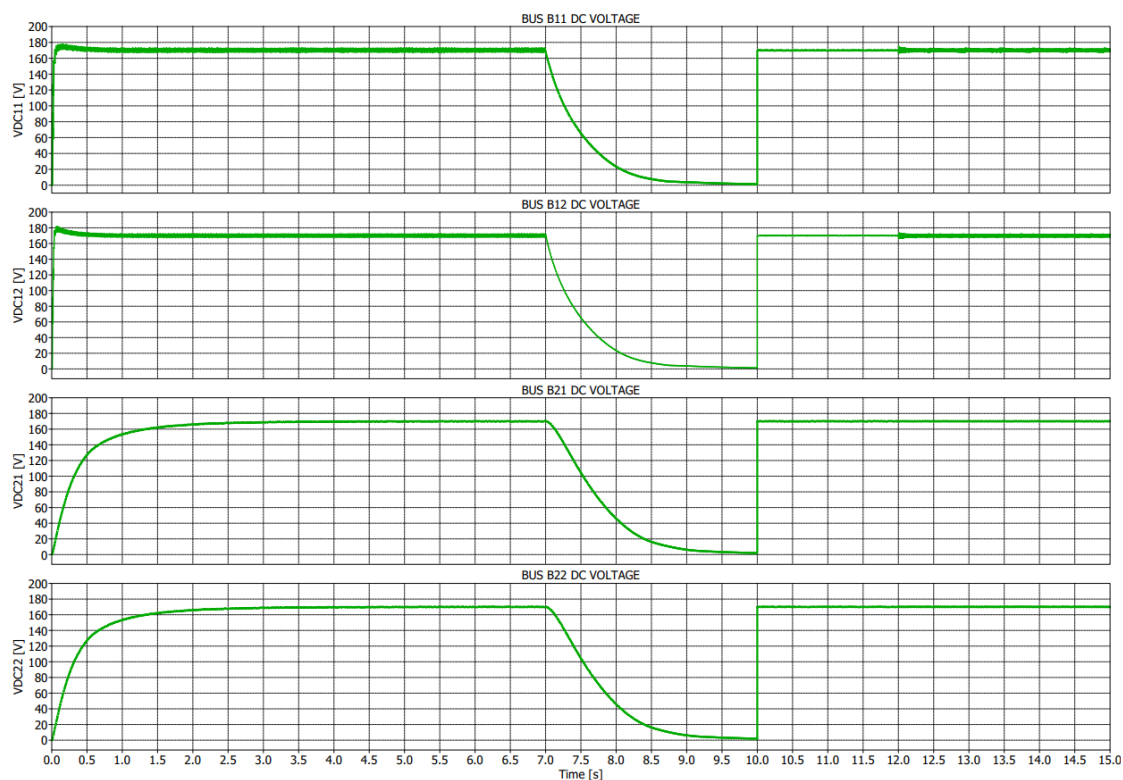


Figura 63 - Tensões em CC nos barramentos: B11 (VDC11); B12 (VDC12); B21 (VDC21); B22 (VDC22) – Simulação 2

As tensões CC, observadas na figura 63, correspondem ao esperado face às condições impostas na simulação 2. O controlo do sistema garante que as tensões de barramento atingem os valores de referência de 170 V, para $t=7s$, onde ocorre a desligação da rede. No instante $t=10s$, as fontes auxiliares entram em serviço, fazendo com que as cargas sejam alimentadas de forma independente da rede elétrica, à tensão de referência de 170V. Por fim, em $t=12s$, a rede elétrica é restabelecida ao sistema SST, não se verificando anomalias significativas nas tensões nesta transição de etapa.

❖ Capítulo 5

- Conclusões do trabalho
- Perspetivas de trabalho futuro

5. Conclusão

5.1. Conclusões do trabalho realizado

No futuro, o SST será uma componente chave para redes inteligentes no que diz respeito ao controlo do trânsito de potência elétrica e novas funcionalidades revolucionárias da rede inteligente para mitigar problemas de qualidade da energia, melhorar os índices de confiabilidade, compensação de potência reativa e eficiência.

Neste trabalho foi apresentado uma revisão abrangente de topologias SST, em que são descritos os três tipos mais comuns, SST's de um, dois e três estágios e discutiu-se algumas das suas aplicações, como produção de energia eólica offshore e aplicações em locomotivas, onde a instalação é feita em locais remotos e em espaços confinados. A relação proporcional inversa entre a frequência das grandezas do SST e a secção do núcleo, área da janela do núcleo e a secção dos enrolamentos das espiras, tem implicações nas suas dimensões, o que traz vantagens no transporte e instalação do sistema SST.

Escolheu-se a topologia SST de dois estágios para o modelo de simulação.

O estudo dos estágios do SST é também especificado. Em primeiro lugar, foi estudado o primeiro estágio, que é formado pela topologia conversor fonte de tensão de ponto neutro fixo, disponibilizando três níveis de tensão aos seus terminais. Tem a capacidade bidirecional do fluxo de potência e está apto para operar com tensões mais elevadas porque este tipo de conversor é constituído por um maior número de IGBT (oito), comparativamente ao conversor de quatro IGBT, criando assim uma maior divisão de tensão entre transístores. Em relação ao sistema de controlo para o primeiro estágio, adotou-se a modulação por histerese multibanda de cinco níveis de tensão, que seleciona a sequência mais apropriada de comutação dos semicondutores, de modo a controlar o erro de corrente e, ao mesmo tempo, manter a tensão aos terminais dos barramentos CC o mais equilibrada possível e próxima da tensão de referência, sendo esse objetivo alcançado no trabalho.

O desenvolvimento do segundo estágio, formado pela topologia conversor CC-CC de ponte ativa dupla (*DAB*) e também com ponto neutro fixo (*NPC*), foi a parte mais complexa do trabalho, pois este estágio é o cérebro do SST, sendo responsável por garantir e equilibrar as tensões CC nos barramentos bipolares, face às variações das cargas nelas associadas.

De modo a dar resposta à complexidade do equilíbrio das tensões, foi criado um controlo em cadeia fechada que constitui as seguintes ações:

- Controlo por ação PI. Controla o sinal de erro e o tempo de resposta do sistema a convergir a tensão medida aos terminais do conversor, com a tensão de referência ou *set-point*;
- Modulação por desfasamento angular. Gera dois sinais desfasados. Se o fluxo da potência tem o sentido primário → secundário, então o sinal de controlo dos semicondutores do lado secundário estará em atraso em relação ao sinal de controlo dos semicondutores do primário. Caso contrário, se o fluxo de potência for secundário → primário, então o sinal do secundário estará em avanço em relação aos sinais do primário.
- Listagem onde são formadas as possíveis condições de desequilíbrio nos barramentos bipolares CC. A cada condição é atribuída uma combinação binária para comutar os semicondutores das pontes do conversor.
- Medição e comparação das tensões dos barramentos. O sistema deteta constantemente qual a condição de desequilíbrio que se verifica no momento e coloca na saída do sistema de controlo, a combinação binária respetiva, fazendo com que o sentido da corrente imposta, carregue ou descarregue os condensadores de modo a atingirem o equilíbrio de tensão.

O capítulo 4 foi dedicado ao dimensionamento do transformador, não sendo relevante para o modelo de simulação, foi interessante estudar as formas de obter as características físicas e técnicas das envolventes do transformador. Tais envolventes passam pela escolha das dimensões do núcleo, recorrendo ao produto das áreas, os enrolamentos das espiras, as perdas do núcleo e o cálculo da indutância auxiliar que tem importância para o funcionamento do SST, pois esta bobina armazena energia suficiente de modo a garantir que a tensão nos semicondutores chegue a zero num tempo inferior ao tempo morto na zona de operação (ZVS).

Por último, o capítulo 5 consistiu em duas simulações com uma amostra de 15 segundos, efetuadas para testar a eficácia dos sistemas de controlo. As simulações foram as seguintes:

- Simulação 1: Desequilíbrio de cargas no sistema; que caracteriza um cenário real em que ocorre um desequilíbrio de cargas resistivas ligadas nos barramentos.

Após provocar o desequilíbrio, observou-se cavas nas tensões dos barramentos CC e no transformador, mas mais acentuada nas tensões a jusante do transformador V_s , V_{DC21} e V_{DC22} . A estabilização das tensões até *set-point* definido, levou cerca de 2 segundos, o que se pode considerar que o controlo foi eficaz. Como o desequilíbrio das cargas dos barramentos fez diminuir a resistência do circuito, observou-se um aumento da desfasagem entre a tensão do primário e do secundário, o que implicou diretamente um aumento na corrente que passa pelo transformador.

- Simulação 2: Desligação da Rede Elétrica e autonomia energética do sistema, como o nome indica, o modelo foi capaz de simular a desligação do circuito do SST de uma fonte tensão CA, simbolizando a rede elétrica. Instantes depois, o modelo liga, através de interruptores temporizados, as fontes de corrente contínua simbolizando fontes de energia renovável que suportam a rede bipolar CC. Observou-se pelas formas de onda que o sistema correspondeu às expectativas ao manter as tensões dos barramentos perto do *set-point*, no entanto observou-se um aumento da corrente do transformador, dando origem a um desfasamento significativo entre a tensão do primário e do secundário.

5.2. Perspetivas de trabalho futuro

De um modo geral, o objetivo do trabalho foi atingido, no entanto devido à complexidade do controlo do conversor DAB, decidiu-se controlar o trânsito de potências apenas no sentido primário $\rightarrow$ secundário. Seria interessante complementar o modelo de simulação, com um sistema de controlo capaz de controlar o fluxo de potência nos dois sentidos, visto que essa é uma das maiores virtudes de um transformador estado-sólido.

Uma outra perspetiva de trabalho futuro é a otimização do rendimento do transformador, minimizando as perdas no núcleo e nos enrolamentos.

Por último, se for considerado um projeto mais ambicioso, seria interessante criar um protótipo físico do sistema do SST ligando-o a uma fonte CA de 120V e a condensadores, de modo a simular os barramentos bipolares em corrente contínua. Tais barramentos poderão ser alimentados pela fonte de alimentação principal e/ou pelas fontes auxiliares de energia renovável, como por exemplo uma turbina eólica ou um painel solar fotovoltaico de pequenas dimensões.

Bibliografia

- [1] “Atualidade - Parlamento Europeu,” 2021. [Online]. Available: <https://www.europarl.europa.eu/news/pt/headlines/society/20180305STO99003/reducao-das-emissoes-de-carbono-metas-e-iniciativas-da-uniao-europeia>. [Acedido em Setembro 2021].
- [2] “Abu-Siada, A. & Budiri, Jad & Abdou, Ahmed. (2018). Solid State Transformers Topologies, Controllers, and Applications: State-of-the-Art Literature Review. Electronics. 7. 298. 10.3390/electronics7110298.”.
- [3] “Kirsten, André. (2014). Metodologia de Projeto do Conversor DAB Aplicado a Transformadores de Estado Sólido. 10.13140/RG.2.2.18984.88325.”.
- [4] “M. Chalbi and G. Boukettaya, "Review on Solid State Transformer Based on Microgrids Architectures," 2021 18th International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices (SSD), 2021, pp. 1120-1126, doi: 10.1109/SSD52085.2021.9429444.”.
- [5] “Rodrigues, Welbert & Santana, Rosane & Cota, A.P.L. & Cortizo, Porfirio & Morais, L.M.F.. (2016). Aplicação do Transformador de Estado Sólido em Sistemas de Distribuição. 10.20906/CPS/SBSE2016-0398.”.
- [6] “X. She, A. Q. Huang and R. Burgos, "Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics,,” pp. vol. 1, no. 3, pp. 186-198, Sept. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2277917..
- [7] “N. Kimura, T. Morizane, I. Iyoda, K. Nakao and T. Yokoyama, "Application of Solid-State Transformer for HVDC Transmission from Offshore Windfarm," 2018 7th International Conference on Renewable Energy Research and Applications,” pp. (ICRERA), 2018, pp. 902-907, doi: 10.1109/ICRERA.2018.8566702..
- [8] “M. A. Hannan et al., "State of the Art of Solid-State Transformers: Advanced Topologies, Implementation Issues, Recent Progress and Improvements," in IEEE Access, vol. 8, pp. 19113-19132, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.2967345.”.
- [9] “S. Falcones, X. Mao and R. Ayyanar, "Topology comparison for Solid State Transformer implementation," IEEE PES General Meeting, 2010, pp. 1-8, doi: 10.1109/PES.2010.5590086.”.
- [10] “X. Sun, H. Wang, L. Qi and F. Liu, "Research on Single-Stage High-Frequency-Link SST Topology and Its Optimization Control," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 8, pp. 8701-8711, Aug. 2020, doi: 10.1109/TPEL.2020.2964065.”.

- [11] “H. Zhu, Y. Li, P. Wang, Z. Li and Z. Chu, "Design of Power Electronic Transformer Based on Modular Multilevel Converter," 2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference, 2012, pp. 1-4, doi: 10.1109/APPEEC.2012.6307252.”.
- [12] “Adabi, Ebrahim & Martinez-Velasco, Juan. (2018). Solid state transformer technologies and applications: A bibliographical survey. AIMS Energy. 6. 291-338. 10.3934/energy.2018.2.291.”.
- [13] “H. Shi, H. Wen, Y. Hu, Y. Yang and Y. Wang, "Efficiency Optimization of DC Solid-State Transformer for Photovoltaic Power Systems," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 5, pp. 3583-3595, May 2020, doi: 10.1109/TIE.2019.2914620.”.
- [14] “Mamede, Henrique Rocha. (2016), Dissertação (Mestrado) - Interligação de conversores DAB para aplicação em transformadores estado solido”.
- [15] “Almeida, A.O. & Lopes, Israel & Almeida, P.M. & Tomim, M.A. & Passos Filho, João Alberto & Gomes Barbosa, Pedro. (2021). Series-DC connection of Offshore wind generating units - modeling, control and galvanic isolation.. Electric Power Systems Research.,” p. 195. 107149. 10.1016/j.epsr.2021.107149. .
- [16] “A. Taghvaie, M. E. Haque, S. Saha and M. A. Mahmud, "A Multilevel Solid-State Transformer-Based Grid-Connected Solar Photovoltaic Systems," 2021 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2021, pp. 1-7, doi: 10.1109/IAS48185.2021.9677143.”.
- [17] “S. Srdic and S. Lukic, "Toward Extreme Fast Charging: Challenges and Opportunities in Directly Connecting to Medium-Voltage Line," in IEEE Electrification Magazine, vol. 7, no. 1, pp. 22-31, March 2019, doi: 10.1109/MELE.2018.2889547.”.
- [18] “SmartGrid,” [Online]. Available: https://www.smartgrid.gov/the_smart_grid/electric_vehicles.html.
- [19] Lahooti Eshkevari, Alireza & mosallanejad, ali & Sepasian, Mohammad. (2020). *In-Depth Study of the Application of Solid State Transformer in Design of High-Power Electric Vehicle Charging Stations.*, pp. IET Electrical Systems in Transportation. 10. 10.1049/iet-est.2019.0106..
- [20] F. Vaca-Urbano e M. S. Alvarez-Alvarado, F. Vaca-Urbano and M. S. Alvarez-Alvarado, "Power quality with solid state transformer integrated smart-grids," 2017 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference - Latin America (ISGT Latin America), 2017, pp. pp. 1-6, doi: 10.1109/ISGT-LA.2017.8126684., 2017.
- [21] “N, Saju & V, Jegathesan & P, Aiswary. (2020). Solid State Transformers: An Emerging Trend in Power Quality Improvement. International Journal of Engineering Research and Technology. 13. 900. 10.37624/IJERT/13.5.2020.900-908.”.

- [22] “R. Gupta, A. Ghosh and A. Joshi, "Multiband Hysteresis Modulation and Switching Characterization for Sliding-Mode-Controlled Cascaded Multilevel Inverter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 7, pp. 2344-2353”.
- [23] “Pedro Reis (2017) , Dissertação (Mestrado) "Projeto de um transformador de potência de média frequência kHz””.
- [24] Metglas, “Powerlite C-cores Technical Bulletin,” [Online]. Available: <https://elnamagnetics.com/wp-content/uploads/catalogs/Metglas/powerlite.pdf>. [Acedido em 04 Setembro 2021].
- [25] J. F. A. Silva, “Power transformer design,” 2015.
- [26] G. Milheiro, “Milheiro, Gonçalo (2018), Dissertação (Mestrado), "Transformador modular de alta frequência para aplicação em sistemas de energia””.
- [27] “Yerai Moreno et al. (2021) ‘Analysis of Permanent Magnet Motors in High Frequency—A Review’, Applied Sciences, 11(6334), p. 6334.”.
- [28] “DellaSala, Gene (2004). "Skin Effect Relevance in Speaker Cables". Audioholics Online A/V Magazine. Audioholics-”.
- [29] *Chenghua Zhu, Fanghua Zhang and Yangguang Yan, "A novel split phase dual buck half bridge inverter," Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005., 2005, pp. 845-849 Vol. 2, doi: 10.1109/APEC.2005.1453080.*
- [30] *Kang, Longyun, Jianbin Zhang, Hailan Zhou, Zixian Zhao, and Xinwei Duan. 2021. "Model Predictive Current Control with Fixed Switching Frequency and Dead-Time Compensation for Single-Phase PWM Rectifier" Electronics 10, no. 4: 426..*
- [31] Q. TAO, J. MA, M. ZHU, S. WEN, Q. DUAN e G. SHA, “Q. TAO, J. MA, M. ZHU, S. WEN, Q. DUAN and G. SHA, "Virtual Transformer Operation of Solid State Transformer (SST)," IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2020,,” pp. pp. 3475-3480, doi: 10.1109/IECON43393.2020.9254936..
- [32] “Sabahi, M. & Hosseini, Seyed Hossein & Sharifian, M.B. & Goharrizi, A.Y. & B. Gharehpetian, Gevork. (2010). Zero-voltage switching bi-directional power electronic transformer. Power Electronics, IET. 3. 818 - 828. 10.1049/iet-pel.2008.0070.”.
- [33] “João Fialho (2014), Sistema de transmissão em HVDC utilizando conversores de potência multinível baseados em inversores trifásicos duplos de dois níveis.”.