



UNIVERSIDADE D
COIMBRA



Inês Margarida Umbelino Campos Correia

**TRANSFORMADOR ELETRÓNICO REDUTOR PARA
APLICAÇÕES DISTRIBUÍDAS DE TENSÃO CONTÍNUA**

Dissertação no âmbito do Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, no ramo de Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e apresentada Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores.

Julho de 2019



Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de
Computadores Faculdade de Ciências e Tecnologia
Universidade de Coimbra

Mestrado Integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores

TRANSFORMADOR ELETRÓNICO REDUTOR PARA APLICAÇÕES DISTRIBUIDAS DE TENSÃO CONTÍNUA

Inês Margarida Umbelino Campos Correia

Presidente do Júri:

Professor Doutor Aníbal Traça de Carvalho Almeida

Orientador:

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Vogal:

Professor Doutor Fernando José Teixeira Estêvão Ferreira

Coimbra, 2019

Agradecimentos

A realização desta dissertação contou com importantes apoios e incentivos e, desta forma, deixo apenas algumas palavras de reconhecimento e agradecimento.

Em primeiro lugar, agradeço ao meu orientador Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes pelo apoio e conhecimento transmitido ao longo de todo este processo.

Em segundo lugar agradeço aos meus pais pelo apoio incondicional e orientação durante todo o meu percurso académico. Agradeço, também, por estarem sempre presentes e pelos princípios e valores que me passaram durante a minha vida.

Ao meu irmão, Pedro, agradeço pela total disponibilidade tanto a nível académico como pessoal e pelo carinho e companheirismo que tem por mim.

Agradeço à minha restante família, pelo apoio durante o meu percurso académico e ao longo da minha vida.

Por fim, agradeço aos meus colegas e amigos que sempre me acompanharam ao longo deste percurso e pela amizade e carinho.

Resumo

Nos últimos anos, tem havido um aumento de veículos elétricos devido a uma questão ambiental e a um interesse nesta nova tecnologia.

Esta dissertação propõe uma arquitetura de conversão de energia com a implementação de um posto de carregamento rápido para baterias, como as dos veículos elétricos. Esta arquitetura é baseada nos Transformadores de Eletrônica de Potência (TEP). Inicialmente, é realizado o estado de arte, e, através da literatura analisada relativamente aos TEP's, serão escolhidas as soluções mais adequadas para esta arquitetura.

Após escolhida a ideia para o caso de estudo, e, posteriormente, a verificação do estudo elétrico e matemático, este sistema será simulado de modo a consolidar o sistema teórico.

Por fim, verificar-se-á o funcionamento com tolerância a falhas deste sistema, fazendo-se simulações com desequilíbrios no modelo.

Palavras-Chave: Transformadores Eletrônicos de Potência; Transformador de Estado Sólido; Conversor DC-DC unidirecional isolado; Comando PWM; Modulação por deslocamento; controlador PI; Carregamento em modo CC-CV.

Abstract

In recent years, there has been an increase in electric vehicles due to an environmental issue and an interest in this new technology.

This dissertation proposes an architecture of energy conversion with the implementation of a fast charging station for batteries, such as those of electric vehicles. This architecture is based on the Power Electronic Transformers (PET). Initially, the state of art will be realized, and, through the analyzed literature regarding the PET's, will be chosen the most appropriate solutions for this architecture.

After choosing the idea for the case study, and later the verification of the electrical and mathematical study, this system will be simulated to consolidate the theoretical system.

Finally, the reliability of this system will be verified, simulating imbalances in the model.

Keywords: Power Electronic Transformers; Solid-State Transformer; Isolated unidirectional DC-DC converter; PWM command; Modulation by displacement; PI controller; Charging in CC-CV mode.

Índice

Lista de Figuras.....	iii
Lista de Tabelas	vii
Lista de Símbolos e Abreviaturas.....	ix
Capítulo 1	
Introdução	1
1.1. Vantagens e desvantagens do Transformador de Estado Sólido.....	1
1.2. Topologias Básicas do Transformador de Estado Sólido	3
1.3. Aplicações do Transformador de Estado Sólido	4
1.4. Veículos Elétricos.....	6
1.5. Objetivos	7
1.6. Estrutura da Dissertação	8
Capítulo 2	
Caso de Estudo.....	9
2.1. Retificador Multinível.....	11
2.1.1. Controlador do Retificador Multinível	14
2.2. Conversor DC-DC Unidirecional Isolado.....	17
2.2.1. Controlador do Conversor DC-DC Unidirecional Isolado	20
2.3. Bateria.....	20
Capítulo 3	
Resultados da Simulação	23
3.1. Apresentação do Sistema	23
3.2. Carregamento com Diferentes Níveis de Carga.....	24
3.3. Carregamento das Baterias em Modo Tensão.....	32
Capítulo 4	
Desequilíbrios no Sistema	37
4.1. Baterias Desequilibradas.....	37
4.2. Simulação com uma falha no sistema.....	44
Capítulo 5	
Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros	49
5.1. Sugestões para Trabalhos Futuros	51
Bibliografia.....	53
Apêndice I	55
Apêndice II.....	71

Lista de Figuras

<u>Figura 1-1</u>	Estrutura Básica de um Transformador de Estado Sólido.....	3
<u>Figura 1-2</u>	Topologias de um TES: a) Sem barramento DC; b) Com barramento DC de baixa tensão (LVDC); c) Com barramento DC de alta tensão (HVDC); d) Com barramento DC de alta tensão (HVDC) e de baixa tensão (LVDC).....	3
<u>Figura 1-3</u>	Configuração modular de 3 estágios com conversor multinível à entrada	4
<u>Figura 1-4</u>	Sistema de distribuição tradicional e o futuro sistema de distribuição utilizando TESs.....	5
<u>Figura 2-1</u>	Comparação do sistema tradicional monofásico de carregamento de veículos elétricos com a substituição desse sistema por um TES	9
<u>Figura 2-2</u>	Modelo genérico do caso de estudo	10
<u>Figura 2-3</u>	Ponte H: (a) - de IGBT's; (b) - de díodos	10
<u>Figura 2-4</u>	Retificador Multinível com pontes H em cascata de 7 níveis	11
<u>Figura 2-5</u>	Retificador Multinível com ponte H em cascata para a fase A	12
<u>Figura 2-6</u>	Controlo PWM trifásico: a) ondas de referência das pontes superiores da fase A, B e C (Ea1, Eb1 e Eac1) e a triangular das pontes superiores; b) ondas de referência das pontes intermédias da fase A, B e C (Ea2, Eb2 e Eac2) e a triangular das pontes intermédias; c) ondas de referência das pontes inferiores da fase A ,B e C (Ea3, Eb3 e Eac3) e a triangular das pontes inferiores	14
<u>Figura 2-7</u>	Controlador do Retificador Multinível	15
<u>Figura 2-8</u>	Eixos dos referenciais dq0 e abc do sistema	15
<u>Figura 2-9</u>	Controlo Homopolar do retificador multinível.....	16
<u>Figura 2-10</u>	Controlo individual de cada barramento DC.....	17
<u>Figura 2-11</u>	Conversor DC-DC Unidirecional Isolado para a fase A	17
<u>Figura 2-12</u>	Ponte-H dos inversores ponte completa	18
<u>Figura 2-13</u>	Modulação por deslocamento das pontes H do inversor do Conversor DC-DC unidirecional isolado	19
<u>Figura 2-14</u>	Controladores do Conversor DC-DC: a) controlador da tensão; b) controlador da corrente	20

<u>Figura 2-15</u>	Circuito equivalente de uma bateria	21
<u>Figura 2-16</u>	Carregamento de uma bateria no modo CC/CV	21
<u>Figura 3-1</u>	Apresentação do sistema feito no Simulink	23
<u>Figura 3-2</u>	Tensões da Rede nos eixos abc	24
<u>Figura 3-3</u>	Tensões da rede nos eixos dq0	25
<u>Figura 3-4</u>	Corrente de referência e real nas baterias	25
<u>Figura 3-5</u>	Tensão das Baterias.....	26
<u>Figura 3-6</u>	SOC.....	26
<u>Figura 3-7</u>	Tensões de entrada do retificador multinível (V_{an} , V_{bn} e V_{cn})	26
<u>Figura 3-8</u>	Tensões dos Barramentos DC do retificador multinível e a tensão de referência para estes.....	27
<u>Figura 3-9</u>	Potências de entrada e de saída.....	27
<u>Figura 3-10</u>	Rendimento.....	27
<u>Figura 3-11</u>	Corrente Id de Referência e real.....	28
<u>Figura 3-12</u>	Correntes da rede nos eixos abc reais e de referência para quando a corrente de carga das baterias é: a) 60 A; b) 100 A; c) 150 A	29
<u>Figura 3-13</u>	Visualização do Desfasamento entre a tensão e a corrente.....	29
<u>Figura 3-14</u>	Tensões de Referência a aplicar no controlo PWM: a) nos eixos dq0; b) nos eixos abc	30
<u>Figura 3-15</u>	Tensão de saída dos inversores do Conversor DC-DC unidirecional isolado	30
<u>Figura 3-16</u>	Tensões do Transformador de Alta Frequência.....	31
<u>Figura 3-17</u>	Correntes no lado primário e secundário do transformador para a corrente de carga: (a) - 60 A; (b) - 100 A; (c) - 150 A.....	31
<u>Figura 3-18</u>	Tensão de Entrada e Saída da ponte de Diodos.....	32
<u>Figura 3-19</u>	Tensão nas Baterias.....	33
<u>Figura 3-20</u>	SOC das baterias.....	33
<u>Figura 3-21</u>	Corrente Real e de Referência das Baterias	33
<u>Figura 3-22</u>	Potência de Entrada e Saída (modo CC para CV)	34
<u>Figura 3-23</u>	Rendimento (do modo CC para CV)	34
<u>Figura 3-24</u>	Corrente Id e Iq de referência e reais (do modo CC para CV)	34
<u>Figura 3-25</u>	Correntes da rede nos eixos abc (do modo CC para CV)	35
<u>Figura 3-26</u>	Tensão nos barramentos DC do retificador multinível e referência	35

<u>Figura 4-1</u>	SOC das baterias (com baterias desequilibradas).....	37
<u>Figura 4-2</u>	Tensões nas baterias (com baterias desequilibradas).....	37
<u>Figura 4-3</u>	Corrente nas baterias (com baterias desequilibradas).....	38
<u>Figura 4-4</u>	Potências de Entrada e Saída (com baterias desequilibradas).....	38
<u>Figura 4-5</u>	Rendimento (com baterias desequilibradas).....	38
<u>Figura 4-6</u>	Correntes de referência e reais I_d e I_q (com baterias desequilibradas).	39
<u>Figura 4-7</u>	Correntes reais e de referência da rede nos eixos abc (com baterias desequilibradas)	39
<u>Figura 4-8</u>	Tensão nos barramentos DC do retificador multinível e a referência (com baterias desequilibradas)	39
<u>Figura 4-9</u>	Correntes do transformador de alta frequência (com baterias desequilibradas)	40
<u>Figura 4-10</u>	Ponte inversora do conversor DC-DC unidirecional isolado	40
<u>Figura 4-11</u>	Impulsos aplicados na gate do semiconductor com avaria e o da diagonal deste	41
<u>Figura 4-12</u>	Tensão à saída (V_{ab1}) e entrada (V_{dc1}) da ponte inversora.....	41
<u>Figura 4-13</u>	Tensão na ponte superior do retificador multinível da fase A	42
<u>Figura 4-14</u>	Tensões nos barramentos DC do retificador multinível quando há avaria	43
<u>Figura 4-15</u>	Tensão de entrada (V_{dc1}) e saída (V_{ab1}) dos inversores: (a) - da ponte que vai avariar momentos antes da avaria; (b) ponte com avaria; (c) - restantes pontes antes da avaria; (d) - restantes pontes pós-avaria.....	43
<u>Figura 4-16</u>	Tensões à entrada de cada ponte do retificador multinível da fase A...	44
<u>Figura 4-17</u>	Tensões na entrada do retificador multinível: (a) – antes de ocorrer a avaria; (b) – após ocorrer a avaria	44
<u>Figura 4-18</u>	Correntes nas baterias quando ocorre uma avaria	45
<u>Figura 4-19</u>	Tensões nas Baterias quando ocorre uma avaria	45
<u>Figura 4-20</u>	SOC das baterias quando ocorre uma avaria.....	45
<u>Figura 4-21</u>	Correntes do transformador de alta frequência: (a) - do circuito com avaria da fase A; (b) - dos restantes circuitos da fase A; (c) - dos circuitos da fase B e C.....	46
<u>Figura 4-22</u>	Tensões nos transformadores de alta frequência nos circuitos sem avaria	46

<u>Figura 4-23</u>	Potência de Entrada e Saída quando ocorre uma avaria	47
<u>Figura 4-24</u>	Rendimento quando ocorre uma avaria	47
<u>Figura 4-25</u>	Correntes reais e de referência Id e Iq quando ocorre uma avaria	47
<u>Figura 4-26</u>	Correntes da rede reais e de referência nos eixos abc	48
<u>Figura 4-27</u>	Tensão de referência para o controle PWM: (a) - nos eixos dq0; (b) - nos eixos abc, pré-falha; (c) - nos eixos abc, pós-falha	48
<u>Figura A-1</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 1, 2, 3 e 4.....	55
<u>Figura A-2</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 5, 6, 7 e 8.....	55
<u>Figura A-3</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 9, 10, 11 e 12 .	57
<u>Figura A-4</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 13, 14, 15 e 16	58
<u>Figura A-5</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 17, 18, 19 e 20	59
<u>Figura A-6</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 21, 22, 23 e 24	60
<u>Figura A-7</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 25, 26, 27 e 28	61
<u>Figura A-8</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 29, 30, 31 e 32	62
<u>Figura A-9</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 33, 34, 35 e 36	63
<u>Figura A-10</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 37, 38, 39 e 40	64
<u>Figura A-11</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 41, 42, 43 e 44	65
<u>Figura A-12</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 45, 46, 47 e 48	66
<u>Figura A-13</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 49, 50, 51 e 52	67
<u>Figura A-14</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 53, 54, 55 e 56	68
<u>Figura A-15</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 57, 58, 59 e 60	69
<u>Figura A-16</u>	Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 61, 62, 63 e 64	70
<u>Figura B-1</u>	Controlador do Retificador Multinível	71
<u>Figura B-2</u>	Controlador do Conversor DC-DC unidirecional isolado em modo corrente constante	72
<u>Figura B-3</u>	Controlador do Conversor DC-DC unidirecional isolado em modo tensão constante	72
<u>Figura B-4</u>	Subsistema E0 do controlador do Retificador Multinível.....	75

Lista de Tabelas

<u>Tabela 1-1</u>	Comparação do Transformador Convencional com o Transformador de Estado Sólido	2
<u>Tabela 1-2</u>	Níveis e potências de carregamento dos VEs	6
<u>Tabela 2-1</u>	Diferentes formas de controlo dos IGBT's do retificador multinível da fase A	13
<u>Tabela 2-2</u>	Tensões V_{ab} perante os impulsos aplicados nos inversores de ponta completa.....	18
<u>Tabela 3-1</u>	Parâmetros equivalentes dos transformadores, razão de transformação, frequências de ressonância e valores dos condensadores de entrada e saída do conversor DC-DC unidirecional isolado	24
<u>Tabela B-1</u>	Constantes de proporcionalidade e ganhos integrais dos controladores PI	71

Lista de Símbolos e Abreviaturas

AC	<i>Alternating Current</i>
Ang_Corrente	Ângulo de disparo dos IGBT's do inversor quando as baterias carregam no modo corrente constante (°)
Ang_Tensão	Ângulo de disparo dos IGBT's do inversor quando as baterias carregam no modo tensão constante (°)
CC	<i>Constant Current</i>
Cdc	Condensador à saída das pontes do retificador multinível (F)
Cdc1	Condensador entre o Retificador Multinível e o Conversor DC-DC unidirecional isolado (F)
Cdc2	Condensador entre o Conversor DC-DC unidirecional isolado e os terminais das baterias (F)
Cp	Condensador do lado primário do transformador (F)
Cs	Condensador do lado secundário do transformador (F)
CV	<i>Constant Voltage</i>
D1	Díodo superior do primeiro braço da ponte H de díodos
D2	Díodo inferior do primeiro braço da ponte H de díodos
D3	Díodo superior do segundo braço da ponte H de díodos
D4	Díodo inferior do segundo braço da ponte H de díodos
DC	<i>Direct Current</i>
E ₀	Tensão de Referência para o Controle do PWM no eixo 0 (V)
E _a	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase a (V)
E _{a1}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase a da ponte superior (V)
ΔE _{a1}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase A, no eixo a (V)
ΔE _{ad1}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase A, no eixo d (V)
E _{a2}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase a da ponte do meio (V)

- ΔE_{a2} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase A, no eixo a (V)
- ΔE_{ad2} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase A, no eixo d (V)
- E_{a3} Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase a da ponte inferior (V)
- ΔE_{a3} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte inferior da fase A, no eixo a (V)
- ΔE_{ad3} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte inferior da fase A, no eixo d (V)
- E_{b1} Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase b da ponte superior (V)
- ΔE_{b1} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase B, no eixo a (V)
- ΔE_{bd1} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase B, no eixo d (V)
- E_{b2} Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase b da ponte do meio (V)
- ΔE_{b2} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase B, no eixo a (V)
- ΔE_{bd2} Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase B, no eixo d (V)
- E_{b3} Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase b da ponte inferior (V)

ΔE_{b3}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte inferior da fase B, no eixo a (V)
ΔE_{bd3}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte inferior da fase B, no eixo d (V)
E_{c1}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase c da ponte superior (V)
ΔE_{c1}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase C, no eixo a (V)
ΔE_{cd1}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte superior da fase C, no eixo d (V)
E_{c2}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase c da ponte do meio (V)
ΔE_{c2}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase C, no eixo a (V)
ΔE_{cd2}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte do meio da fase C, no eixo d (V)
E_{c3}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase c da ponte inferior (V)
ΔE_{c3}	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase c da ponte inferior (V)
ΔE_{cd3}	Tensão de Referência proveniente do erro entre a tensão média dos barramentos DC e a tensão no barramento DC da ponte inferior da fase C, no eixo d (V)
E_b	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase b (V)
E_{bat}	Tensão interna das baterias
E_c	Tensão de Referência para o Controle do PWM na fase c (V)
E_d	Tensão de Referência para o Controle do PWM no eixo d (V)

E_q	Tensão de Referência para o Controle do PWM no eixo q (V)
f_o	Frequência linear de ressonância (Hz)
HVAC	<i>High Voltage AC</i> (V)
HVDC	<i>High Voltage DC</i> (V)
I_0	Corrente da rede no eixo 0 (A)
I_0^*	Corrente de Referência da rede no eixo 0 (A)
I_a	Corrente de Entrada da Rede da Fase A (A)
I_{ac}	Corrente AC das pontes H (A)
I_b	Corrente de Entrada da Rede da Fase B (A)
I_c	Corrente de Entrada da Rede da Fase C (A)
I_d	Corrente da rede no eixo d (A)
I_d^*	Corrente de Referência da rede no eixo d (A)
I_{dc}	Corrente DC das pontes H (A)
I_{dc1}	Corrente de saída DC da ponte superior do retificador multinível da fase A (A)
I_{dc2}	Corrente de saída DC da ponte no meio do retificador multinível da fase A (A)
I_{dc3}	Corrente de saída DC da ponte inferior do retificador multinível da fase A (A)
I_{dc4}	Corrente de saída DC da ponte superior do retificador multinível da fase B (A)
I_{dc5}	Corrente de saída DC da ponte no meio do retificador multinível da fase B (A)
I_{dc6}	Corrente de saída DC da ponte inferior do retificador multinível da fase B (A)
I_{dc7}	Corrente de saída DC da ponte superior do retificador multinível da fase C (A)
I_{dc8}	Corrente de saída DC da ponte no meio do retificador multinível da fase C (A)
I_{dc9}	Corrente de saída DC da ponte inferior do retificador multinível da fase C (A)
I_o	Corrente de entrada da bateria (A)
I_o^* / I_{o_ref}	Corrente de referência de entrada da bateria (A)

Io1	Corrente de entrada da bateria da fase A (A)
Ip1	Corrente no lado primário do transformador ligado à ponte superior do retificador multinível da fase A (A)
Ip2	Corrente no lado primário do transformador ligado à ponte do meio do retificador multinível da fase A (A)
Ip3	Corrente no lado primário do transformador ligado à ponte inferior do retificador multinível da fase A (A)
Iq	Corrente da rede no eixo q (A)
Iq*	Corrente de Referência da rede no eixo q (A)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
Is1	Corrente no lado secundário do transformador ligado à ponte superior do retificador multinível da fase A (A)
Is2	Corrente no lado secundário do transformador ligado à ponte do meio do retificador multinível da fase A (A)
Is3	Corrente no lado secundário do transformador ligado à ponte inferior do retificador multinível da fase A (A)
L _f	Indutância de entrada do Retificador Multinível (H)
L _m	Indutância magnética do transformador (H)
L _p	Indutância do lado primário do transformador (H)
L _s	Indutância do lado secundário do transformador (H)
LVAC	<i>Low Voltage AC</i> (V)
LVDC	<i>Low Voltage DC</i> (V)
n	Neutro da rede
N	Neutro do Retificador Multinível
θ	Ângulo de desfasamento dos IGBT's dos inversores (°)
PI	Proporcional-Integral
P _{in}	Potência Ativa de Entrada do sistema (W)
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
Q _{in}	Potência Reativa de Entrada do sistema (Var)
r	Razão de transformação
R _{bat}	Resistência interna das baterias
R _f	Resistência de entrada do Retificador Multinível (Ω)
R _m	Resistência das perdas no ferro do transformador (Ω)

Rp	Resistência do lado primário do transformador (Ω)
Rs	Resistência do lado secundário do transformador (Ω)
S1	Impulsos para o IGBT's superior do primeiro braço
S2	Impulsos para o IGBT's inferior do primeiro braço
S3	Impulsos para o IGBT's superior do segundo braço
S4	Impulsos para o IGBT's inferior do segundo braço
S11	Impulsos para o IGBT's superior do primeiro braço da ponte superior da fase A do retificador multinível
S12	Impulsos para o IGBT's inferior do primeiro braço da ponte superior da fase A do retificador multinível
S13	Impulsos para o IGBT's superior do segundo braço da ponte superior da fase A do retificador multinível
S14	Impulsos para o IGBT's inferior do segundo braço da ponte superior da fase A do retificador multinível
S21	Impulsos para o IGBT's superior do primeiro braço da ponte do meio da fase A do retificador multinível
S22	Impulsos para o IGBT's inferior do primeiro braço da ponte do meio da fase A do retificador multinível
S23	Impulsos para o IGBT's superior do segundo braço da ponte do meio da fase A do retificador multinível
S24	Impulsos para o IGBT's inferior do segundo braço da ponte do meio da fase A do retificador multinível
S31	Impulsos para o IGBT's superior do primeiro braço da ponte inferior da fase A do retificador multinível
S32	Impulsos para o IGBT's inferior do primeiro braço da ponte inferior da fase A do retificador multinível
S33	Impulsos para o IGBT's superior do segundo braço da ponte inferior da fase A do retificador multinível
S34	Impulsos para o IGBT's inferior do segundo braço da ponte inferior da fase A do retificador multinível
Sin	Potência Aparente de Entrada do sistema (VA)
SOC	<i>State of Charge</i>
TEP	Transformador Eletrônico de Potência

TES	Transformador de Estado Sólido
V_0	Tensão da rede no eixo 0 (V)
V_0^*	Tensão de Referência da rede no eixo 0 (V)
Vab1	Tensão à saída do inversor ligado à ponte superior do retificador multinível da fase A (V)
Vab2	Tensão à saída do inversor ligado à ponte do meio do retificador multinível da fase A (V)
Vab3	Tensão à saída do inversor ligado à ponte inferior do retificador multinível da fase A (V)
Vac	Tensão AC das pontes H (V)
Van	Tensão de Entrada do Retificador Multinível na fase A (V)
Vas	Tensão da Rede na fase A (V)
V_{avg}	Tensão média de todos os barramentos DC do retificador multinível (V)
Vbn	Tensão de Entrada do Retificador Multinível na fase B (V)
Vbs	Tensão da Rede na fase B (V)
Vcd1	Tensão à entrada do retificador a díodos ligado à ponte superior do retificador multinível da fase A (V)
Vcd2	Tensão à entrada do retificador a díodos ligado à ponte do meio do retificador multinível da fase A (V)
Vcd3	Tensão à entrada do retificador a díodos ligado à ponte inferior do retificador multinível da fase A (V)
Vcn	Tensão de Entrada do Retificador Multinível na fase C (V)
Ves	Tensão da Rede na fase C (V)
Vd	Tensão da rede no eixo d (V)
Vd^*	Tensão de Referência da rede no eixo d (V)
Vdc	Tensão DC das pontes H (V)
Vdc*	Tensão de Referência dos barramentos DC do retificador multinível (V)
Vdc1	Tensão do barramento DC da ponte superior do retificador multinível da fase A (V)
Vdc2	Tensão do barramento DC da ponte no meio do retificador multinível da fase A (V)

Vdc3	Tensão do barramento DC da ponte inferior do retificador multinível da fase A (V)
Vdc4	Tensão do barramento DC da ponte superior do retificador multinível da fase B (V)
Vdc5	Tensão do barramento DC da ponte no meio do retificador multinível da fase B (V)
Vdc6	Tensão do barramento DC da ponte inferior do retificador multinível da fase B (V)
Vdc7	Tensão do barramento DC da ponte superior do retificador multinível da fase C (V)
Vdc8	Tensão do barramento DC da ponte no meio do retificador multinível da fase C (V)
Vdc9	Tensão do barramento DC da ponte inferior do retificador multinível da fase C (V)
VE	Veículos Elétricos
Vo	Tensão de entrada da bateria (V)
Vo*/Vo_ref	Tensão de referência de entrada da bateria (V)
Vo1	Tensão de entrada da bateria da fase A (V)
Vq	Tensão da rede no eixo q (V)
Vq*	Tensão de Referência da rede no eixo q (V)
Vs	Módulo da tensão da rede (V)
w	Frequência angular (rad/s)
wo	Frequência angular de ressonância (rad/s)
wt	Frequência angular dos eixos dq0 (rad/s)

Capítulo 1

Introdução

Os sistemas de geração, transmissão e distribuição de energia elétrica são os três principais constituintes do moderno sistema de energia, no qual, o transformador de potência desempenha um papel fundamental. Os transformadores de potência permitem uma transmissão de energia de alta eficiência e longa distância, ligando, assim, as redes de alta, média e baixa tensão [1].

Atualmente, a estrutura de uma rede elétrica é mais complexa e consiste em muitos tipos diferentes de fontes e cargas. O número crescente de fontes de energia renováveis, redes inteligentes e armazenamentos de energia exige novas funcionalidades e flexibilidade do sistema de distribuição. Ao mesmo tempo, os requisitos de qualidade de energia e continuidade de fornecimento de energia têm aumentando. Com a evolução da eletrônica de potência e dos transformadores, surgiu um novo transformador, o Transformador de Estado Sólido (TES) ou o Transformador de Eletrônica de Potência (TEP) [1].

A consciência ambiental e as preocupações relacionadas deram origem a um grande interesse pela mobilidade elétrica baseada no armazenamento de energia das baterias durante os últimos anos [2]. As desvantagens ao uso de veículos elétricos são a autonomia limitada da bateria e os longos tempos de carga, porém, devido ao aumento da potência dos carregadores, estes tempos de carga podem ser muito menores.

Nesta dissertação procura-se implementar um sistema de carregamento rápido de baterias baseado nas topologias dos transformadores de eletrônica de potência.

1.1. Vantagens e Desvantagens do Transformador de Estado Sólido

Embora a estrutura de um transformador de estado sólido seja muito mais complexa quando comparada a um transformador convencional, ela pode eliminar algumas das suas desvantagens e adicionar funcionalidades completamente novas que ainda não estão disponíveis. Na **Tabela 1-1**, estão apresentadas as características do transformador clássico e do transformador de estado sólido.

Após verificar as características dos dois transformadores dá para analisar que o transformador eletrônico de potência tem algumas vantagens, como a presença de um

barramento DC e o controle das tensões, correntes e potências, em relação ao outro e é importante continuar a desenvolver este transformador de modo a eliminar a probabilidade de falha com o aumento da sua complexidade.

Tabela 1-1 Comparação do Transformador Convencional com o Transformador de Estado Sólido

Transformador Convencional	Transformador de Estado Sólido
Grande eficiência (97%-99%), sendo menor com o uso de retificadores ou inversores (90%)	Grande eficiência (>95%)
Grande robustez e fiabilidade	Complexo e fiável, conseguindo uma operação adequada após uma falha de um ou mais semicondutores.
Relativamente barato	Investimento inicial caro, mas com o tempo esse valor é compensado
Grandes Dimensões	Dimensão reduzida
Regulação da tensão por escalões. O transformador é comprado com um determinado tipo de escalões e caso seja preciso mudar fica mais caro.	É possível a regulação da tensão e da corrente através dos comandos dos semicondutores.
Perdas em vazio (sem carga)	Só funciona quando há carga, evitando perdas desnecessárias
Não tem qualquer ponto de ligação com tensão DC, necessitando de conversores AC/DC	Acesso a um barramento DC, permitindo ligação direta de fontes e cargas DC.
Flutuações de tensão, afetando os dois lados do transformador	Controlo das flutuações de tensão
Não há controlo das potências nem do fator potência.	Distribuição de potência dinamicamente controlada. Controlo das potências ativa e reativa, bem como do fator potência.
Sensibilidade a harmónicos	Compensação de harmónicos na saída
Uso excessivo de materiais (cobre, aço e madeira)	Pode ter uma quantidade grande de semicondutores e tem o uso de um transformador de alta frequência (cobre, aço e madeira)
Baixa probabilidade de falha	Quanto maior a sua complexidade maior a probabilidade de falha

1.2. Topologias Básicas do Transformador de Estado Sólido

Na **Figura 1-1** [4], está representada a estrutura básica de um TES, sendo esta composta por conversores de eletrônica de potência, à entrada e à saída, e por um transformador de alta/média frequência, que permite o isolamento galvânico [4].

A carga ligada a um TES é, normalmente, AC, mas este tipo de topologia pode ser usado para aplicações DC.



Figura 1-1 Estrutura Básica de um Transformador de Estado Sólido [4]

Existem quatro configurações de TES que cobrem todas as topologias possíveis, no entanto, muitas dessas topologias não suportam fluxo de energia bidirecional. As seguintes configurações estão apresentadas na **Figura 1-2** [5].

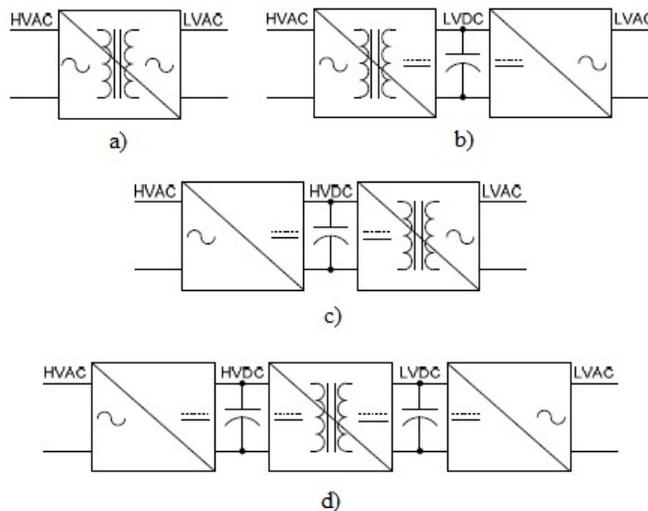


Figura 1-2 Topologias de um TES: a) Sem barramento DC; b) Com barramento DC de baixa tensão (LVDC); c) Com barramento DC de alta tensão (HVDC); d) Com barramento DC de alta tensão (HVDC) e de baixa tensão (LVDC) [5]

Na **Figura 1-2** – (a) apresenta-se a topologia mais simples, onde há uma mudança direta da alta tensão (HVAC) para baixa tensão (LVAC) em corrente alternada. Esta topologia é de baixo custo e peso, porém é inadequada para aplicações em que a compensação de potência reativa é necessária, uma vez que o barramento DC é necessário para realizar essa compensação. Além disso, os distúrbios que acontecem de um lado afetam o outro lado, o que é um problema para os transformadores de corrente.

A topologia (b) da **Figura 1-2** possui isolamento na conversão AC/DC que fornece à baixa tensão, seguida pelo inversor. Nesta configuração, como para (c), a compensação de energia é possível. Em (c), o isolamento galvânico está no lado da baixa tensão.

A última topologia da **Figura 1-2** tem três fases de conversão de energia. A primeira é retificação das tensões e correntes, a seguinte, é a utilização de um transformador de alta frequência, isolando o sistema galvanicamente, e, finalmente, usam-se inversores para a inversão das tensões e das correntes. Esta última topologia é a mais utilizada e, por vezes, não se aplica inversão na zona de baixa tensão, obtendo, assim, uma saída DC.

A configuração mostrada à entrada na **Figura 1-3**, é chamada de conversor multinível. Nesta configuração ligam-se vários módulos de retificadores em série para que a tensão de entrada seja suportada pela tensão de bloqueio do *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT). Aos barramentos DC de alta tensão, provenientes da retificação, são ligados conversores DC-DC com um transformador de alta frequência e, por fim, liga-se em paralelo estes terminais obtendo assim o barramento de DC de baixa tensão. Por fim, pode-se ligar diretamente a uma carga DC ou faz-se a inversão e liga-se a uma carga AC. Nesta configuração, o controle de corrente e/ou tensão é necessário.

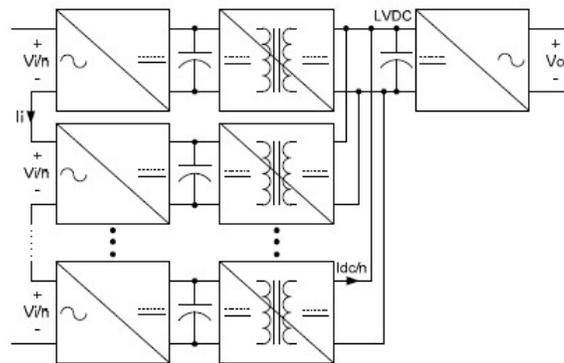


Figura 1-3 Configuração modular de 3 estágios com conversor multinível à entrada [5]

1.3. Aplicações do Transformador de Estado Sólido

A **Figura 1-4** mostra o sistema de distribuição tradicional e o futuro sistema utilizando os TES's, sendo que este pode substituir funcionalmente o transformador tradicional e alguns conversores de eletrônica de potência, tendo assim um sistema potencialmente mais integrado e compacto [3].

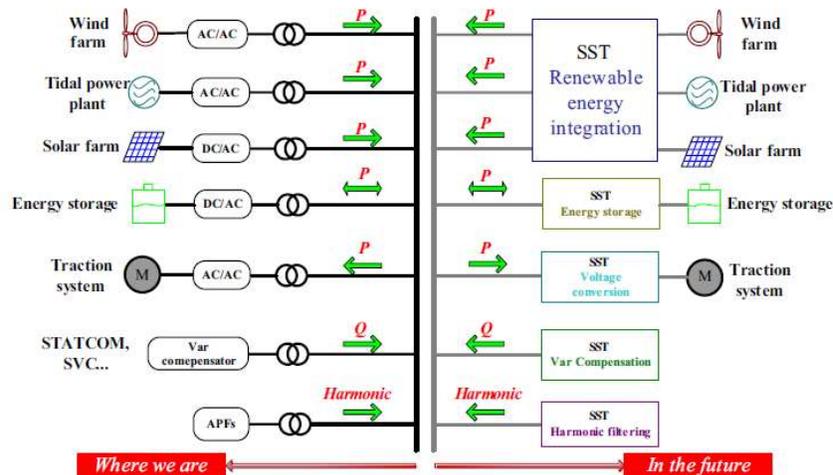


Figura 1-4 Sistema de distribuição tradicional e o futuro sistema de distribuição utilizando TESs [3]

Os seguintes tópicos apresentam as aplicações dos TESs:

- 1) **Transformação e Regulação de Tensão:** usado em sistemas de tração, em sistemas de energia renovável, ligando diretamente ao sistema de distribuição, e, também, é potencialmente integrado em dispositivos de armazenamento de energia quando o barramento DC está disponível [3].
- 2) **Compensação de energia reativa e filtragem ativa:** o TES pode fornecer compensação de energia reativa dependendo da topologia adotada. Também pode assumir a responsabilidade da filtragem de corrente harmônica, enquanto a capacidade dela depende muito da largura de banda do seu controlador, que por sua vez é controlada pela frequência de comutação do TES [3].
- 3) **Integração em Redes Inteligentes:** usa-se um barramento comum para ligar os recursos de energia renovável e os dispositivos de armazenamento de energia distribuída, sendo necessária apenas uma conversão de AC para DC, na qual o inversor DC/DC interliga a fontes e cargas do tipo DC à rede elétrica.
- 4) **Isolamento e Limitação de Falhas:** os recursos de energia renovável e os dispositivos de armazenamento de energia ligados ao sistema DC do TES podem fornecer uma função ininterrupta de energia quando a falha ocorre na linha de distribuição e, portanto, garantem o suprimento de energia de alta qualidade para a carga crítica [3].

1.4. Veículos Elétricos

Recentemente houve um retorno ao interesse pelos veículos elétricos, motivado essencialmente pela subida dos preços dos combustíveis e pela degradação da qualidade do ar, principalmente em zonas urbanas provocada pelos gases poluentes emitidos pelos automóveis [6].

O veículo elétrico (VE) é um tipo de veículo que utiliza motores elétricos para se movimentar ou conduzir pessoas, objetos ou uma carga específica. É composto por um sistema primário de energia, uma ou mais máquinas elétricas e um sistema de acionamento e controle de velocidade ou binário [6].

As grandes desvantagens dos VEs são o custo elevado, o ciclo de vida das baterias e a falta de infraestruturas de carregamento [7].

Atualmente existem dois tipos de carregadores de baterias para VE's: o *on-board* e o *off-board*, sendo que o carregador *on-board* se encontra incorporado no veículo, e o *off-board* no exterior ao veículo. Dentro destes dois tipos pode ainda ser feita uma subdivisão por três níveis de carregamento: nível 1 - carregamento lento, nível 2 - carregamento "normal" e o nível 3 - carregamento rápido (*fast chargers*). A **Tabela 1-2** [7]–[9] apresenta, para cada um destes níveis, os tempos de carregamento, potências e as capacidades máximas de carga.

Tabela 1-2. Níveis e potências de carregamento dos VEs

Nível	Tensão	Tipo de Carga	Local de Carregamento	Nível de Potência	Tempo de Carregamento		
					Bateria 24 kWh	Bateria 50 kWh	Bateria 100 kWh
1	120/230 VAC	On-board Monofásico	Residencial	1.44 kW (12 A) a 1.92 kW (16 A)	13 a 17 horas	26 a 35 horas	52 a 69 horas
2	208-240 VAC	On-board Monofásico ou Trifásico	Comercial	3.1 kW (15 A) a 19.2 kW (80 A)	1 a 8 horas	3 a 16 horas	5 a 32 horas
3	200 - 920 VDC	Off-board Trifásico	Estação de Serviço	De 120 a 350kW (Max 500 A)	4 a 12 minutos	9 a 25 minutos	17 a 50 minutos

O carregamento rápido de nível 3 normalmente opera com um circuito trifásico de 480 V ou superior e requer um carregador *off-board* para fornecer conversão AC-DC regulada [7].

Detlev von Platen, membro do conselho executivo da *Porsche* de vendas e marketing, descreveu a posição da empresa sobre o *Taycan* (primeiro carro elétrico da marca), num comunicado à *Fortune*, como "Não precisamos e não queremos ser os primeiros. Não faz sentido dirigir rápido e esperar duas horas para carregar as baterias. Conseguir uma taxa

de 80% em um quarto de hora é um argumento para nós”, disse ele. Ao contrário da estratégia empregada por outras empresas, como a *Jaguar* e a *Mercedes-Benz*, cujos veículos dependem amplamente da infraestrutura de carregamento estabelecida, a *Porsche* está a desenvolver a sua própria rede de carregamento. Os *Pit Stops* elétricos de 350 kW da *Porsche* são projetados para funcionar como um sistema de carregamento ultrarrápido para os seus veículos elétricos. A *Porsche* irá implementar carregadores rápidos, afirmando que tem como objetivo projetar um sistema que possa recarregar 80% das baterias do *Taycan* em apenas 15 minutos. Os *Pit Stops* são duas vezes mais rápidos que a *Supercharger Network* da *Tesla*, que tem uma potência de, aproximadamente, 120 kW e são capazes de recarregar os veículos elétricos da empresa até 80% em 30 minutos. Dito isto, a *Tesla* também está a preparar o lançamento de seu *Supercharger V3*, que deve ter uma produção de 200-250 kW [10].

1.5. Objetivos

O principal objetivo desta dissertação é estudar os transformadores de eletrónica de potência e implementar um sistema de carregamento de um banco de baterias.

Nesta dissertação o estudo será mais incidente nos retificadores multiníveis e nos conversores DC-DC unidirecionais isolados. Também é importante, para este tema, provar que os controladores utilizados são capazes de monitorizar as tensões, correntes e potências do modelo.

No retificador multinível e no conversor DC-DC, para além dos controladores, também foram utilizadas diferentes modulações, como o comando *Pulse Width Modulation* (PWM) e a modulação pelo ângulo de deslocamento, respetivamente, tendo como fim, avaliar o comportamento destas modulações.

Irá ser analisado o funcionamento das topologias apresentadas bem como o controlo destas, através do software *Simulink* da *MathWorks*®.

Por fim, serão retiradas conclusões sobre o funcionamento dos conversores e o método de controlo implementado através dos resultados obtidos, bem como verificar se foram atingidos os objetivos.

1.6. Estrutura da dissertação

A dissertação encontra-se dividida em cinco capítulos, bibliografia e anexos.

No primeiro capítulo, é introduzido o tema da dissertação, sendo apresentado um contexto breve sobre o transformador eletrônico de potência e sobre os carregadores de veículos elétricos, sendo também abordados os objetivos e a estrutura da tese.

O segundo capítulo é dedicado ao caso de estudo, abordando o sistema global do carregador de veículos elétricos proposto e cada um dos componentes que o constitui, assim como os conversores, o transformador de alta frequência, o dimensionamento de alguns componentes e o controlo do sistema.

O terceiro capítulo apresenta a simulação da estrutura proposta, de modo a testar o funcionamento do sistema em equilíbrio.

No quarto capítulo, irar-se-á provocar alguns desequilíbrios no sistema verificando-se assim a sua fiabilidade.

No quinto capítulo expõem-se as conclusões e possíveis sugestões de trabalhos futuros que podem contribuir para a melhoria do funcionamento do plano proposto.

Capítulo 2

Caso de Estudo

A configuração tradicional de um posto de carregamento rápido de veículos elétricos é composta por um transformador tradicional de 50 Hz, um retificador (conversor AC/DC) e um conversor DC/DC. A eficiência de tal sistema é de, aproximadamente, 90%, mas usando a tecnologia TES, a eficiência pode ser aumentada para ser mais de 95%. Na **Figura 2-1**, estão representadas ambas as configurações [3].

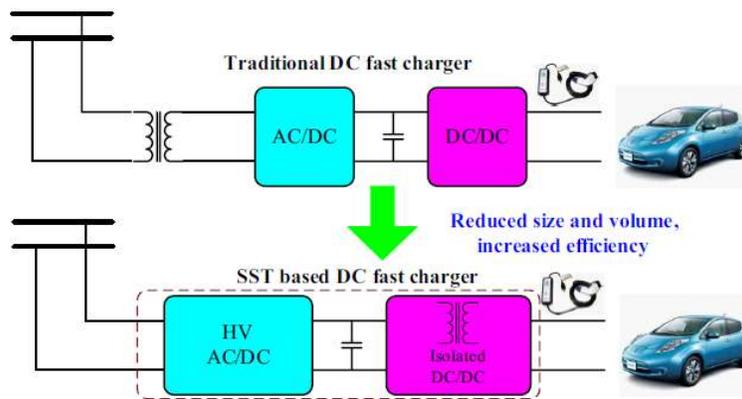


Figura 2-1 Comparação do sistema tradicional monofásico de carregamento de veículos elétricos com a substituição desse sistema por um TES [3]

Na **Figura 2-2**, está apresentado o modelo deste caso de estudo apenas para uma das fases. À rede, é ligado um retificador multinível ponte-H em cascata, que por sua vez é ligado a um conversor DC-DC unidirecional isolado. No final destes dois sistemas, junta-se um banco de baterias.

A razão porque se usa um retificar multinível em cascata com várias pontes H deve-se à tensão de bloqueio dos IGBT's. Nos dias de hoje, os IGBT's têm uma tensão de bloqueio a rondar os 6,5 kV, perante isto, se a tensão da rede for superior aos 6,5 kV, significa que se terá de usar mais do que uma ponte H, ligando-se assim duas ou mais pontes H em série, tal como está representado na **Figura 2-2**. Este retificador tem como objetivo gerar uma tensão constante no barramento DC, bem como controlar as potências ativa e reativa de entrada e, consequentemente, o fator de potência do sistema.

Para se conseguir controlar a tensão e corrente de entrada das baterias, é necessário o uso de um conversor DC-DC, porém este tem de apresentar um transformador de alta/média frequência para isolar galvanicamente a carga da fonte de entrada. Da pesquisa

bibliográfica realizada os que mais se adequavam eram os conversores DC-DC unidirecionais ou bidirecionais isolados. Não é necessário o conversor ser bidirecional pois este sistema só vai ser utilizado para carregar baterias, ou seja, só há fluxo num sentido. Caso fosse preciso um sistema bidirecional as pontes de díodos não controladas, na **Figura 2-2**, passavam a ser pontes controladas com IGBT's.

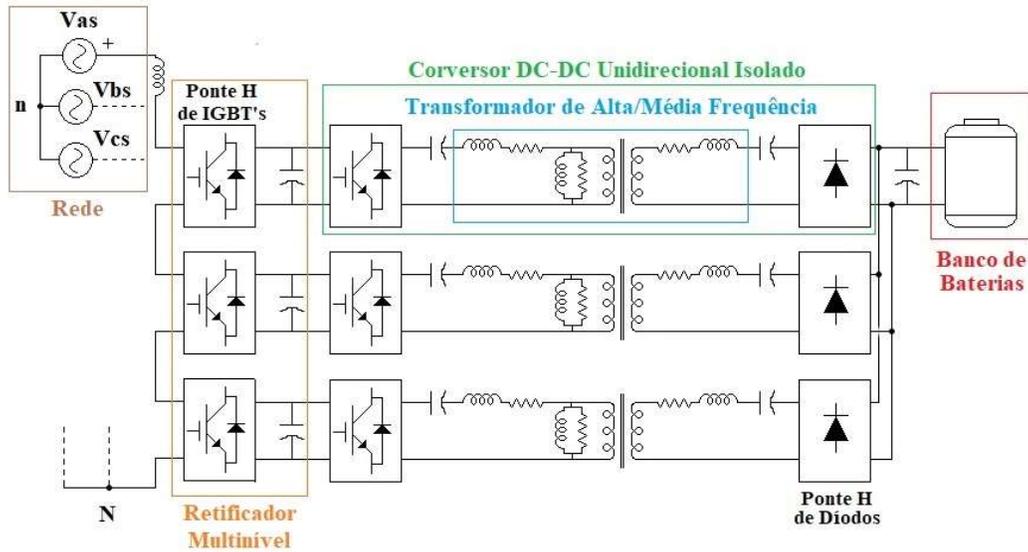


Figura 2-2 Modelo genérico do caso de estudo

A **Figura 2-3** mostra as pontes H de IGBT's e de díodos da **Figura 2-2** mais pormenorizadas. As pontes H controladas por IGBT's do conversor DC-DC e do retificador multinível estão representadas na **Figura 2-3** – (a). Os semicondutores do mesmo braço de cada célula H terão de funcionar alternadamente para evitar curto-circuitos, ou seja, no caso da ponte de IGBT's, o par S1 e S2 ou o par S3 e S4 não podem funcionar aos mesmo tempo e, no caso da ponte de díodos, são os pares D1 e D2 ou D3 e D4.

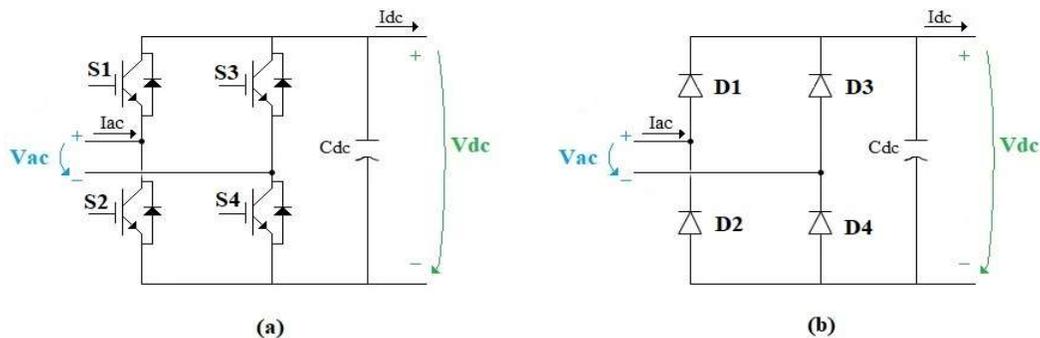


Figura 2-3 Ponte H: (a) - de IGBT's; (b) - de díodos

2.1. Retificador Multinível

Como visto anteriormente neste capítulo, o retificador multinível com várias pontes H de IGBT's em cascata foi o escolhido para este projeto. A escolha dos IGBT's advém do facto de permitirem uma rápida velocidade de comutação, podendo operar a frequências na ordem das dezenas de kHz para as potências consideradas [13]. Este retificador tem 3 pontes em H ligadas em série, o que faz com que este tenha sete níveis, sendo este calculado pela equação (2.1). Este conversor apresenta-se na **Figura 2-4**.

$$\text{nível} = 2 \times \text{número de pontes } H + 1 \quad (2.1)$$

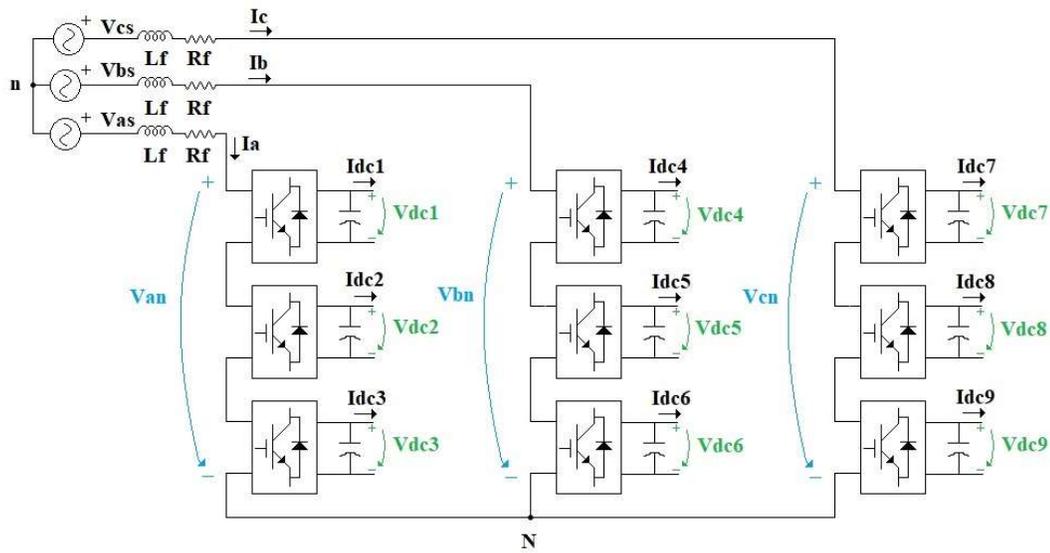


Figura 2-4 Retificador Multinível com pontes H em cascata de 7 níveis

As tensões instantâneas de entrada v_{an} , v_{bn} e v_{cn} estão representadas na equação (2.2), sendo estas tensões as que serão aplicadas nas pontes H.

$$\begin{cases} v_{an} = v_{as} - R_f * i_a - L_f \frac{di_a}{dt} \\ v_{bn} = v_{bs} - R_f * i_b - L_f \frac{di_b}{dt} \\ v_{cn} = v_{cs} - R_f * i_c - L_f \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (2.2)$$

Sendo 15 kV a tensão composta eficaz da rede, significa que à entrada de cada ponte H, a tensão de pico é, aproximadamente, 4082 V, como expressado na equação (2.3). Através de um comando adequado dos IGBT's é possível na saída de cada uma ponte H obter uma tensão constante igual ou superior a este valor de pico. Existem vários comandos para o controlo de IGBT's, mas para este tipo de retificador o mais utilizado é

o comando PWM, este será abordado mais pormenorizadamente mais à frente neste capítulo.

$$\frac{15000 \times \sqrt{2}}{3 \times \sqrt{3}} = 4082V \quad (2.3)$$

Observando a **Figura 2-5** e tendo em conta o número de IGBT's por fase, verifica-se que existem 64 combinações possíveis para os ligar, sendo algumas delas redundantes, tal como se pode observar na **Tabela 2-1** para o caso da tensão V_{an} . Significa que existem várias combinações que conduzem a uma tensão V_{an} nula, como por exemplo as combinações 7 e 10.

Considerando que as tensões V_{dc1} , V_{dc2} e V_{dc3} são iguais, pode-se considerar uma tensão média para cada barramento DC igual a V_{avg} .

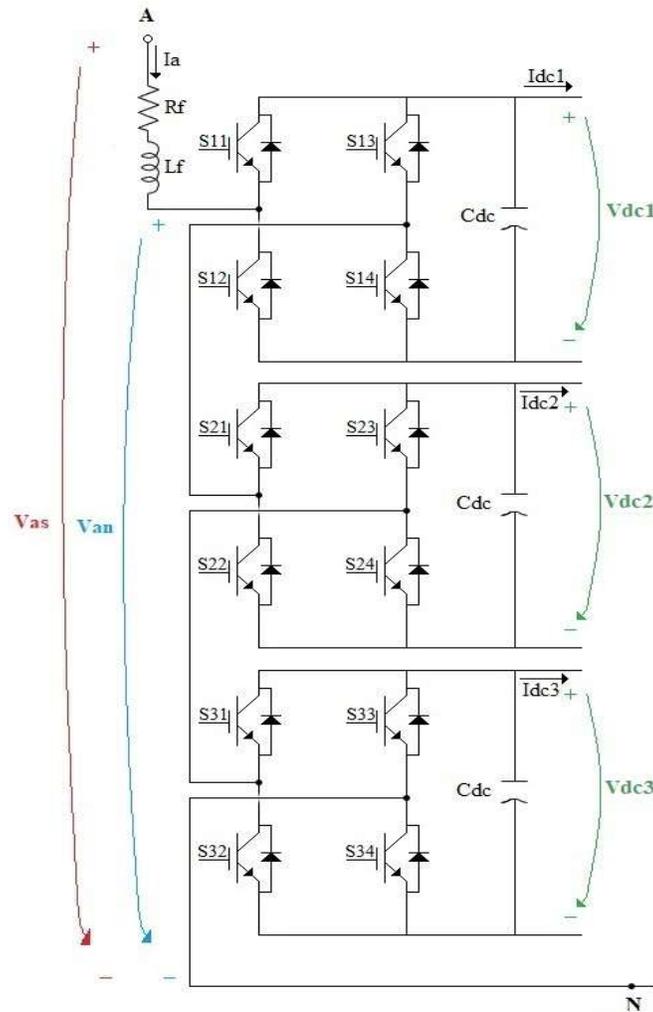


Figura 2-5 Retificador Multinível com ponte H em cascata para a fase A

Tabela 2-1 Diferentes formas de controlo dos IGBT's do retificador multinível da fase A

	S11	S12	S13	S14	S21	S22	S23	S24	S31	S32	S33	S34	Van	
1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	Vdc1+Vdc2+Vdc3	3Vavg
2	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	Vdc1+Vdc2	2Vavg
3	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	Vdc1+Vdc2-Vdc3	Vavg
4	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	Vdc1+Vdc2	2Vavg
5	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	Vdc1+Vdc3	2Vavg
6	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	Vdc1	Vavg
7	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	Vdc1-Vdc3	0
8	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	Vdc1	Vavg
9	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	Vdc1-Vdc2+Vdc3	Vavg
10	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	Vdc1-Vdc2	0
11	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	Vdc1-Vdc2-Vdc3	-Vavg
12	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	Vdc1-Vdc2	0
13	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	Vdc1+Vdc3	2Vavg
14	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	Vdc1	Vavg
15	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	Vdc1-Vdc3	0
16	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	Vdc1	Vavg
17	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	Vdc2+Vdc3	2Vavg
18	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	Vdc2	Vavg
18	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	Vdc2-Vdc3	0
20	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	Vdc2	Vavg
21	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	Vdc3	Vavg
22	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0
23	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	-Vdc3	-Vavg
24	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
25	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	-Vdc2+Vdc3	0
26	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	-Vdc2	-Vavg
27	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	-Vdc2-Vdc3	-2Vavg
28	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	-Vdc2	-Vavg
29	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	Vdc3	Vavg
30	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0
31	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	-Vdc3	-Vavg
32	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0
33	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	-Vdc1+Vdc2+Vdc3	Vavg
34	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	1	0	-Vdc1+Vdc2	0
35	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	1	0	-Vdc1+Vdc2-Vdc3	-Vavg
36	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	1	-Vdc1+Vdc2	0
37	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1	-Vdc1+Vdc3	0
38	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	-Vdc1	-Vavg
39	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0	-Vdc1-Vdc3	-2Vavg
40	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	0	1	-Vdc1	-Vavg
41	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	0	1	-Vdc1-Vdc2+Vdc3	-Vavg
42	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	0	-Vdc1-Vdc2	-2Vavg
43	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	-Vdc1-Vdc2-Vdc3	-3Vavg
44	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	0	1	-Vdc1-Vdc2	-2Vavg
45	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0	1	-Vdc1+Vdc3	0
46	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	1	0	-Vdc1	-Vavg
47	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	1	0	-Vdc1-Vdc3	-2Vavg
48	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	0	1	-Vdc1	-Vavg
49	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	Vdc2+Vdc3	2Vavg
50	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	0	Vdc2	Vavg
51	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	0	Vdc2-Vdc3	0
52	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	0	1	Vdc2	Vavg
53	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	0	1	Vdc3	Vavg
54	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	1	0	0	0
55	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	1	0	-Vdc3	-Vavg
56	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1	0	0
57	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	1	-Vdc2+Vdc3	0
58	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	1	0	-Vdc2	-Vavg
59	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	1	0	-Vdc2-Vdc3	-2Vavg
60	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	1	-Vdc2	-Vavg
61	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	0	1	Vdc3	Vavg
62	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	1	0	0	0
63	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	0	-Vdc3	-Vavg
64	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	0

2.1.1. Controlador do Retificador Multinível

Anteriormente neste subcapítulo foi dito que era necessário aplicar impulsos nas gates dos IGBT's do retificador multinível, sendo também referido que se iria usar o comando PWM para este efeito. Segundo o autor do artigo [13], este comando garante menor conteúdo harmónico.

Na **Figura 2-6**, está representado o princípio de funcionamento do comando PWM, onde existem nove ondas de referência sinusoidais, três para cada fase, ou seja, uma para cada ponte H. Estas ondas de referência mais as suas inversas são comparadas com uma onda triangular, ou seja, o impulso resultante da comparação é unitário sempre que o valor instantâneo da onda de referência é maior do que o da onda triangular e nulo na situação oposta.

Neste retificador são usadas três ondas triangulares, uma para as pontes superiores, outra para as pontes intermédias e outra para as pontes inferiores, porém desfasadas de um ângulo θ que depende do número de níveis do retificador, estando essa relação mostrada na **Figura 2-6** e apresentada na equação (2.4). Como neste caso, o retificador multinível é de 7 níveis, o ângulo θ é 60° .

$$\theta = \frac{360^\circ}{\text{nível} - 1} \quad (2.4)$$

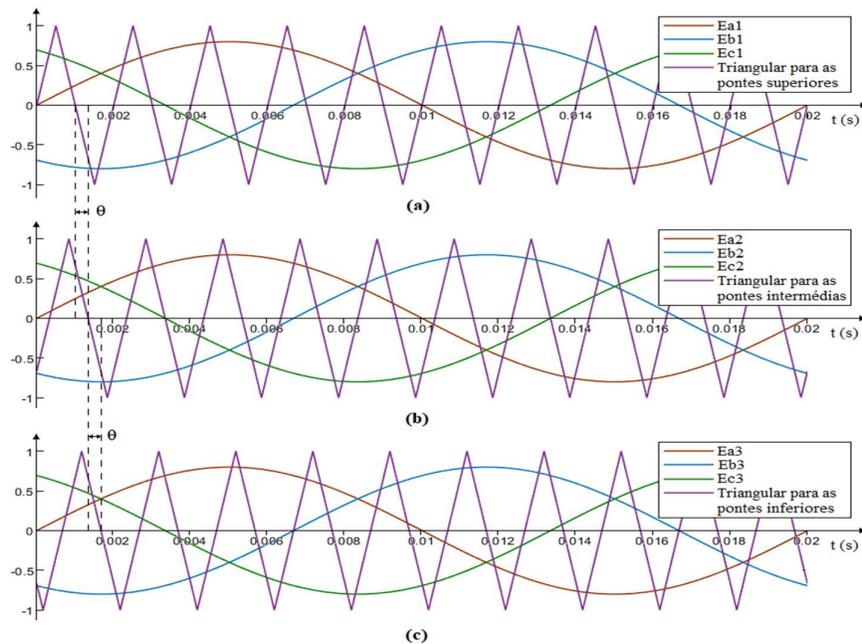


Figura 2-6 Controlo PWM trifásico: a) ondas de referência das pontes superiores da fase A, B e C (Ea1, Eb1 e Eac1) e a triangular das pontes superiores; b) ondas de referência das pontes intermédias da fase A, B e C (Ea2, Eb2 e Eac2) e a triangular das pontes intermédias; c) ondas de referência das pontes inferiores da fase A, B e C (Ea3, Eb3 e Eac3) e a triangular das pontes inferiores

As ondas de referência que são aplicadas ao comando PWM provém do controlador usado para o retificador multinível, o qual está mostrado na Figura 2-7.

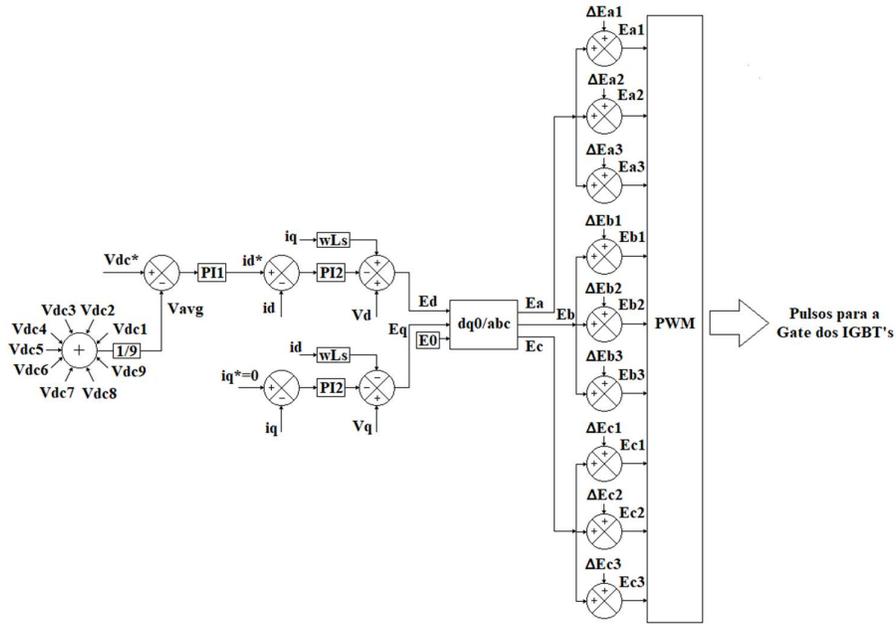


Figura 2-7 Controlador do Retificador Multinível

As tensões V_{as} , V_{bs} e V_{cs} e as correntes I_a , I_b e I_c apresentadas na equação (2.5) são convertidas do referencial abc para o referencial dq0, através da transformada de Park. A tensão V_s e a corrente I_s , da **Figura 2-8**, estão alinhadas com o eixo d, ou seja, $V_d = V_s$ e $I_d = I_s$, levando a que no eixo q, a tensão e a corrente sejam nulas.

$$\begin{cases} V_{as} = V_s \times \sin(\omega t) \\ V_{bs} = V_s \times \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}); \\ V_{cs} = V_s \times \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad \begin{cases} I_{as} = I_s \times \sin(\omega t) \\ I_{bs} = I_s \times \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) \\ I_{cs} = I_s \times \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.5)$$

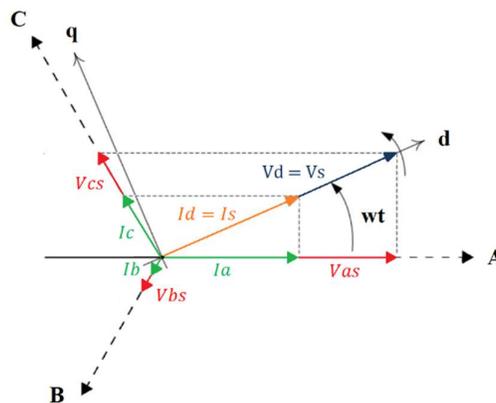


Figura 2-8 Eixos dos referenciais dq0 e abc do sistema

O cálculo das potências aparente, ativa e reativa está expresso nas equações (2.6), (2.7) e (2.8), respetivamente. Sabendo, que $V_q = 0$ V, as equações (2.7) e (2.8) podem ser reescritas como em (2.9) e (2.10).

$$S_{in} = P_{in} + jQ_{in} = (V_d I_d + V_q I_q) + j(-V_d I_q + V_q I_d) \quad (2.6)$$

$$P_{in} = V_d I_d + V_q I_q \quad (2.7)$$

$$Q_{in} = -V_d I_q + V_q I_d \quad (2.8)$$

$$P_{in} = V_d I_d \quad (2.9)$$

$$Q_{in} = -V_d I_q \quad (2.10)$$

Nas equações (2.9) e (2.10), vê-se que a potência ativa e reativa, dependem da corrente I_d e da corrente I_q , respetivamente, sendo estas duas reguladas pelos controladores PI (*Proportional-Integral*) indicados na Figura 2-7. Nesta figura observa-se que o regulador PI número 2 (PI2) é usado para colocar as correntes I_d e I_q na sua referência. A referência de I_d provém da carga que está aos terminais do conversor DC-DC unidirecional isolado, ou seja, após os barramentos estarem carregados no valor de referência, a corrente I_d de referência é nula quando não há carga e é positiva quando tem carga. A referência de I_q é zero de modo tonar a potência reativa nula, ficando assim só com potência ativa no sistema e com o fator de potência unitário.

Na Figura 2-9 está representado o controlador da componente homopolar do sistema baseado nos erros das tensões aos terminais dos barramentos DC, onde a cada erro é aplicado um regulador PI, sendo a soma dos valores resultantes o valor da corrente de referência da componente homopolar da corrente. Esta componente homopolar total é controlada através de outro PI (PI4), cuja a saída corresponde ao sinal de referência homopolar (E_0). A Figura 2-9 corresponde ao subsistema E_0 da Figura 2-7.

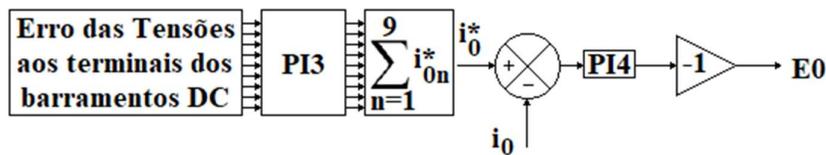


Figura 2-9 Controlo Homopolar do retificador multinível

As tensões ΔE_{a1} , ΔE_{a2} , ΔE_{a3} , ΔE_{b1} , ΔE_{b2} , ΔE_{b3} , ΔE_{c1} , ΔE_{c2} e ΔE_{c3} da **Figura 2-7** advém da diferença entre a tensão em cada barramento DC e o valor médio das tensões destes barramentos com a aplicação do regulador PI3, como apresenta a **Figura 2-10**. Isto

é usado para se conseguir uma maior precisão individual e equilíbrio das tensões nos barramentos DC no valor de referência.

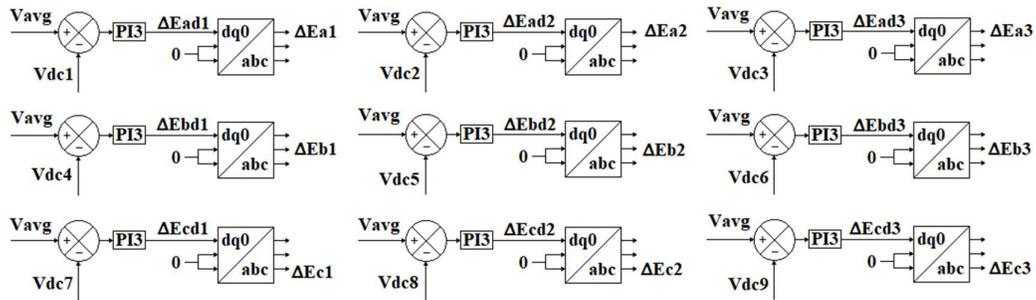


Figura 2-10 Controle individual de cada barramento DC

Por fim, este controlador, de uma forma genérica, serve para controlar as tensões nos barramentos DC do retificador multinível, as potências ativa, reativa e aparente e o fator de potência do sistema.

2.2. Conversor DC-DC Unidirecional Isolado

Como dito anteriormente, no início deste capítulo, o conversor DC-DC unidirecional isolado serve para controlar a tensão e a corrente de carregamento das baterias. Também foi dito que este conversor se iria ligar aos terminais dos barramentos DC do retificador multinível de cada fase. Este conversor está ilustrado na **Figura 2-11**.

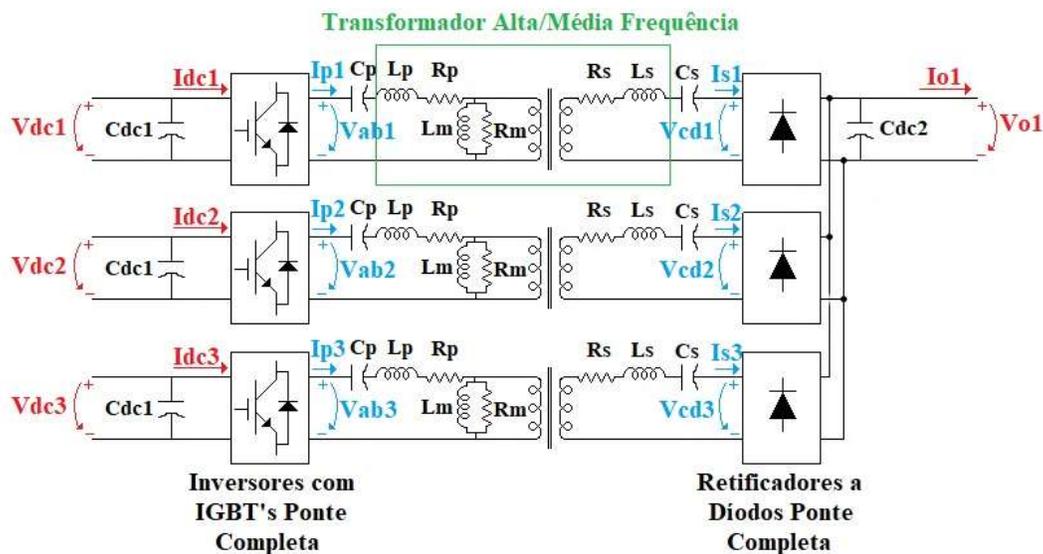


Figura 2-11 Conversor DC-DC Unidirecional Isolado para a fase A

Os inversores com IGBT's de ponta completa são compostos por uma ponte-H cada, que possuem o mesmo funcionamento e o mesmo controle. Segundo os autores dos artigos [12], [14], a modulação mais utilizada é o PWM, porém, a abordagem utilizada para o controle do conversor será a modulação por deslocamento de fase, pois, para um sistema de alta frequência, as perdas de comutação são mais baixas do que quando é usada a modulação por PWM.

Na **Figura 2-12**, têm-se a ponte H dos inversores com IGBT's ponte completa e na **Tabela 2-2** estão refletidos os valores possíveis que as tensões V_{ab1} , V_{ab2} e V_{ab3} podem obter.

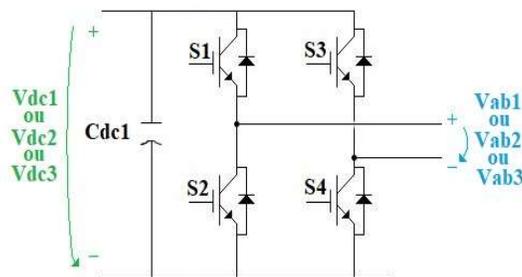


Figura 2-12 Ponte-H dos inversores ponte completa

Tabela 2-2 Tensões V_{ab} perante os impulsos aplicados nos inversores de ponta completa

S1	S2	S3	S4	V_{ab1}	V_{ab2}	V_{ab3}
1	0	0	1	V_{dc1}	V_{dc2}	V_{dc3}
1	0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0
0	1	1	0	$-V_{dc1}$	$-V_{dc2}$	$-V_{dc3}$

A modulação por deslocamento de fase, na **Figura 2-13**, tem os impulsos para os IGBT's do primeiro braço, S1 e S2, a funcionar alternadamente e são sempre fixos, porém já os impulsos para os IGBT's do segundo braço, S2 e S3, vão apresentar um desfasamento em relação aos do primeiro braço, respetivamente. Este desfasamento é designado como θ na **Figura 2-13** e quanto maior este desfasamento, maior será a tensão eficaz à saída do inversor (V_{ab1} , V_{ab2} e V_{ab3}).

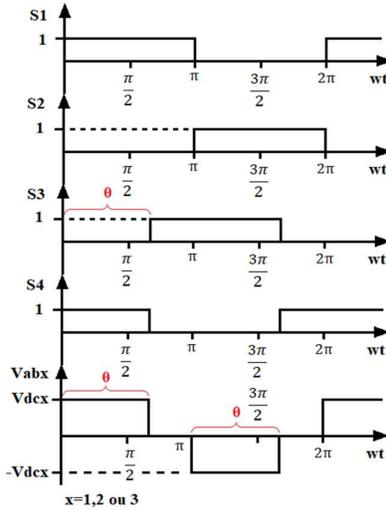


Figura 2-13 Modulação por deslocamento das pontes H do inversor do Conversor DC-DC unidirecional isolado

As tensões V_{ab1} , V_{ab2} e V_{ab3} são aplicadas na malha de ressonância do lado do primário dos transformadores. Para se criar esta malha de ressonância são colocados condensadores, C_p , à entrada do transformador, tornando a corrente de entrada do transformador numa onda sinusoidal. No lado do secundário também se usa um condensador, C_s , de modo a tornar o sistema mais equilibrado.

Quando o inversor funciona à frequência de ressonância, ω_0 , as tensões no condensador C_p e C_s serão anuladas pelas tensões em L_p e L_s , respetivamente, pois estas entram em ressonância umas com as outras. A relação entre as bobinas, os condensadores e a frequência de ressonância está na equação (2.11).

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{C_p \times L_p}} = \sqrt{\frac{1}{C_s \times L_s}} \quad (2.11)$$

Na equação (2.12) está a relação entre as bobinas, L_p e L_s , com a razão de transformação (r).

$$r = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (2.12)$$

A tensão do secundário do transformador é imposta pelas baterias como é mostrado na equação (2.13), obtendo à entrada da ponte díodos uma tensão quadrada. D1 e D2 são os díodos do primeiro braço da ponte e D3 e D4 do segundo braço.

$$V_{cd1}(t) = V_{cd2}(t) = V_{cd3}(t) = \begin{cases} V_{01} & \text{D1 e D4 ON} \\ -V_{01} & \text{D2 e D3 ON} \end{cases} \quad (2.13)$$

2.2.1. Controlador do Conversor DC-DC Unidirecional Isolado

O carregamento das baterias pode ser com corrente constante ou com tensão contante, dependendo do nível de carga das baterias. Assim, no conversor DC-DC são utilizados dois controladores, um para a tensão, **Figura 2-14** – (a), e outro para corrente, **Figura 2-14** – (b).

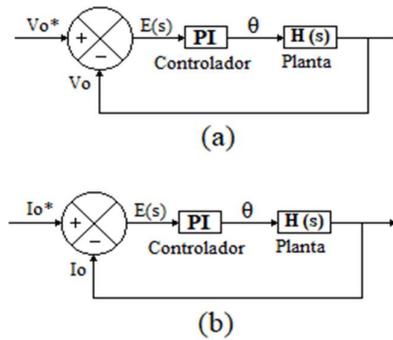


Figura 2-14 Controladores do Conversor DC-DC: a) controlador da tensão; b) controlador da corrente

No subcapítulo anterior, falou-se na modulação por deslocamento e esta aplicou-se no controlo dos IGBT's do inversor. Também foi dito que entre os impulsos do primeiro braço da ponte e do segundo havia um desfasamento θ .

Através dos reguladores PI da **Figura 2-14** e do erro entre a tensão de entrada das baterias, V_o , e entre a tensão de referência V_o^* obtém-se o desfasamento θ . Para o caso da corrente de carga das baterias, I_o , **Figura 2-14** – (b), o esquema é semelhante.

Concluindo, o valor de θ , que provém do controlador da tensão ou do controlador da corrente, vai originar um desfasamento nos impulsos que são aplicados nas pontes dos inversores, regulando, assim, a tensão ou a corrente aplicada nas baterias.

2.3. Bateria

O esquema equivalente mais simples para uma bateria é constituído por uma resistência interna e uma fonte de tensão, como indicado na Figura 2-15, sendo obtida a equação (2.14) o circuito equivalente da bateria.

$$V_0 = I_0 \times R_{bat} + E_{bat} \quad (2.14)$$

Pode-se carregar baterias com corrente constante, CC (*Constant Current*), com tensão constante, CV (*Constant Voltage*), ou com corrente e tensão constante, CC/CV.

O modo de carregamento CC/CV, **Figura 2-16**, funciona, inicialmente, com corrente constante até cerca de 90% do estado de carga, SOC (*State of Charge*), da bateria e após este limite inicia-se o carregamento com tensão constante até a bateria estar totalmente carregada, finalizando assim o carregamento. Este é o método mais favorável porque no fim da carga, devido a carregar com uma tensão constante, a diferença de potencial é bastante baixa, logo a corrente é pequena. Também tem como vantagem o facto de carregar durante maior parte do tempo com uma corrente constante, o que conduz a um carregamento da bateria mais rápido.

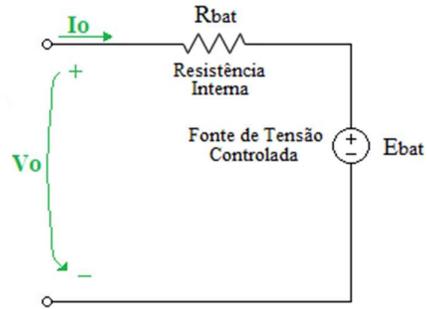


Figura 2-15 Circuito equivalente de uma bateria

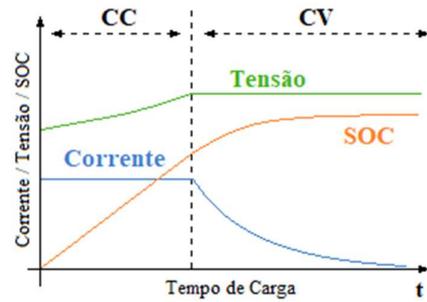


Figura 2-16 Carregamento de uma bateria no modo CC/CV

Capítulo 3

Resultados da Simulação

3.1. Apresentação do Sistema

Para verificar a eficiência do caso de estudo e dos seus controladores foi realizada uma simulação utilizando o software Simulink da Mathworks®.

Inicialmente é apresentado o carregamento das baterias em equilíbrio com três níveis de carga, verificando-se, também, a passagem do carregamento das baterias em modo de corrente constante para o modo de carregamento em tensão constante. Por fim, fazem-se simulações com o sistema em desequilíbrio.

Na **Figura 3-1**, está representado o sistema global simulado na ferramenta Simulink. O seu primeiro subsistema (Fonte) representa a rede, tendo esta uma tensão composta eficaz de 15 kV, com uma frequência de 50 Hz. No subsistema Retificador Multinível está a montagem da **Figura 2-4** e da **Figura 2-5**, onde a resistência R_f , a bobina L_f e os condensadores C_{dc} são $0,5 \Omega$, 40 mH e 5 mF, respetivamente.

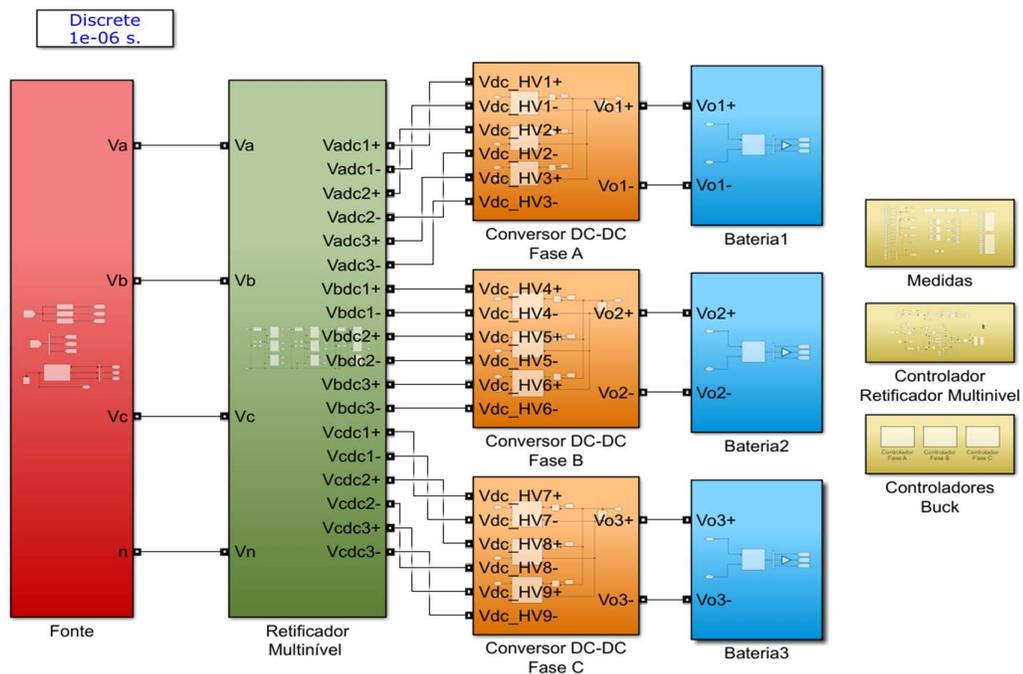


Figura 3-1 Apresentação do sistema feito no Simulink

Os subsistemas Conversor DC-DC Fase A, B e C são constituídos pelos circuitos da **Figura 2-11**, em cada fase. Na **Tabela 3-1** estão representados os parâmetros equivalentes calculados dos transformadores bem como a razão de transformação, a

frequência linear e angular de ressonância e os valores dos condensadores de entrada e saída do conversor DC-DC.

Tabela 3-1 Parâmetros equivalentes dos transformadores, razão de transformação, frequências de ressonância e valores dos condensadores de entrada e saída do conversor DC-DC unidirecional isolado

r	Rp (Ω)	Rs (Ω)	Lp (mH)	Ls (mH)	Cp (nF)	Cs (nF)	Lm (H)	Rm (MΩ)	fo (kHz)	wo (krad/s)	Cdc1 (mF)	Cdc2 (mF)
2	0,01	0,0001	60	0,6	42,217	168,87	0,6	1	5	31,416	5	5

Neste sistema, ligam-se três bancos de baterias de lítio de alta potência, um por cada conversor DC-DC. Cada banco vai ser composto por 560 células de tensão nominal 3,2 V e tensão máxima 3,65 V, ou seja, cada banco de baterias tem uma tensão nominal de 1792 V e uma tensão máxima de 2044 V. A resistência interna do conjunto de células é 0,15Ω e cada bateria tem de capacidade elétrica de 60 A.h, isto significa, quando se aplica uma corrente de 60 A na bateria, esta vai demorar uma hora para estar totalmente carregada e caso se aplique uma corrente de 120A, a bateria demora 30 minutos até à carga total. Cada banco de baterias está representado nos subsistemas bateria 1, 2 e 3.

No Apêndice B, estão os controladores do retificador multinível e do conversor DC-DC unidirecional isolado, tendo, também, as constantes de proporcionalidade e os ganhos integrais do regulador PI e os ficheiros do matlab usados.

3.2. Carregamento com Diferentes Níveis de Carga

Na **Figura 3-2** e na **Figura 3-3**, estão representadas as tensões de fase de entrada da rede nos eixos abc e nos eixos dq0, respetivamente, estando os eixos dq0 em sincronismo com a frequência da rede. O valor de pico das tensões V_{as} , V_{bs} e V_{cs} é $\frac{1500 \cdot \sqrt{2}}{\sqrt{3}} = 12,25 \text{ kV}$. Devido ao sincronismo dos eixos dq0 com a rede, a tensão V_d é igual à tensão de pico das tensões anteriores enquanto que V_q e V_0 são iguais a zero.

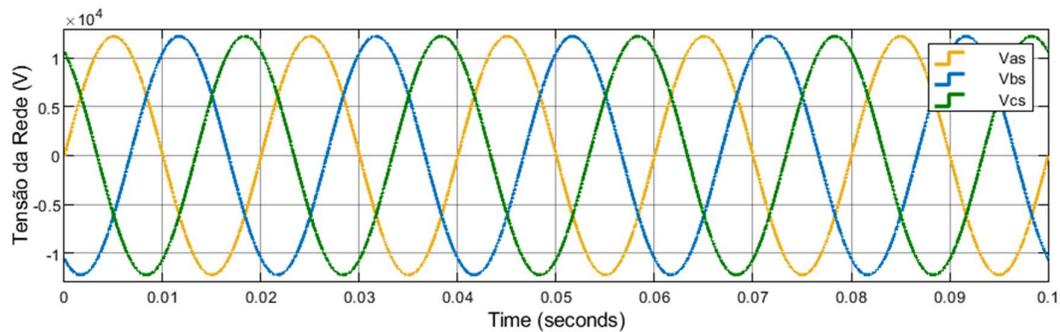


Figura 3-2 Tensões da Rede nos eixos abc

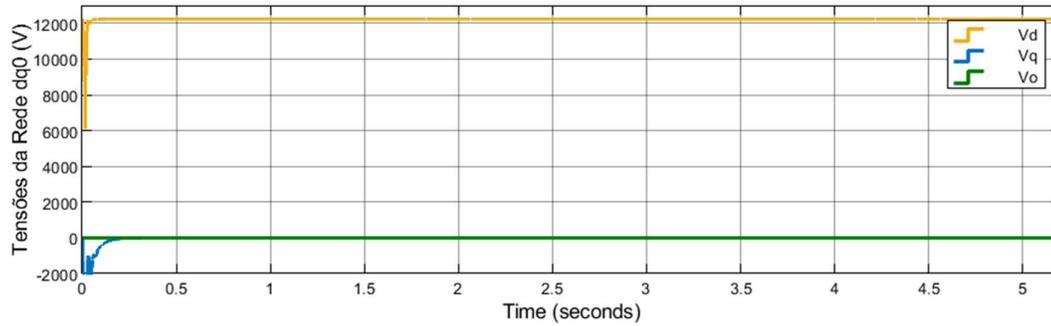


Figura 3-3 Tensões da rede nos eixos dq0

Nesta simulação, o objetivo é provar que o sistema consegue carregar as baterias com diferentes níveis de carga, ou seja, a corrente que entra na bateria tem mais do que um nível, estando na **Figura 3-4** a corrente de referência e a corrente real das baterias.

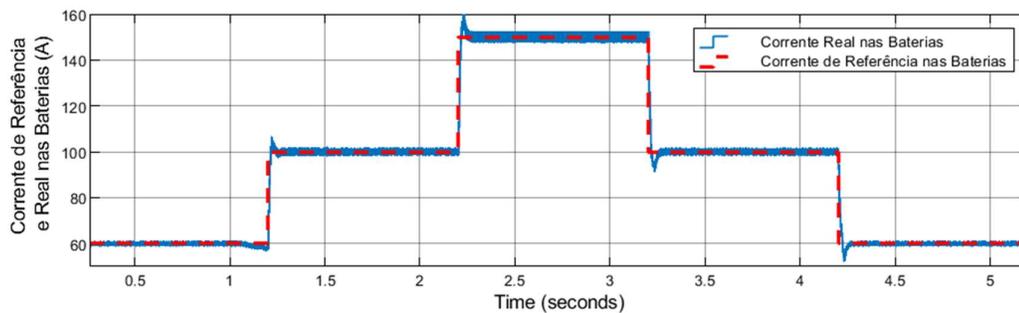


Figura 3-4 Corrente de referência e real nas baterias

Na **Figura 3-4** observa-se que os diferentes estados da corrente são executados e devido às tensões aos terminais das baterias, **Figura 3-5**, dependerem da corrente, equação (2.14), estas também vão apresentar diferentes níveis, estando descritos nas equações (3.1) - (3.4) a diferença de potencial entre os níveis.

$$\Delta V(t = 1, 2s) = (100 - 60) \times R_{bat} = 40 \times 0,15 \approx 5,97V \quad (3.1)$$

$$\Delta V(t = 2, 2s) = (150 - 100) \times R_{bat} = 50 \times 0,15 \approx 7,47V \quad (3.2)$$

$$\Delta V(t = 3, 2s) = (100 - 150) \times R_{bat} = -50 \times 0,15 \approx -7,47V \quad (3.3)$$

$$\Delta V(t = 4, 2s) = (60 - 100) \times R_{bat} = -40 \times 0,15 \approx -5,97V \quad (3.4)$$

Os gráficos da **Figura 3-6** são o estado de carga das baterias que é, inicialmente, 30%. O SOC tem uma variação diretamente linear com a corrente por isso quanto maior a corrente de carga mais rápido vai ser o aumento do estado de carga. Observando os gráficos do SOC, entre 0,2s e 1,2s (corrente de referência 60A) este teve um aumento de 0,025% e entre 2,2s e 3,2s (corrente de referência 150A) este teve um aumento de

0,0625%, assim, com estes valores, consegue-se chegar à equação (3.5) mostrando a linearidade entre a corrente de carga das baterias, I_{bat} , e o SOC.

$$SOC = 4,167 \times 10^{-4} \times I_{bat} \quad (3.5)$$

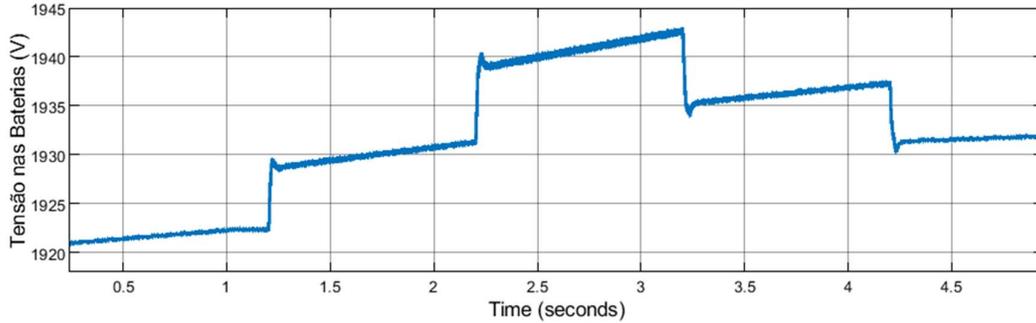


Figura 3-5 Tensão das Baterias

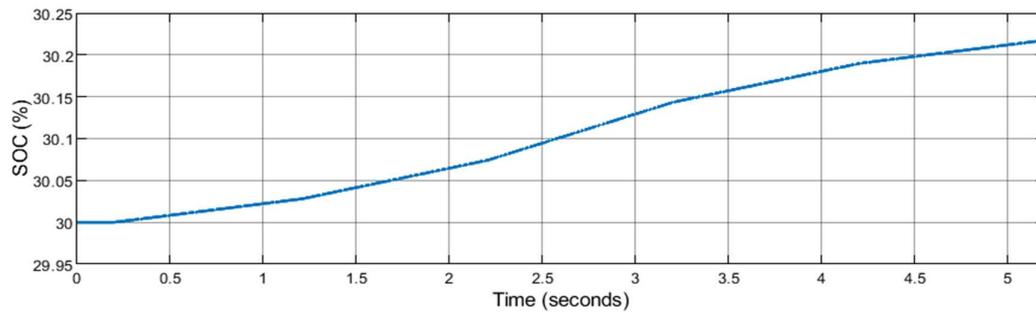


Figura 3-6 SOC das Baterias

Analisando agora o lado do retificador multinível, na **Figura 3-7**, tem-se as tensões de entrada do retificador multinível, conseguindo-se notar os sete níveis de tensão. A **Figura 3-8** mostra a tensão de referência dos barramentos DC do retificador multinível a 4500V e as tensões reais destes. As tensões nestes barramentos variam entre 4490 V e 4510 V, sendo o seu erro maior quanto maior for a corrente de carga das baterias. Escolheu-se a tensão de 4500 V por ser superior à tensão calculada na equação (2.3), que é tensão simples de pico da rede sobre três (o número de pontes em série).

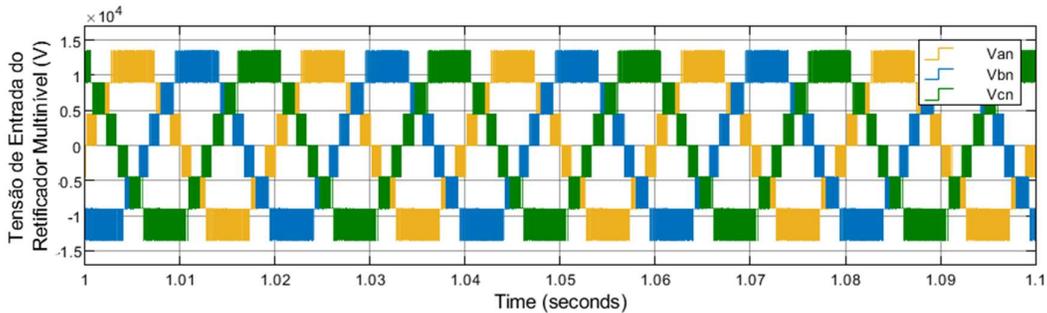


Figura 3-7 Tensões de entrada do retificador multinível (V_{an} , V_{bn} e V_{cn})

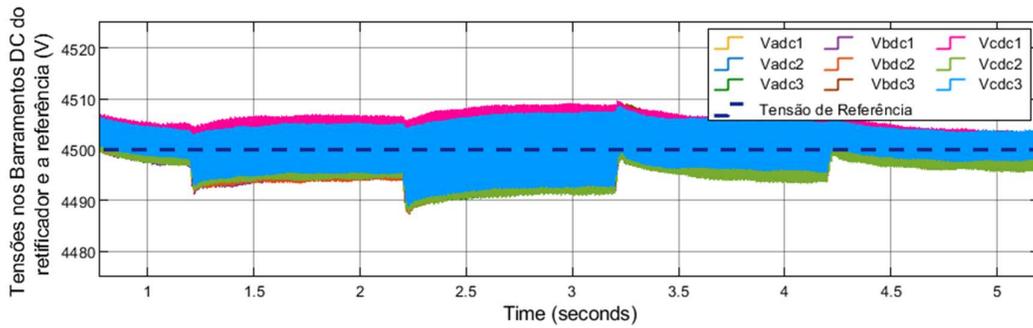


Figura 3-8 Tensões dos Barramentos DC do retificador multinível e a tensão de referência para estes

Através dos valores nas tensões das baterias na **Figura 3-5** e das correntes de carga destas, consegue-se chegar a um valor aproximado das potências nas baterias, como mostrado na equação (3.6). Na **Figura 3-9** vê-se que os valores calculados são próximos aos valores reais e também se observa na **Figura 3-10** um rendimento muito alto, porém neste rendimento não estão incluídas as perdas de comutação dos semicondutores utilizados nas pontes H.

$$\begin{cases} P_{bat} = 3 \times 1922 \times 60 = 346 \text{ kW}, & I_{bat} = 60 \text{ A} \\ P_{bat} = 3 \times 1931 \times 100 = 579 \text{ kW}, & I_{bat} = 100 \text{ A} \\ P_{bat} = 3 \times 1943 \times 150 = 874 \text{ kW}, & I_{bat} = 150 \text{ A} \end{cases} \quad (3.6)$$

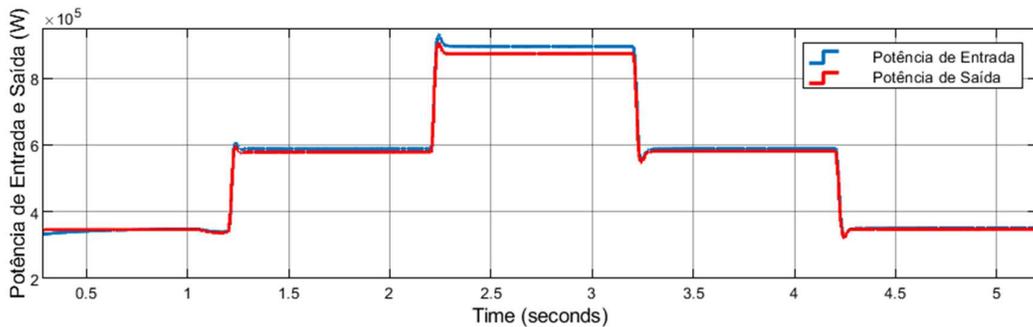


Figura 3-9 Potências de entrada e de saída

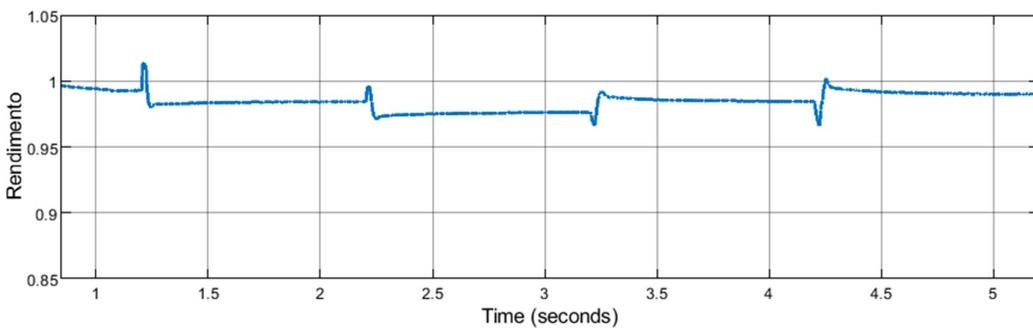


Figura 3-10 Rendimento

Foi dito anteriormente, que o controlador do retificador multinível para além de controlar as tensões aos terminais dos barramentos DC, também controla as correntes I_d e I_q . Sabe-se que a referência da corrente I_q é zero e a referência de I_d depende da carga nas baterias.

Considerando que a potência nas baterias calculadas é a mesma que na entrada, pode-se calcular um valor aproximado da corrente de referência de entrada, pois a tensão de entrada permanece sempre com o mesmo valor eficaz. Na equação (3.7) está o valor de pico das correntes de referência nos eixos abc, sendo estes valores, também, a corrente de referência I_d , aproximadamente.

$$\begin{cases} I_{ref} = \frac{P}{\sqrt{3} \times U_{eficaz}} \times \sqrt{2} = \frac{346000}{\sqrt{3} \times 15000} \times \sqrt{2} = 19A, & I_{bat} = 60A \\ I_{ref} = \frac{P}{\sqrt{3} \times U_{eficaz}} \times \sqrt{2} = \frac{579000}{\sqrt{3} \times 15000} \times \sqrt{2} = 32A, & I_{bat} = 100A \\ I_{ref} = \frac{P}{\sqrt{3} \times U_{eficaz}} \times \sqrt{2} = \frac{874000}{\sqrt{3} \times 15000} \times \sqrt{2} = 48A, & I_{bat} = 150A \end{cases} \quad (3.7)$$

Na **Figura 3-11** pode-se reparar na dependência que a corrente I_d tem em relação à carga do sistema e comprova-se que os valores calculados anteriormente para a referência I_d^* são aproximados aos valores reais. Verifica-se, também, que a corrente I_q é nula, tendo o mesmo valor que a sua referência. Na **Figura 3-12** tem-se as correntes da rede nos eixos abc para 3 níveis de carga diferentes e verifica-se que os valores de pico das correntes são iguais aos calculados no sistema de equações (3.7).

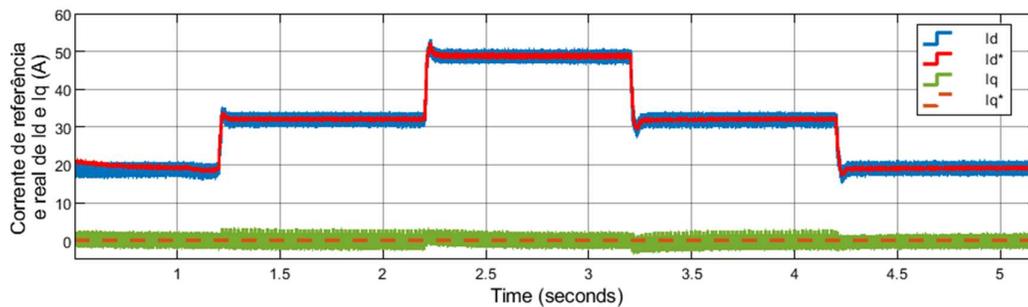


Figura 3-11 Corrente I_d de Referência e real

Como consequência da corrente I_q ser nula, foi referido, que o fator de potência é unitário, pois não existe potência reativa no sistema. Sabendo que o fator de potência é unitário, então o desfasamento entre a tensão e a corrente é nulo. Devido a estas terem grandezas diferentes é aplicado um ganho na tensão de $1/12247$ e na corrente de $1/24$.

Observa-se na **Figura 3-13**, a corrente (onda azul) e a tensão (onda amarela) após ser aplicado o ganho.

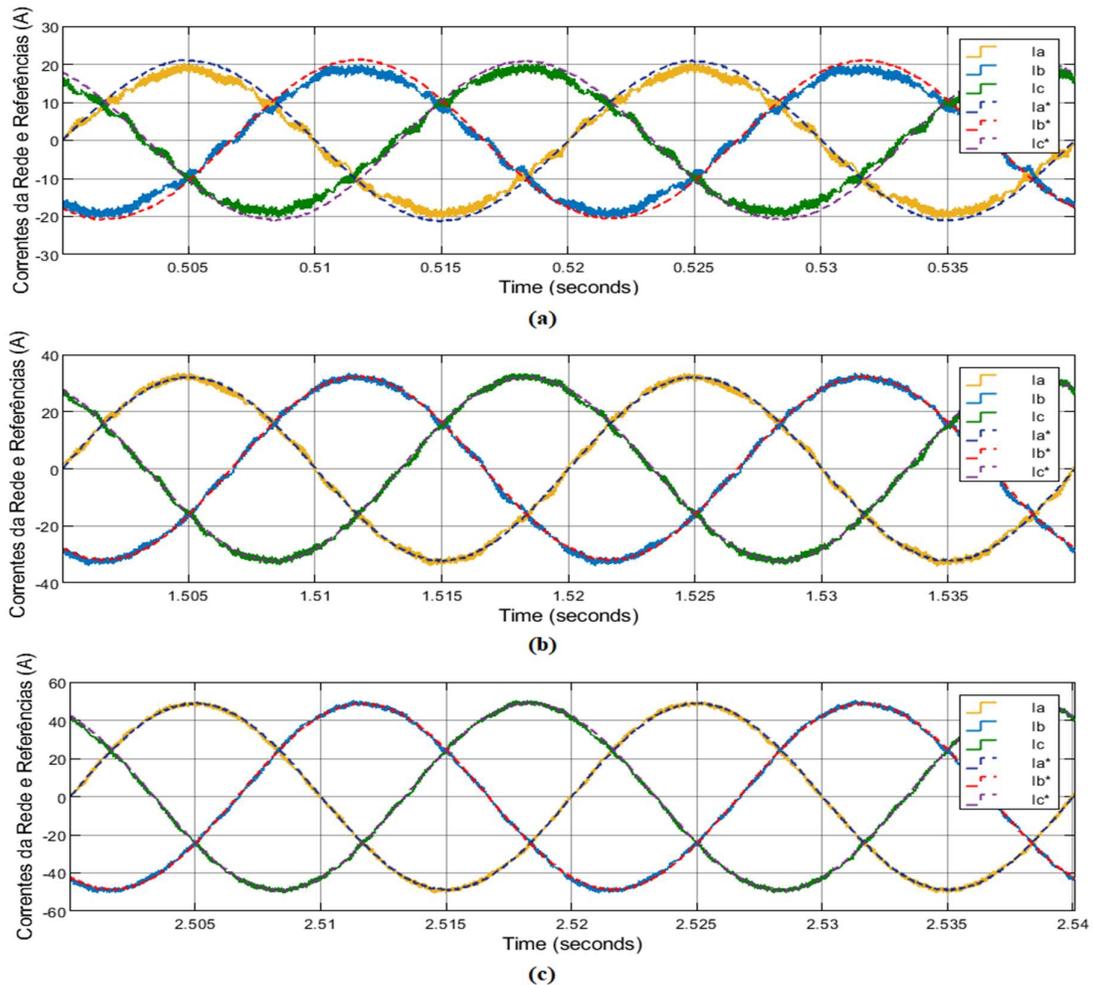


Figura 3-12 Correntes da rede nos eixos abc reais e de referência para quando a corrente de carga das baterias é: a) 60 A; b) 100 A; c) 150 A

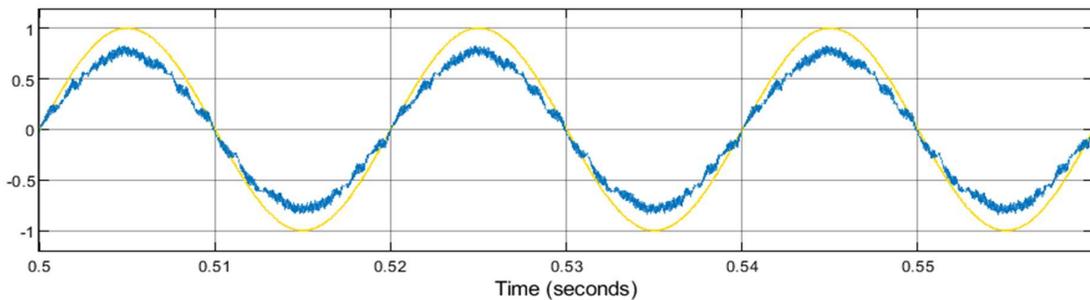


Figura 3-13 Visualização do Desfasamento entre a tensão e a corrente

As ondas de referência resultantes que vão ser aplicadas no comando PWM encontram-se na **Figura 3-14** – (a) e (b), nos eixos dq0 e abc, respetivamente, porém são lhes aplicados o ganho de 1/12,25kV, ou seja, divide-se as tensões de referência E_a , E_b e

Ec pelo valor de pico da tensão simples da rede. Apesar da carga ter variações, estas referências não se alteram, pois, são usadas para controlar o nível de tensão nos barramentos DC do retificador multinível e este mantém-se constante ao longo do tempo.

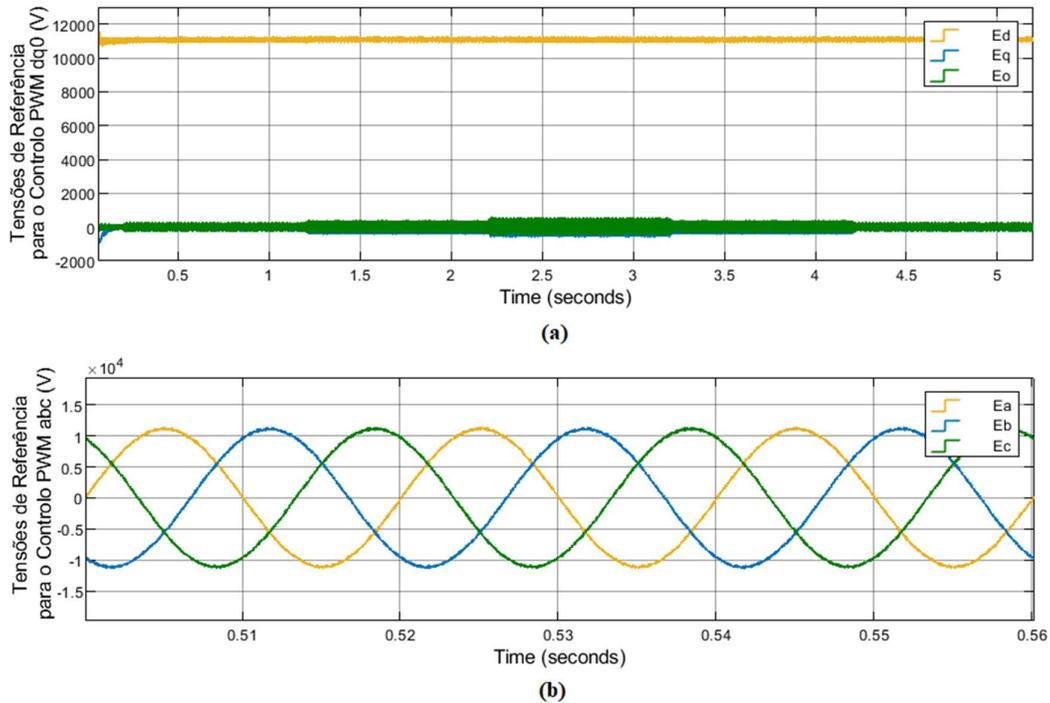


Figura 3-14 Tensões de Referência a aplicar no controle PWM: a) nos eixos dq0; b) nos eixos abc

À entrada do conversor DC-DC têm-se três inversores, em que as saídas destes vão variar entre as tensões dos barramentos DC do retificador multinível (4500 V) e o negativo destas (-4500 V), como mostra a **Figura 3-15**. Após o inversor estão as malhas de ressonância do transformador de alta frequência.

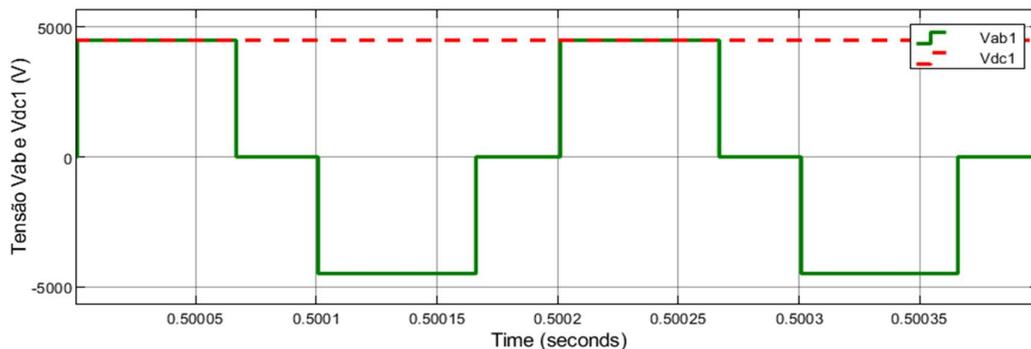


Figura 3-15 Tensão de saída dos inversores do Conversor DC-DC unidirecional isolado

As tensões do lado primário e secundário do transformador estão na **Figura 3-16**. Estas apresentam uma forma de onda sinusoide, porém não é perfeita. Quando um sistema

está em ressonância, as correntes é apresentam uma forma sinusoide quase perfeita, como se observa na **Figura 3-17**, porém as tensões não têm essa perfeição.

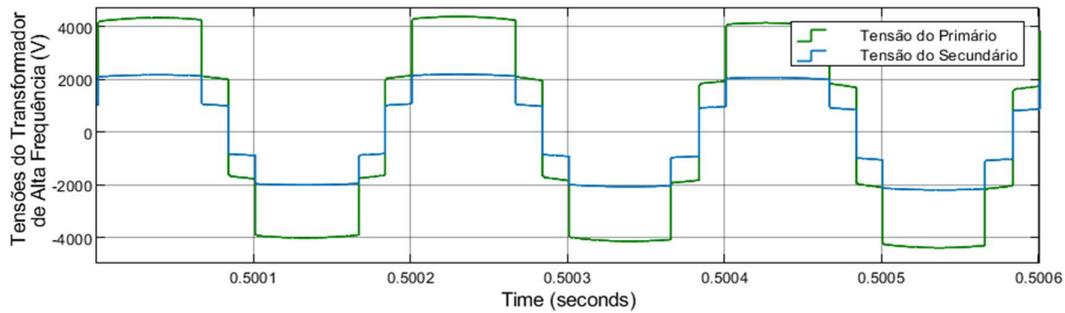
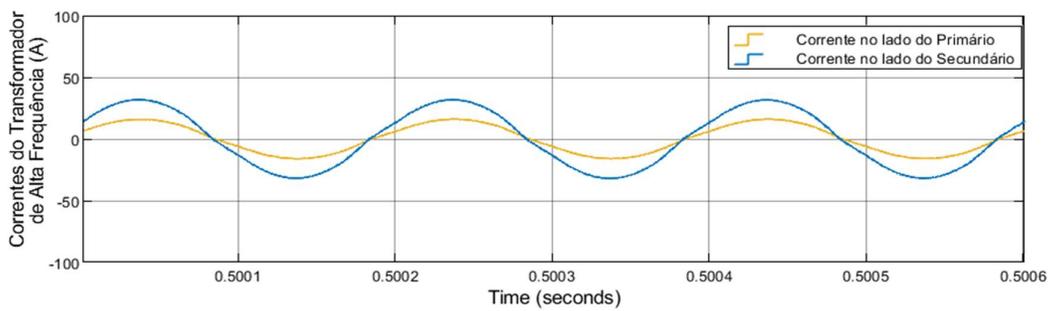
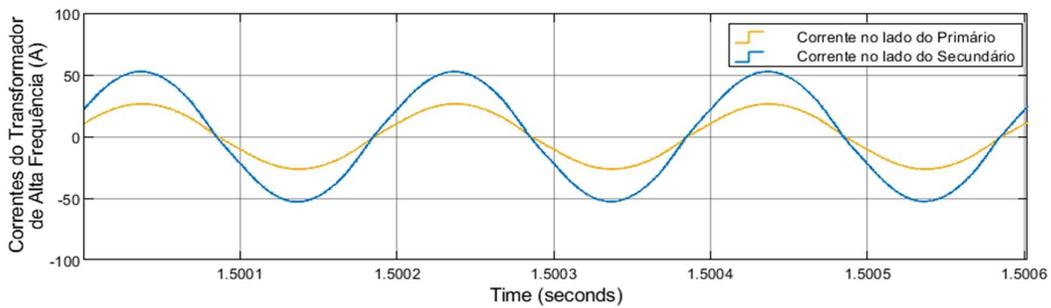


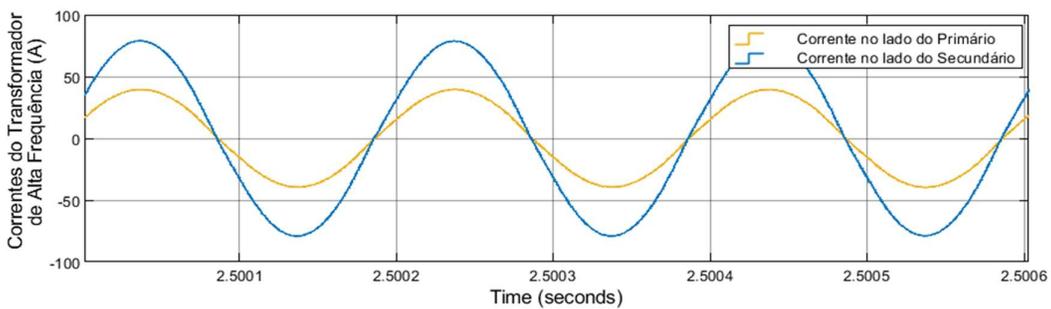
Figura 3-16 Tensões do Transformador de Alta Frequência



(a)



(b)



(c)

Figura 3-17 Correntes no lado primário e secundário do transformador para a corrente de carga: (a) - 60 A; (b) - 100 A; (c) - 150 A

Como foi dito anteriormente, a entrada da ponte de díodos do Conversor DC-DC unidirecional isolado depende da tensão aos terminais da bateria. Na **Figura 3-18** consegue-se observar esta relação, ou seja, a tensão de entrada da ponte de díodos varia entre mais e menos as tensões das baterias.

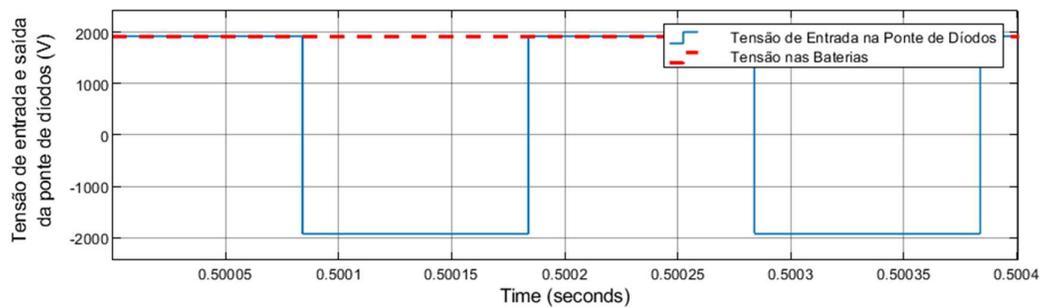


Figura 3-18 Tensão de Entrada e Saída da ponte de Díodos

Conclui-se que este sistema em equilíbrio funciona e consegue carregar com diferentes níveis de carga mesmo quando se muda a referência da corrente bruscamente tanto para mais como para menos carga. Também se pode concluir que este sistema cumpre os objetivos do retificador multinível, como o controlo das tensões nos barramentos DC, das correntes I_d e I_q e, conseqüentemente, do fator potência, e do conversor DC-DC unidirecional isolado, que, para este caso, controla as correntes de entrada nas baterias e garante o isolamento galvânico.

3.3. Carregamento das Baterias em Modo Tensão

No subcapítulo anterior, o carregamento das baterias foi feito em corrente constante com diferentes níveis, contudo, neste subcapítulo, apresenta-se o carregamento das baterias com a passagem do modo CC para CV, ocorrendo mais ou menos nos 90% do SOC, ou seja, nos 0,8 segundos para este caso. Consegue-se observar essa passagem na **Figura 3-19** e na **Figura 3-20**, onde até aos 0,8 segundos há um aumento linear da tensão aos terminais das baterias e do SOC, respetivamente, e, após esse instante, a tensão permanece constante nos 1975 V e o SOC aumenta exponencialmente.

O gráfico da **Figura 3-21** mostra a corrente nas baterias e consegue-se ver, que no instante de passagem do modo CC para CV, a corrente deixa de carregar com corrente constante de 150 A e tende para zero. Isto acontece porque à medida que a bateria carrega,

em tensão constante, a diferença de potencial diminui e consequentemente a corrente decresce até ser nula, ou seja, até a bateria estar totalmente carregada.

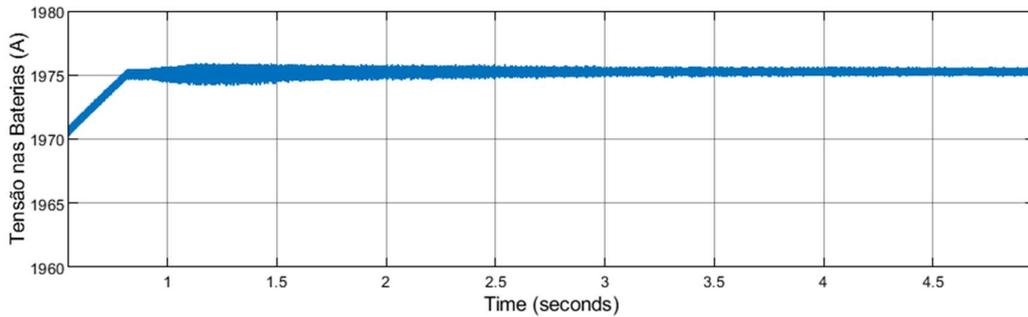


Figura 3-19 Tensão nas Baterias

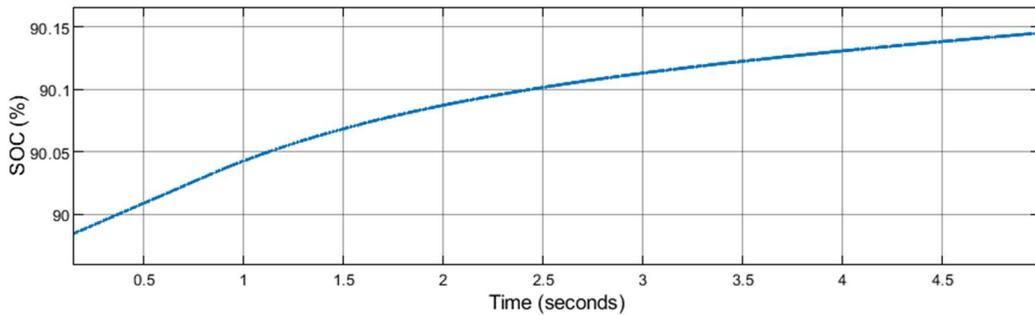


Figura 3-20 SOC das baterias

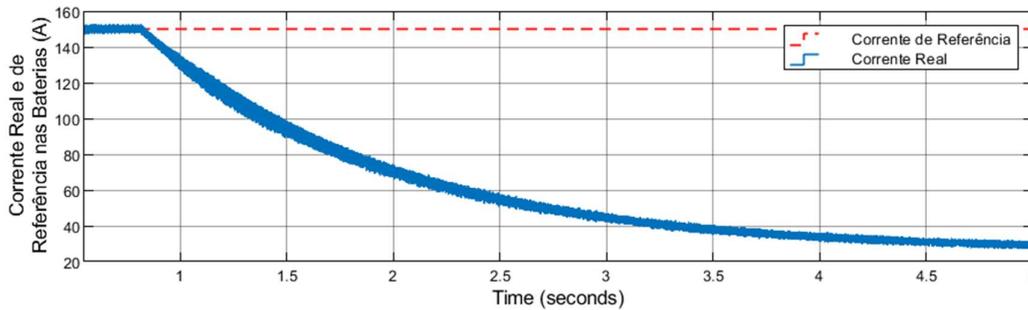


Figura 3-21 Corrente Real e de Referência das Baterias

Tendo uma tensão constante no modo CV e uma corrente decrescente exponencialmente, significa que a potência de saída e, consequentemente, a de entrada vão apresentar a mesma forma que a curva da corrente nas baterias, ou seja, as potências diminuem exponencialmente, como se pode verificar na **Figura 3-22**. Também se pode observar na **Figura 3-23**, um rendimento elevado, próximo ao valor unitário, porém falta

contabilizar as perdas de comutação dos semicondutores de todas as pontes H do sistema global, pois apenas se contabilizam as perdas resistivas.

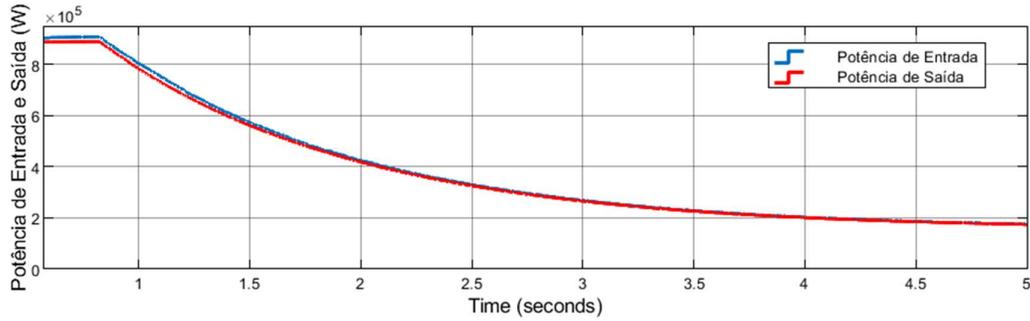


Figura 3-22 Potência de Entrada e Saída (modo CC para CV)

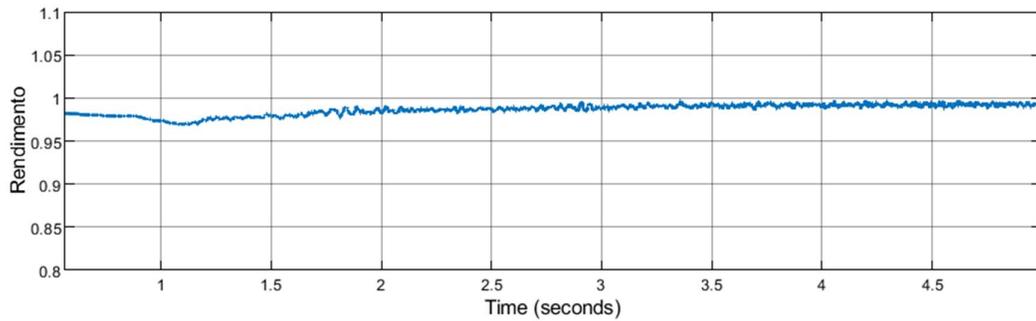


Figura 3-23 Rendimento (do modo CC para CV)

Sabendo que as correntes da rede dependem das correntes nas baterias, então ambas decrescem no modo de tensão constante. Na **Figura 3-24**, tem-se as corrente I_d e I_q reais e de referência e consegue-se observar que a corrente de referência I_d diminui à medida que carga na saída diminui e, também, que as correntes seguem as suas referências.

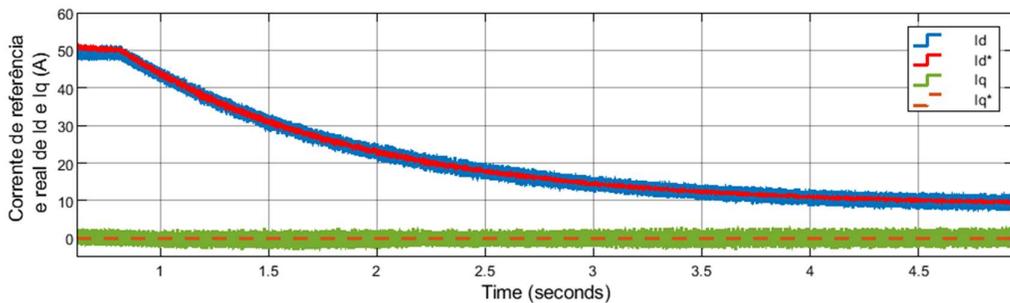


Figura 3-24 Corrente I_d e I_q de referência e reais (do modo CC para CV)

As correntes na rede nos eixos abc estão na **Figura 3-25**, onde também se observa a diminuição destas ao longo do tempo de carga.

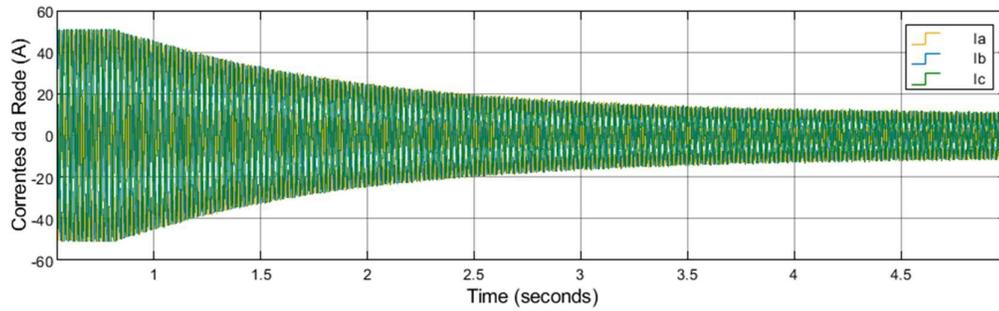


Figura 3-25 Correntes da rede nos eixos abc (do modo CC para CV)

Neste ensaio a tensão de referência dos barramentos DC foi, também 4500V e verifica-se mais uma vez, na **Figura 3-26**, estes barramentos tendem para a referência, cumprindo assim um dos objetivos do retificador multinível. Neste caso os retificadores multiníveis não apresentam grandes variações nos resultados em relação ao anterior bem como o conversor DC-DC.

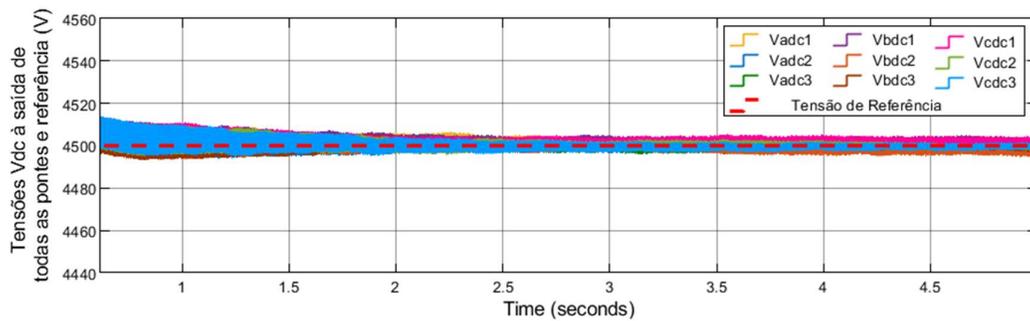


Figura 3-26 Tensão nos barramentos DC do retificador multinível e referência

Por último, pode-se concluir, que o conversor DC-DC consegue tanto impor uma corrente constante nas baterias como uma tensão constante aos terminais destas. O retificador multinível consegue controlar as correntes de entrada através da carga alimentada pelo sistema e mantém as tensões nos barramentos DC no valor de referência.

Capítulo 4

Desequilíbrios no Sistema

4.1. Baterias Desequilibradas

Para testar se o sistema projetado funciona em desequilíbrio colocaram-se as baterias com diferentes níveis de carga. Na **Figura 4-1** consegue-se observar diferentes níveis de carga nas três baterias, tendo a bateria 1 2 e 3, um SOC inicial de 30%, 50% e 70%, respetivamente.

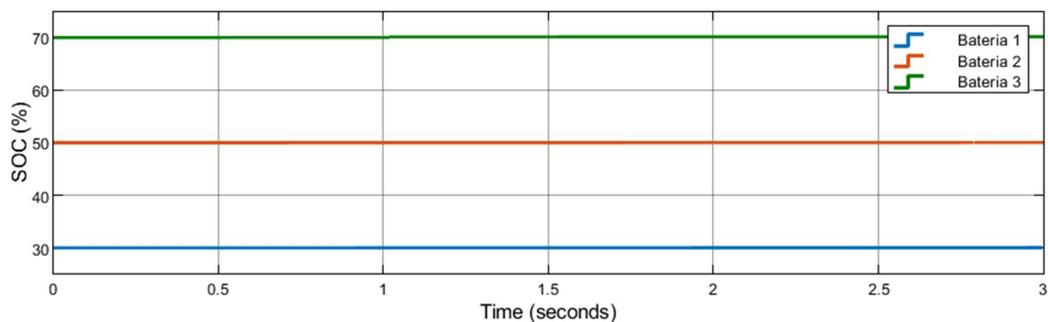


Figura 4-1 SOC das baterias (com baterias desequilibradas)

Se o SOC nas baterias é diferente, então a tensão aos terminais destas também é diferente, pois quanto maior o estado de carga, maior a tensão aos terminais da bateria. Esta relação pode-se visualizar na **Figura 4-2**, onde as tensões apresentam níveis diferentes e um aumento linear ao longo do tempo. Este aumento linear deve-se ao facto de se carregar as baterias com corrente constante de 60 A, como mostra a **Figura 4-3**. Nesta está representada a corrente de referência de carga das baterias e a corrente real destas, que tal como a referência rondam os 60 A.

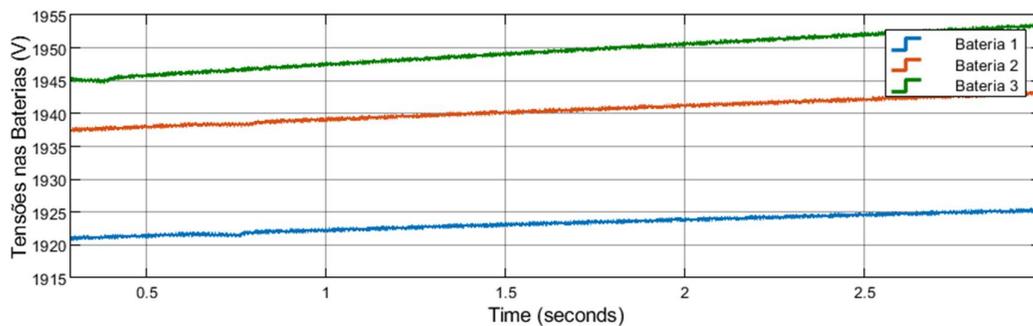


Figura 4-2 Tensões nas baterias (com baterias desequilibradas)

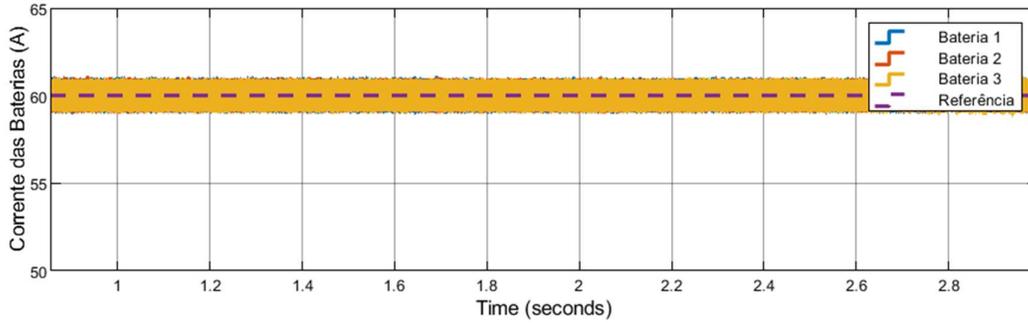


Figura 4-3 Corrente nas baterias (com baterias desequilibradas)

Tendo uma corrente constante e uma tensão, que aumenta linearmente ao longo do tempo, então a potência de saída e, conseqüentemente, a de entrada, também, aumentam linearmente, como se pode observar na **Figura 4-4**. Tal como nos outros casos, o rendimento, **Figura 4-5**, apresentam um valor elevado próximo do valor unitário, porém não foram contabilizadas, também para este caso, as perdas por comutação dos IGBT's.

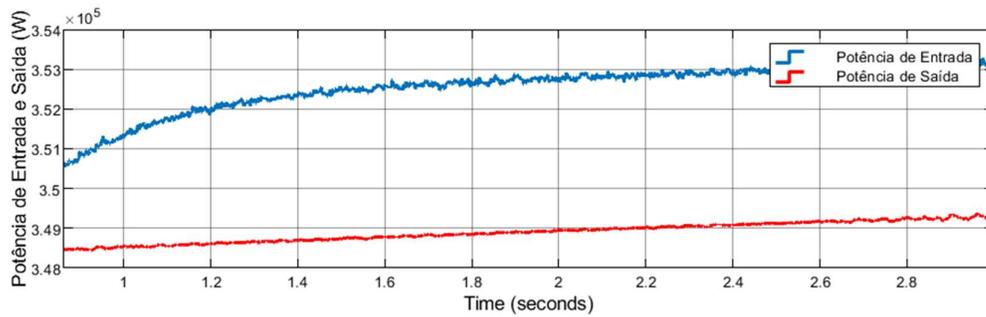


Figura 4-4 Potências de Entrada e Saída (com baterias desequilibradas)

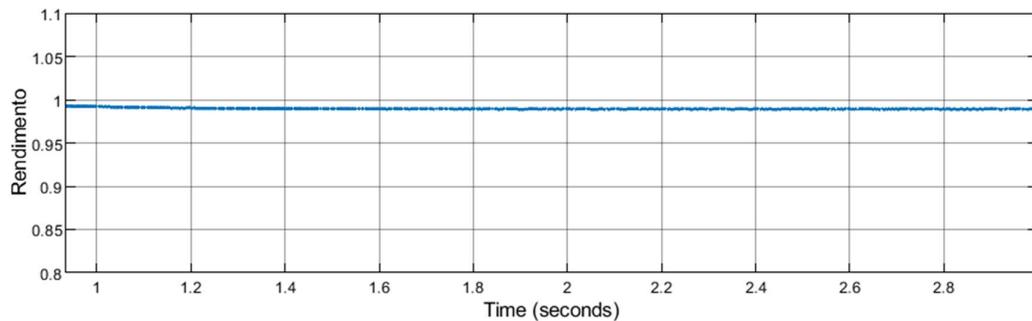


Figura 4-5 Rendimento (com baterias desequilibradas)

No subcapítulo 3.1. calculou-se, através da equação (3.7), uma aproximação da corrente I_d quando a corrente de carga nas baterias é 60 A, sendo o resultado 19 A. Na **Figura 4-6** visualiza-se a referência de I_d próxima dos 19 A, a referência de I_q nos 0 A e as correntes reais com os valores das respectivas referências. Também, na **Figura 4-7**,

observa-se as correntes sinusoides, nos eixos abc, com valor de pico próximo aos 19 A calculados.

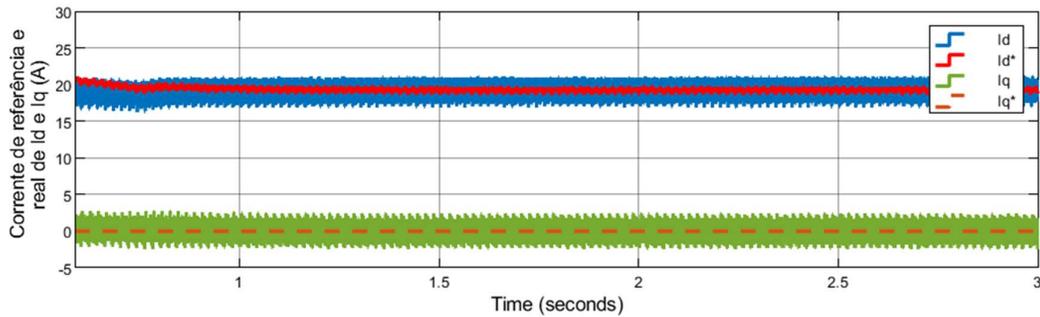


Figura 4-6 Correntes de referência e reais Id e Iq (com baterias desequilibradas)

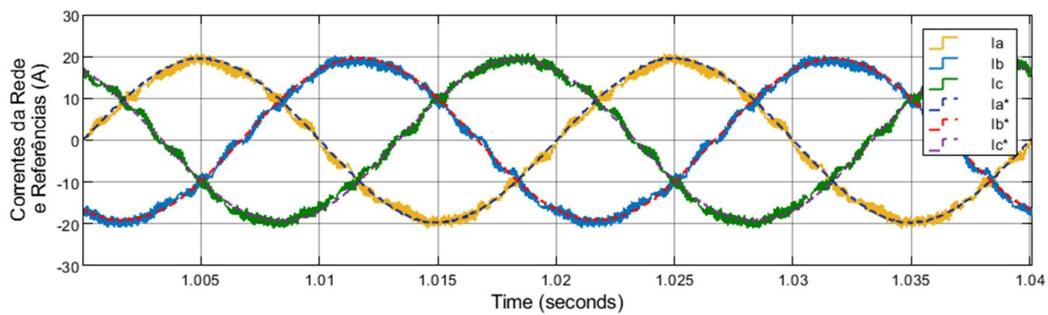


Figura 4-7 Correntes reais e de referência da rede nos eixos abc (com baterias desequilibradas)

A **Figura 4-8** mostra as tensões nos barramentos DC do retificador multinível bem como a referência destes, que se mantém igual às simulações do capítulo anterior. Devido esta igualdade, o comportamento dos inversores é semelhante ao que acontece no subcapítulo 3.1.

No transformador de alta frequência as correntes apresentam a mesma forma sinusoidal, **Figura 4-9**, não havendo qualquer desequilíbrio.

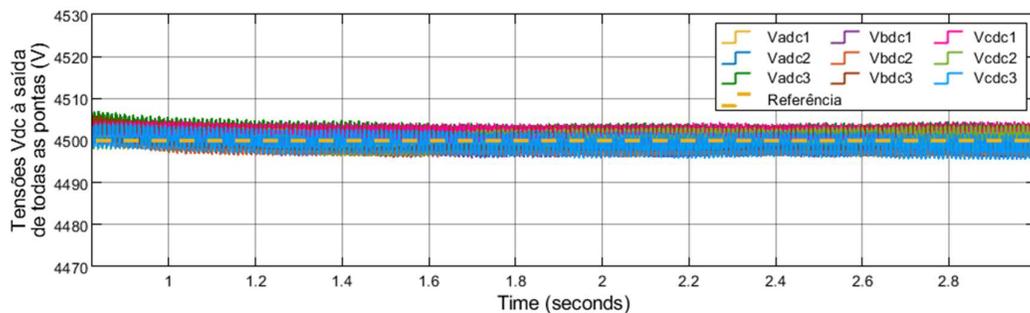


Figura 4-8 Tensão nos barramentos DC do retificador multinível e a referência (com baterias desequilibradas)

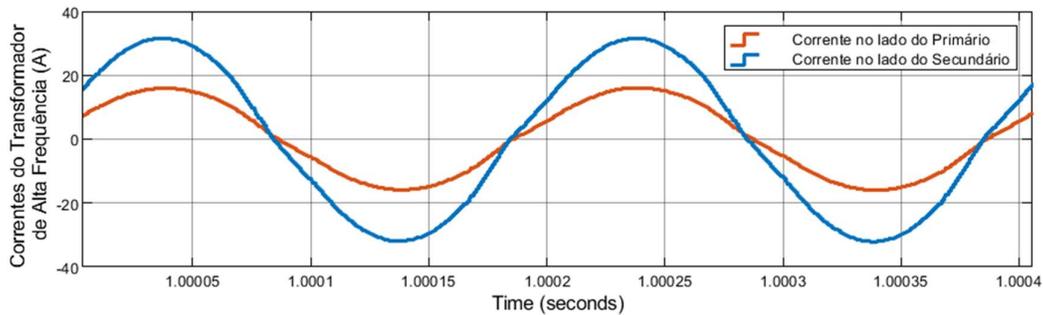


Figura 4-9 Correntes do transformador de alta frequência (com baterias desequilibradas)

Concluindo, mesmo com o desequilíbrio colocado nas baterias, o sistema consegue funcionar sem erros e tanto o retificador multinível bem como o controlador DC-DC unidirecional isolado cumprem os seus propósitos.

4.2. Simulação com uma falha no sistema

Uma das desvantagens no transformador eletrônico de potência são as avarias internas dos IGBT's, que podem ser o semicondutor ficar em circuito aberto ou em circuito fechado. Neste subcapítulo vai ser analisado a avaria em circuito aberto pois alguns IGBT's no mercado já têm proteção contra curto-circuito.

A avaria foi colocada no controlador DC-DC unidirecional da fase A, mais especificamente, no semicondutor S2 da ponte inversora superior do controlador DC-DC, estando este referenciado na **Figura 4-10**. A avaria foi colocar o semicondutor em circuito aberto a partir dos 2 segundos de simulação, ou seja, o impulso aplicado na gate deste é nulo, como se pode observar na **Figura 4-11**. Nesta mesma figura, tem-se o impulso do semicondutor S3 que é o par do S2, porém está desfasado por causa de controlar a corrente nas baterias.

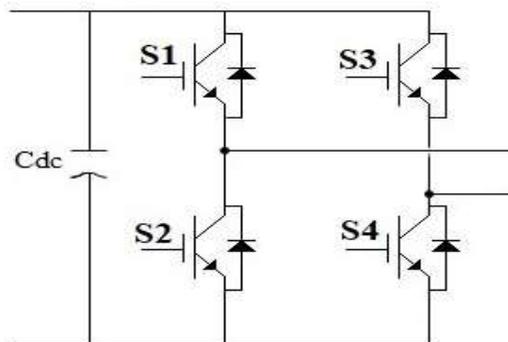


Figura 4-10 Ponte inversora do conversor DC-DC unidirecional isolado

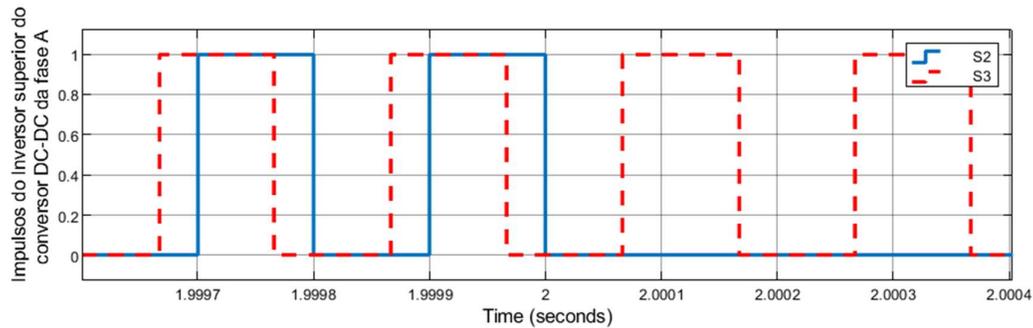


Figura 4-11 Impulsos aplicados na gate do semiconductor com avaria e o da diagonal deste

A **Figura 4-12** mostra a consequência de o IGBT S2 não conduzir, ou seja, sendo o par S1 e S4 e o par S2 e S3 responsáveis por ter tensão positiva e negativa à saída do inversor, respetivamente, então se o semiconductor S2 não conduz, a parte negativa deixa de aparecer.

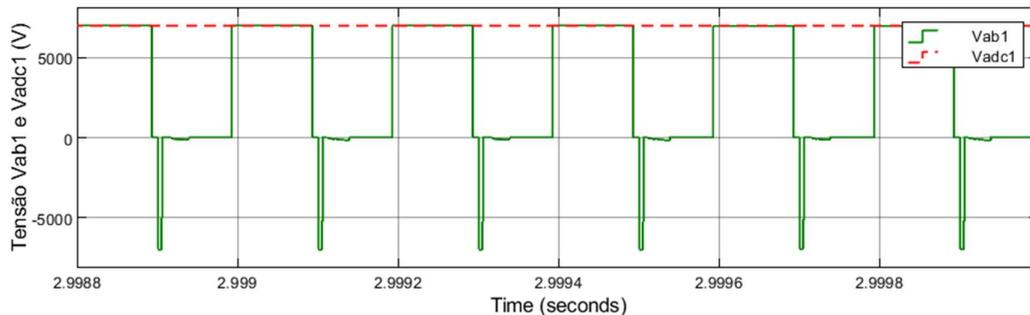


Figura 4-12 Tensão à saída (V_{ab1}) e entrada (V_{adc1}) da ponte inversora

O inversor com a avaria está ligado ao barramento DC superior do retificador multinível da fase A, gerando assim um problema neste barramento. O grande problema desta falha é que o retificador multinível vai continuar a funcionar e a fornecer corrente a um condensador que não está ligado a uma carga devido ao semiconductor ficar em aberto. Isto faz com que a tensão aos terminais do condensador aumente podendo ultrapassar a máxima tensão de operação do condensador. A **Figura 4-13** mostra o grande aumento de tensão no barramento DC em questão a partir do momento em que ocorre a falha.

Visto isto, é implementado neste sistema um outro controlador que desativa a ponte avariada e a ponte do retificador multinível correspondente, usando assim no retificador multinível duas pontes em vez de três. Para desativar as pontes os semicondutores que ficam a conduzir são o par S1 e S3 ou o par S2 e S4 de modo a que o condensador fique isolado do resto do sistema, porém como na ponte avariada o semiconductor S2 fica em circuito aberto, então o par que conduz será o S1 e S3.

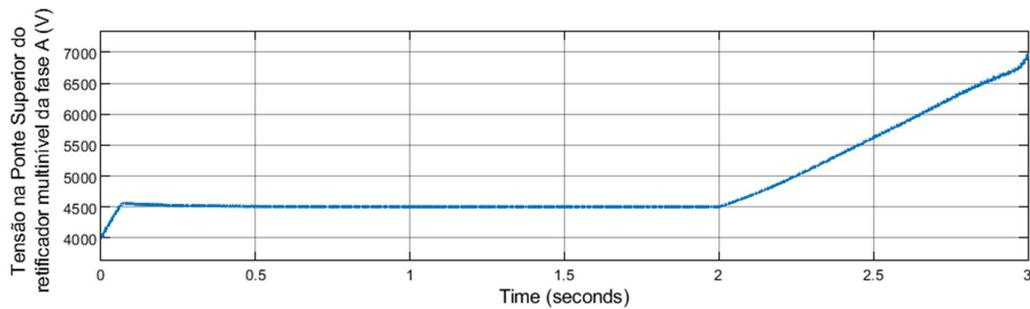


Figura 4-13 Tensão na ponte superior do retificador multinível da fase A

Como visto nos capítulos anteriores a tensão de referência dos barramentos DC do retificador multinível era 4500 V quando estavam 3 pontes a conduzir em série. Devido à existência da avaria, uma das pontes do retificador multinível é desativada, ficando, deste modo, só com duas operacionais. Isto implica que o valor de referência mínimo para as tensões dos barramentos DC aumenta. Na equação (4.1) está calculado o valor de pico da tensão simples da rede a dividir pelas duas pontes, sendo este valor o mínimo da referência dos barramentos DC do retificador multinível.

$$V_{ref} = \frac{12247}{2} = 6124 \text{ V} \quad (4.1)$$

No novo controlo, para o sistema continuar a funcionar mesmo com avarias, quando se desativa uma ponte do retificador multinível, a tensão de referência para os barramentos DC foi escolhida para ser 6500 V após ser detetada a avaria. Após se detetar a avaria, tanto a ponte avariada como a que está ligada ao retificador multinível, ficam com os semicondutores superiores dos dois braços da ponte a conduzir, não entrando nem saindo qualquer corrente para o condensador.

A **Figura 4-14** ilustra as tensões dos barramentos DC do retificador multinível quando é ocorre uma avaria e é aplicado o controlo explicado anteriormente. A tensão V_{adc1} a partir do momento que ultrapassa os 4700 V, a tensão de referência muda para os 6500 V, acontecendo, aproximadamente, no instante 2,1 segundos. As outras tensões tendem naturalmente para o valor de referência.

Devido ao bloqueio da ponte com avaria e devido à mudança da tensão de referência as tensões de entrada e saída das pontes inversoras do controlador DC-DC, vão ser diferentes pós avaria. Na **Figura 4-15** – (a) e (b), estão as tensões de entrada e saída da ponte avariada antes e depois da avaria, onde se observa que após a falha a tensão à saída da ponte é zero, pois esta tem os semicondutores S1 e S3 a conduzir. O gráfico (c) é igual ao (a) devido ao equilíbrio do sistema antes dá falha, porém, devido ao aumento da tensão

de referência dos barramentos após a falha, a tensão V_{ab} em vez de variar entre -4500 V e 4500 V passa a variar entre a nova referência, ou seja, varia entre -6500 V e 6500 V .

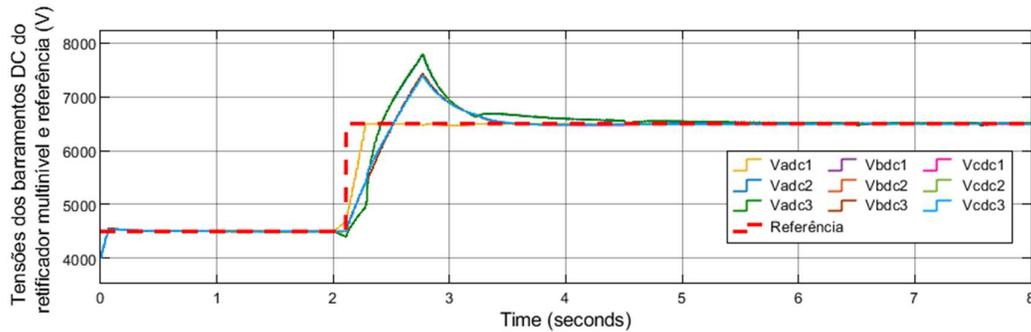


Figura 4-14 Tensões nos barramentos DC do retificador multinível quando há avaria

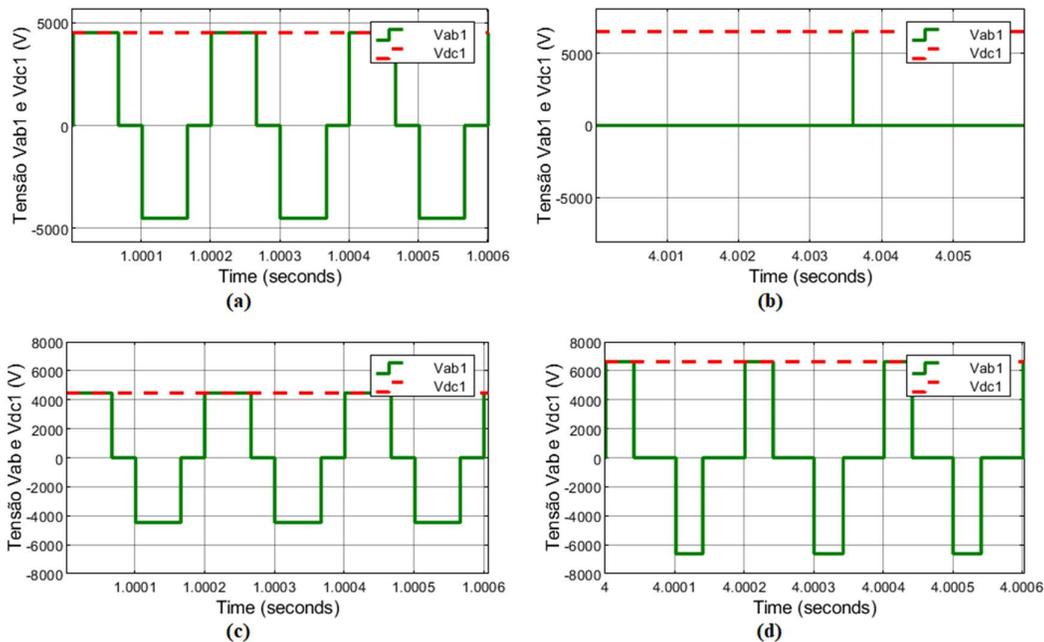


Figura 4-15 Tensão de entrada (V_{dc1}) e saída (V_{ab1}) dos inversores: (a) - da ponte que vai avariar momentos antes da avaria; (b) ponte com avaria; (c) - restantes pontes antes da avaria; (d) - restantes pontes pós-avaria

Sabendo que a avaria foi no inversor superior do conversor DC-DC da fase A, então a ponte superior do retificador multinível também é bloqueada após detenção da falha. Os gráficos da **Figura 4-16** mostram que a ponte superior fica com uma tensão nula após a falha devido a ter sido desativada e as outras ponte mostram um aumento de tensão, que se deve ao facto da referência dos barramentos DC aumentar de 4500 V para os 6500 V . Para as outras fases a tensão nas pontes superiores apresentam o mesmo comportamento que as outras pontes, ou seja, a tensão aumenta e varia entre -6500 V e 6500 V , após ocorrer a avaria.

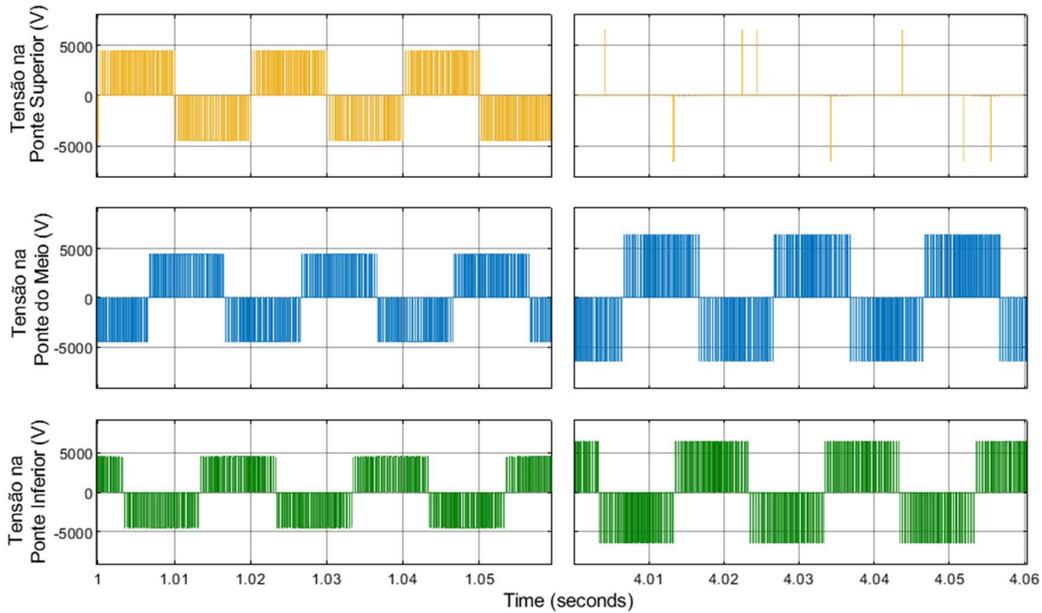


Figura 4-16 Tensões à entrada de cada ponte do retificador multinível da fase A

Se o retificador multinível ficou só a trabalhar com duas pontes, então significa que a entrada em vez da tensão ser de 7 níveis, esta terá apenas 5. A **Figura 4-17** mostra claramente essa passagem, sendo a primeira imagem com as três pontes a funcionar (7 níveis) e a segunda com apenas duas pontes (5 níveis).

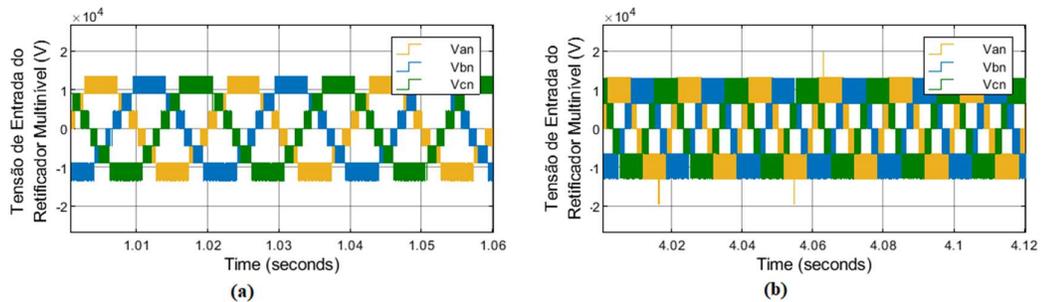


Figura 4-17 Tensões na entrada do retificador multinível: (a) – antes de ocorrer a avaria; (b) – após ocorrer a avaria

Os objetivos principais de se terem tomados estas medidas foram não carregar um condensador em demasiado e conseguir carregar as baterias. A **Figura 4-18** ilustra as correntes que entram para as baterias e consegue-se visualizar que no instante em que ocorre a avaria ($t = 2$ segundos) as correntes têm um pico, sendo maior na bateria 1 devido à falha estar ligada no circuito de alimentação desta. Ao final de 1 segundo após a falha a corrente volta a carregar no seu valor de referência (60 A). As tensões nas baterias, **Figura 4-19**, também apresentam um pico como as baterias, devido à tensão aos terminais das baterias ser dependente da corrente, e após um tempo voltam ao funcionamento

normal. O SOC das baterias, apesar da avaria, aumenta sempre linearmente com a corrente.

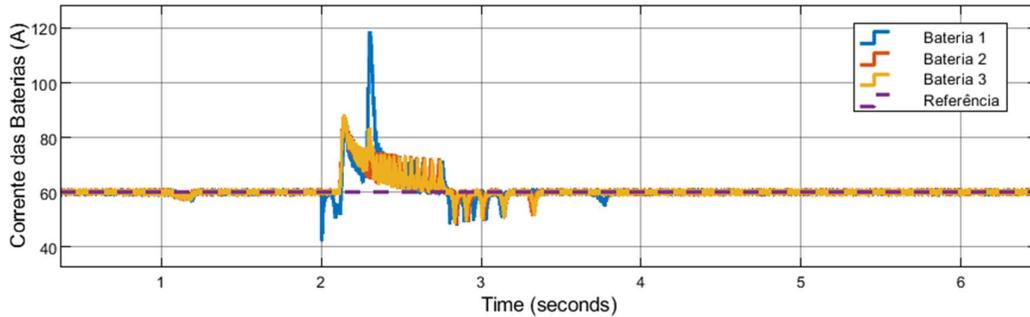


Figura 4-18 Correntes nas baterias quando ocorre uma avaria

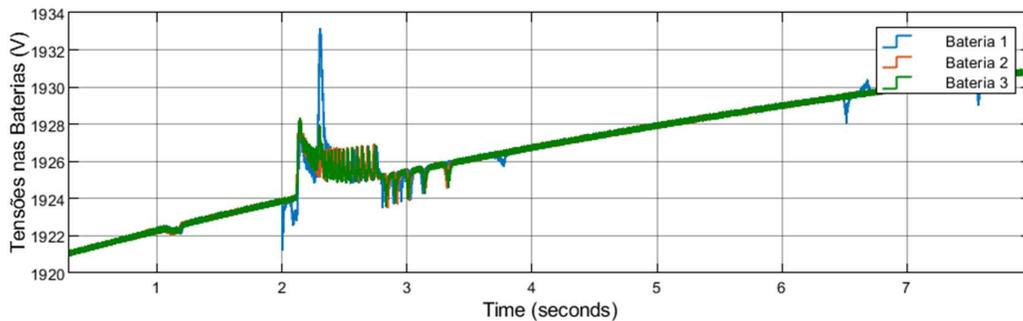


Figura 4-19 Tensões nas Baterias quando ocorre uma avaria

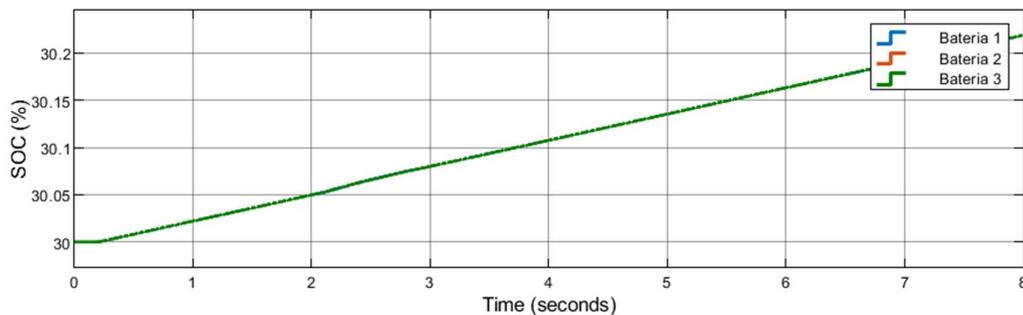


Figura 4-20 SOC das baterias quando ocorre uma avaria

Devido à carga se manter constante antes e após a avaria e devido ao circuito superior da fase A ficar inoperacional, então as correntes no transformador deste circuito, após a falha ficam próximas de zero, como mostra a **Figura 4-21** – (a). Contudo, se a carga é mesma, então nos outros transformadores de alta frequência da fase A há um aumento de corrente após a detenção da falha. Na **Figura 4-21** – (b) nota-se que a corrente no lado do primário sobe de 16 A para 24 A e a corrente do secundário sobe de 32 A para 48 A, sendo este aumento o suficiente para compensar a corrente que não passa no circuito com a avaria. Em relação aos transformadores das fases B e C não há qualquer alteração na

corrente, como se pode observar na **Figura 4-21** – (c). As tensões nos transformadores de alta frequência são nulas no circuito com a avaria devido a se ter colocado uma proteção aos seus terminais, fazendo que quando ocorre uma falha ou quando baterias as ficam totalmente carregadas, o transformado é desconetado da ponte de díodos. Contudo, nas outras pontes há um aumento da tensão devido, a também, se ter aumentado a tensão de referência dos barramentos DC, sendo este aumento mostrado na **Figura 4-22**.

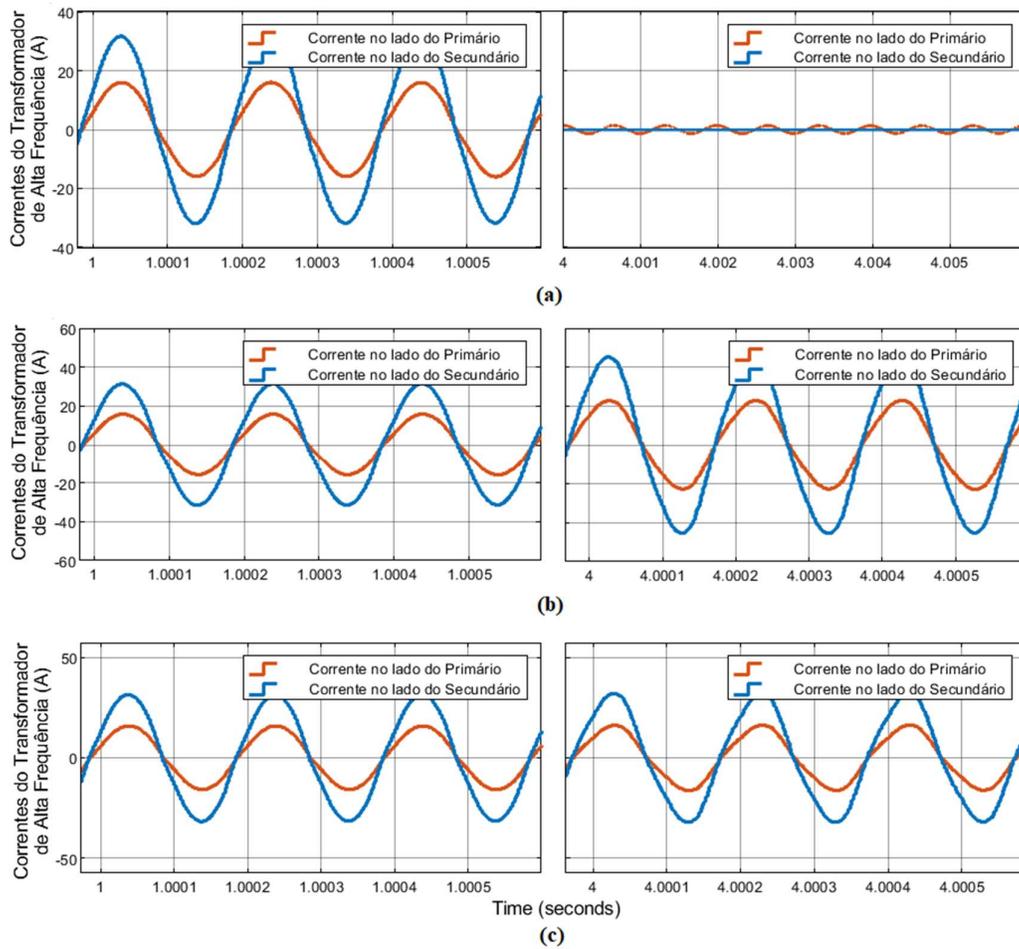


Figura 4-21 Correntes do transformador de alta frequência: (a) - do circuito com avaria da fase A; (b) - dos restantes circuitos da fase A; (c) - dos circuitos da fase B e C

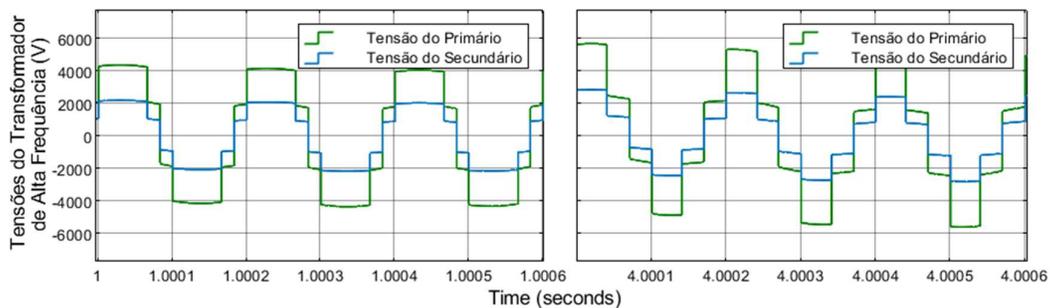


Figura 4-22 Tensões nos transformadores de alta frequência nos circuitos sem avaria

As potências de entrada e saída têm um aumento linear como as tensões aos terminais das baterias. Apesar de ocorrer uma falha, foi sempre fornecida corrente às baterias e, por isso, a potência aumentou devido ao aumento do SOC das baterias, como se pode ver na **Figura 4-23**. Mais uma vez, o rendimento, **Figura 4-24**, apresenta um valor próximo do unitário, porém, também não estão contabilizadas as perdas por comutação dos semicondutores.

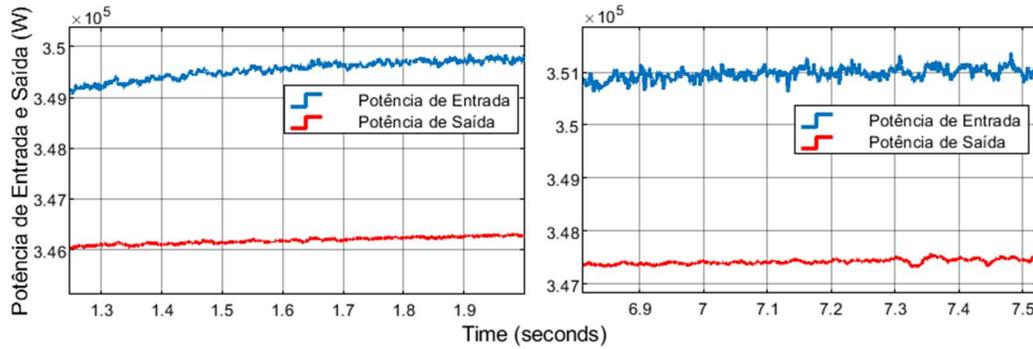


Figura 4-23 Potência de Entrada e Saída quando ocorre uma avaria

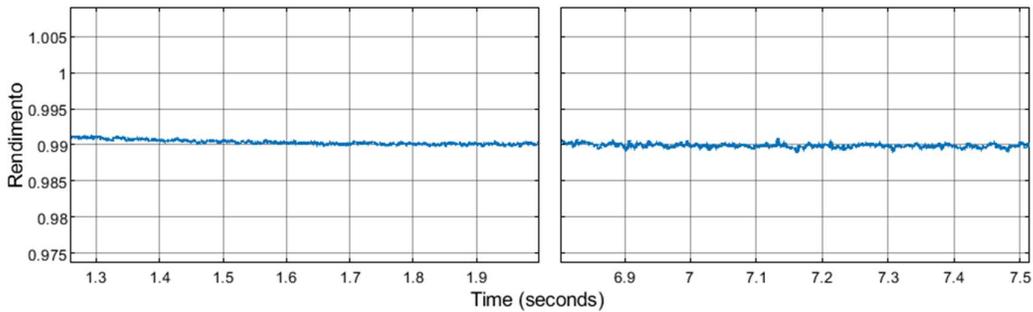


Figura 4-24 Rendimento quando ocorre uma avaria

Relacionando a carga com as correntes da rede sabe-se que quando a corrente de carga das baterias é 60 A, então a corrente I_d tem de valor constante, aproximadamente, 19 A. Apesar da avaria as correntes tanto da rede como a das baterias permanecem no seu valor de referência.

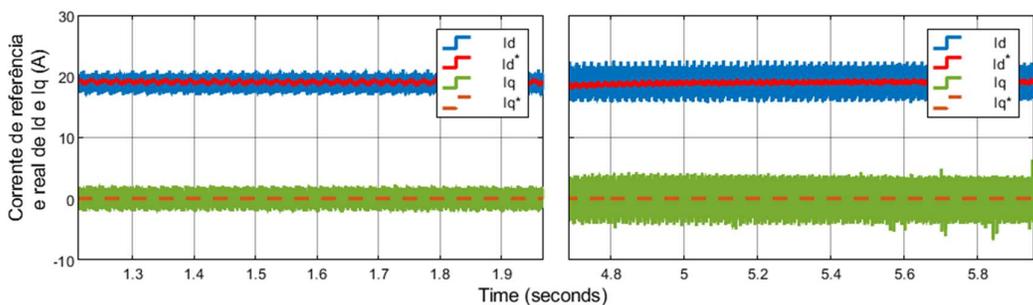


Figura 4-25 Correntes reais e de referência I_d e I_q quando ocorre uma avaria

Tal como as correntes I_d e I_q , as correntes nos eixos abc permanecem no seu valor de referência e com o valor de pico expetável de 19 A, aproximadamente.

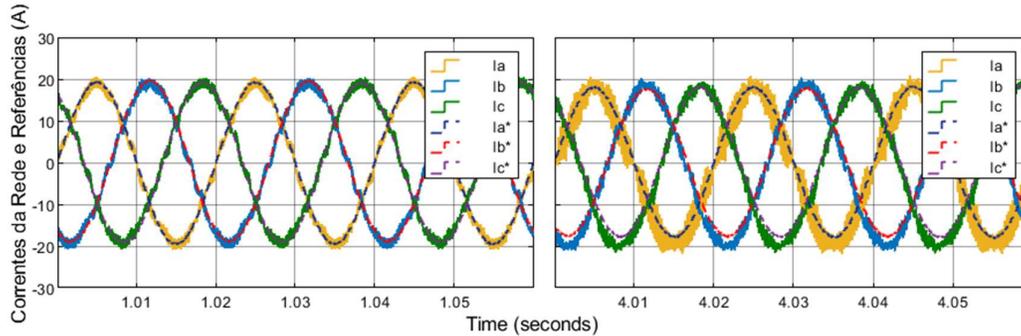


Figura 4-26 Correntes da rede reais e de referência nos eixos abc

As ondas de controlo do PWM alteram-se, ou seja, enquanto a tensão de entrada no retificador multinível aumenta, as ondas de referência para o controlo PWM diminuem o valor de pico. A **Figura 4-27** mostra isso, antes da falha, a tensão para o controlo do PWM é, aproximadamente, 11kV, mas quando ocorre a falha, o controlo PWM diminui para 8kV.

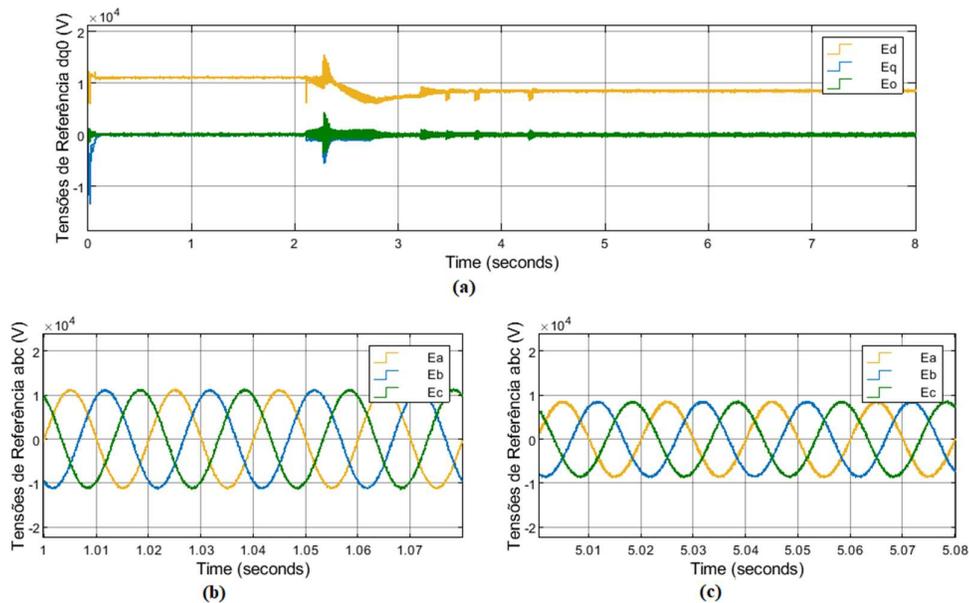


Figura 4-27 Tensão de referência para o controlo PWM: (a) - nos eixos dq0; (b) - nos eixos abc, pré-falha; (c) - nos eixos abc, pós-falha

Por fim, conclui-se, que este sistema mesmo com uma avaria consegue funcionar, porém caso a avaria fosse no semicondutor S1 ou S3 ficarem em circuito aberto, o sistema falhava, pois, a proteção feita foi colocar estes semicondutores em circuito fechado. Se a varia fosse em S2 ou S4 o sistema funcionaria na mesma.

Capítulo 5

Conclusão e Sugestões para Trabalhos Futuros

As tecnologias dos transformadores de estado sólido têm vindo a assumir um papel cada vez mais importante na rede elétrica sendo fundamentais para a eficiência de sistemas de eletrónica de potência.

Com o trabalho realizado, é possível concluir que a aplicação destes novos transformadores pode ser muito vantajosa para aplicações em cargas DC, pois estes sistemas têm barramentos DC disponíveis para ligar cargas ou fontes. Estes sistemas possuem rendimentos elevados quando não há um número excessivo de semicondutores e conseguem controlar as potências reativas e, conseqüentemente, o fator potência.

Com o aumento dos veículos elétricos há uma maior procura nas soluções mais vantajosas para se carregar as baterias e os transformadores eletrónicos são uma nova inovação que podem substituir o processo atual de carregamento.

Nesta dissertação usou-se um transformador de estado sólido composto por retificadores multiníveis com pontes H em cascata e conversores DC-DC unidirecionais isolados. O retificador multinível com pontes H em cascata, consegue impor um fator de potência unitário através das correntes I_d e I_q , eliminando assim perdas reativas no sistema, e consegue estabilizar os barramentos DC na saída num determinado valor.

Em relação aos conversores DC-DC unidirecionais isolados, estes são usados para controlar as correntes e as tensões de entrada da bateria num determinado valor. Caso não houvesse esse controlo, as baterias podiam nunca carregar.

Verificou-se o funcionamento do sistema para diferentes estados de carga das baterias, onde se verificou que o sistema era rápido a atingir um novo valor de referência de carga das baterias. Também, foi escolhida uma avaria num IGBT da ponte superior inversora do conversor DC-DC ficar em circuito aberto e através disso tomou-se medidas para corrigir esse erro mas caso fosse outro dos IGBT's da ponte o sistema podia não ser tão controlado ou mesmo não conseguir controlar esse erro, levando ao carregamento de um condensador por tempo interminável.

As baterias também foram alvo de estudo nesta dissertação e estudou-se duas formas de controlo para o carregamento das baterias, o modo em corrente constante e o modo tensão em tensão constante. A passagem do carregamento em corrente constante para

tensão constante ocorre quando as baterias atingem uma determinada tensão, que por norma é próxima do valor máximo da tensão da bateria.

Globalmente, o sistema permite carregar baterias de modo seguro para o utilizador, porém há aspetos que podem ser desenvolvidos para melhoria deste trabalho, estando esses referidos no subcapítulo seguinte.

5.1. Sugestões para Trabalhos Futuros

A partir do trabalho desenvolvido serão apresentadas algumas sugestões para dar continuidade a este trabalho, sendo estas as seguintes:

- Construir um protótipo do sistema em estudo;
- No conversor DC-DC unidirecional isolado, em vez de se utilizar um retificador passivo, no final do sistema, passar a um retificador ativo, de modo a ter bidirecionalidade da energia.
- Fazer o estudo dos conversores matriciais para o retificador multinível, verificando a melhor opção de controlo;
- Elaborar métodos que permitam identificar a célula em avaria, para uma melhor resposta à falha.

Bibliografia

- [1] T. Gajowik, C. Sobol, S. Srynski, and M. Malinowski, “Post-fault operation of hybrid DC-DC converter for Solid-State Transformer,” 2017.
- [2] M. Vasiladiotis and A. Rufer, “A Modular Multiport Power Electronic Transformer With Integrated Split Battery Energy Storage for Versatile Ultrafast EV Charging Stations,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 3213–3222, 2015.
- [3] A. Q. Huang and R. Burgos, “Review of Solid-State Transformer Technologies and Their Application in Power Distribution Systems,” *IEEE J. Emerg. Sel. Top. Power Electron.*, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, 2013.
- [4] S. Falcones, R. Ayyanar, and X. Mao, “A DC-DC Multiport-converter-based solid-state transformer integrating distributed generation and storage,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 5, pp. 2192–2203, 2013.
- [5] S. Falcones, X. Mao, and R. Ayyanar, “Topology comparison for solid state transformer implementation,” *IEEE PES Gen. Meet. PES 2010*, pp. 1–8, 2010.
- [6] H. Fernandes, “Veículos Eléctricos,” *Isep*, p. 3, 2007.
- [7] M. Yilmaz and P. T. Krein, “Review of Battery Charger Topologies , Charging Power Levels , and Infrastructure for Plug-In Electric and Hybrid Vehicles,” vol. 28, no. 5, pp. 2151–2169, 2013.
- [8] S. Chon, “Maximizing power for Level 3 EV charging stations.”
- [9] X. Gong and J. Rangaraju, “Taking charge of electric vehicles – both in the vehicle and on the grid.”
- [10] S. Alvarez, “Porsche Taycan charging times to be 2X faster than Tesla’s Superchargers.” [Online]. Available: <https://www.teslarati.com/porsche-taycan-charging-time-2x-faster-tesla-superchargers/>. [Accessed: 10-Oct-2018].
- [11] H. Fan and H. Li, “High-frequency transformer isolated bidirectional DC-DC converter modules with high efficiency over wide load range for 20 kVA solid-state transformer,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 12, pp. 3599–3608, 2011.
- [12] R. M. Belo Leal Toste Ferreira, “Topologias de Alimentação Ferroviária sem Transformador,” 2011. Tese de Dissertação.
- [13] R. G. Gago, “Posto de Carregamento Rápido para Veículos Eléctricos Engenharia Eletrotécnica e de Computadores Júri ;,” 2016. Tese de Dissertação.
- [14] S. Vieira da Silva, “Dimensionamento e controlo de um conversor isolado com duplo circuito de carregamento de veículos eléctricos,” 2017. Tese de Dissertação.

Apêndice A

Diferentes Comandos dos IGBT's do Retificador Multinível

Neste apêndice estão apresentadas as 64 formas de controlo dos IGBT's das pontes completas do retificador multinível.

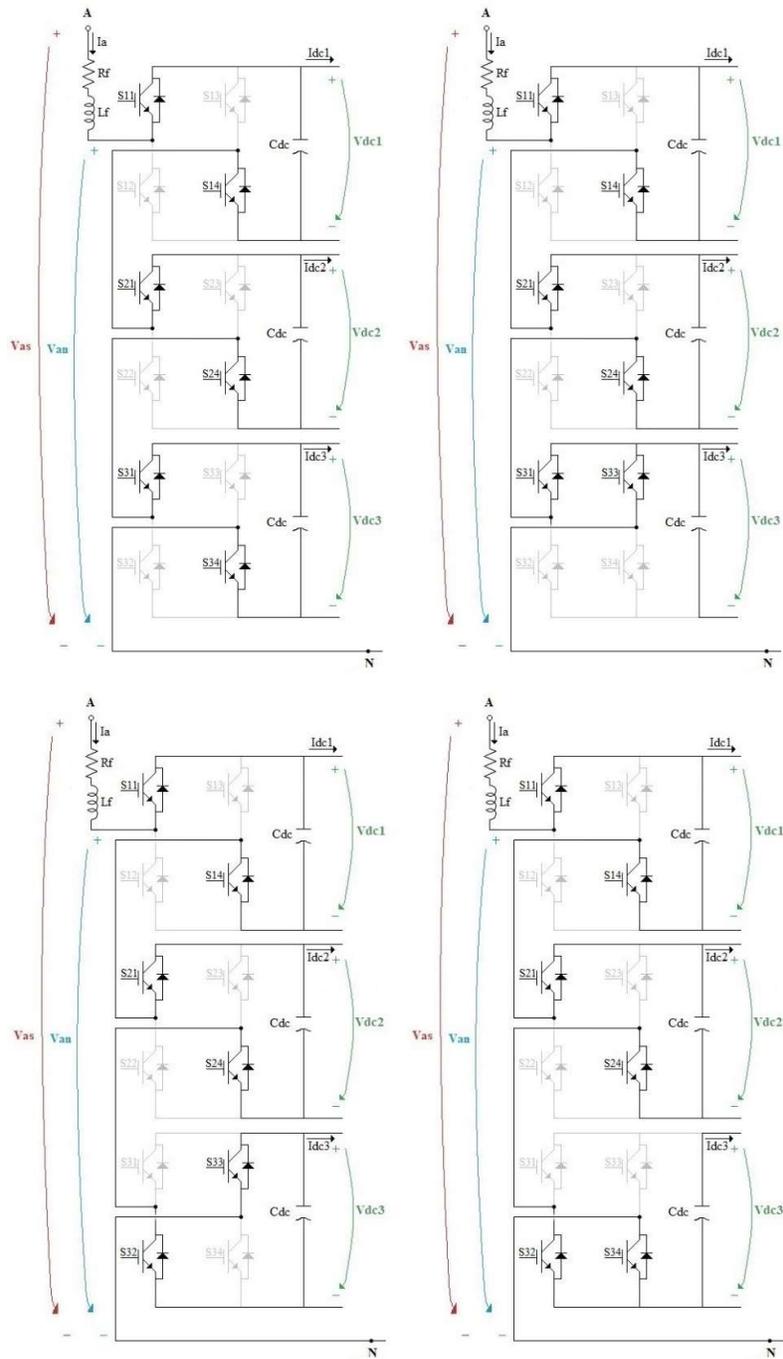


Figura A-1 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 1, 2, 3 e 4

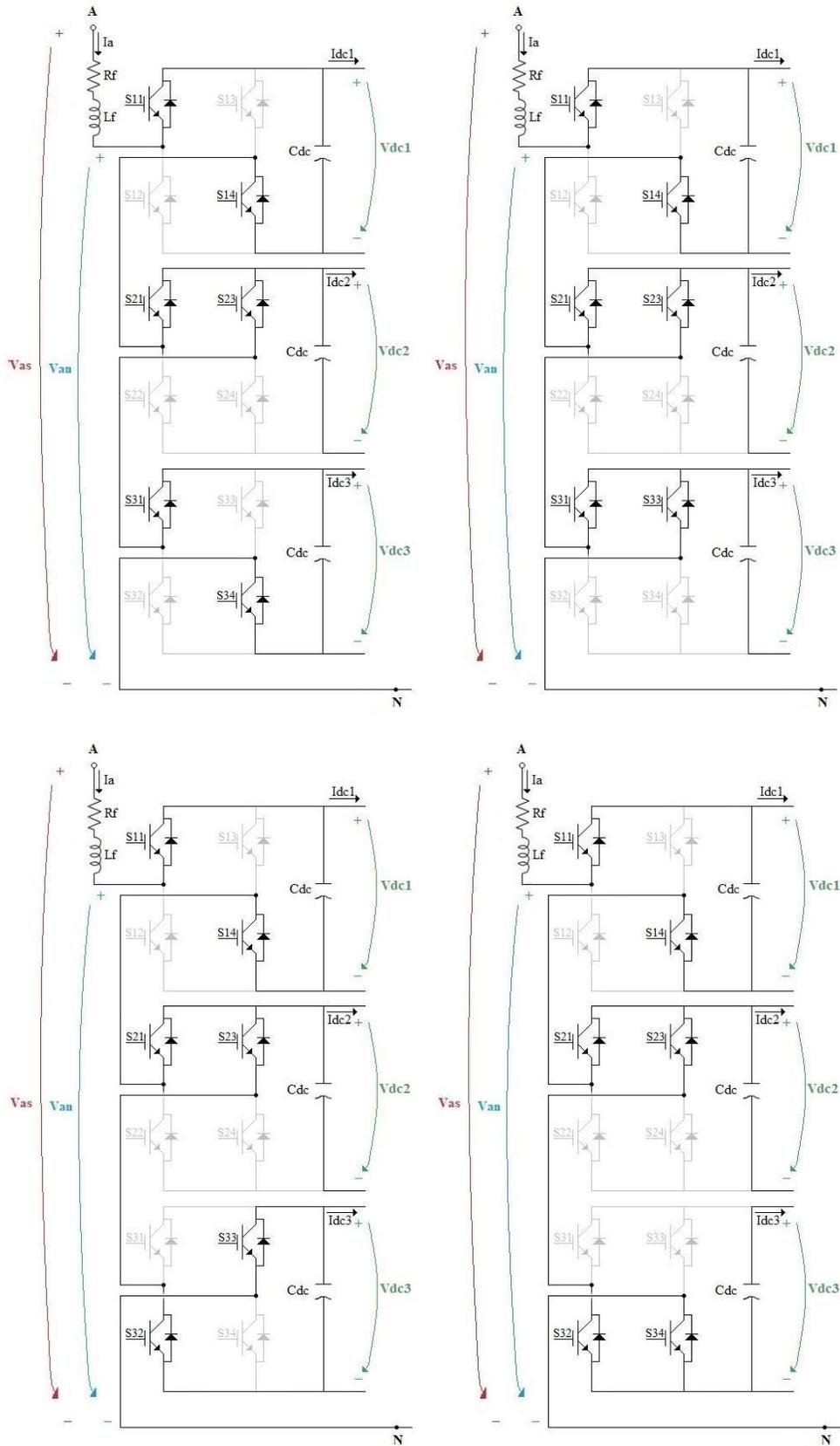


Figura A-2 Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 5, 6, 7 e 8

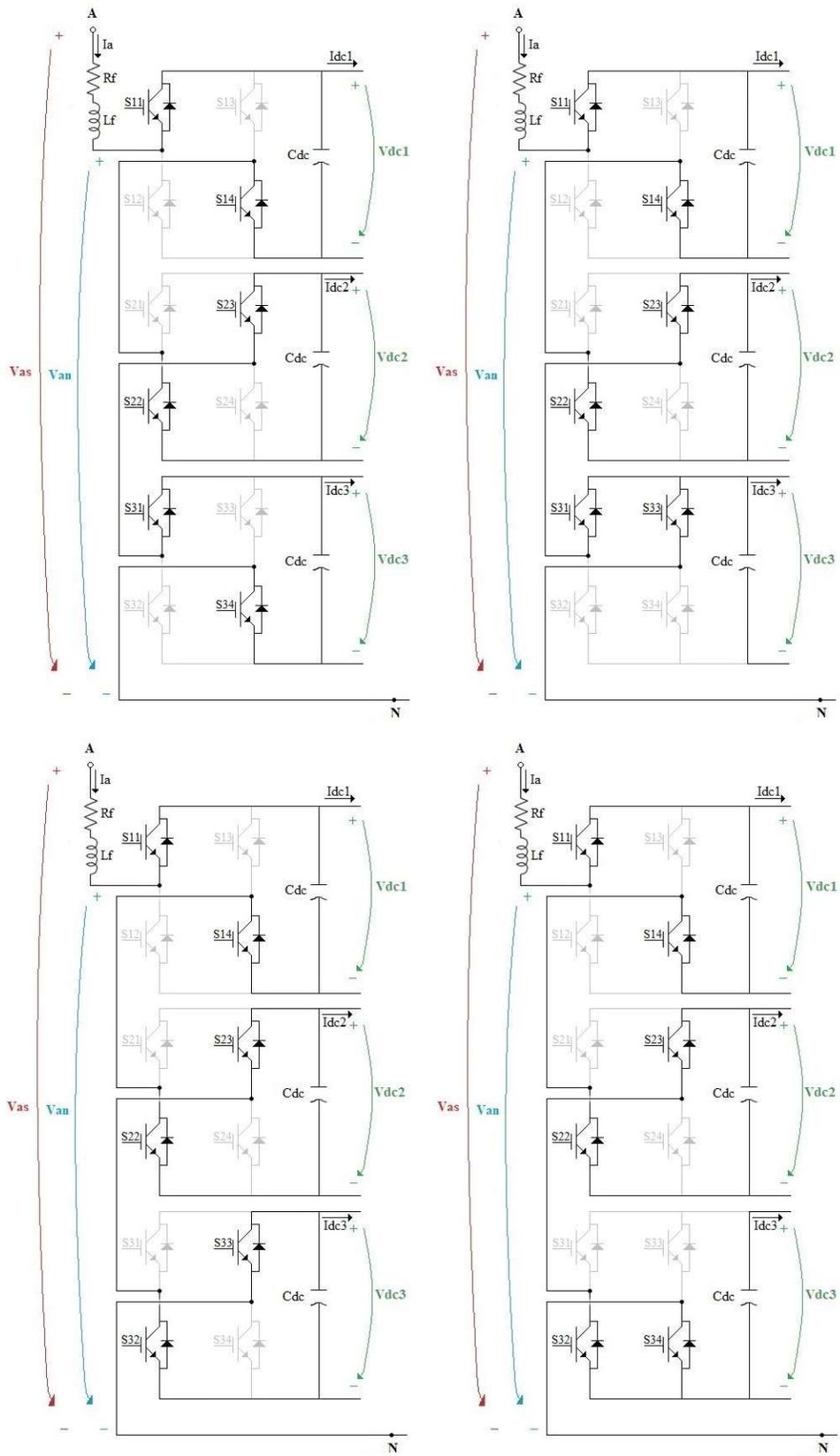


Figura A-3 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 9, 10, 11 e 12

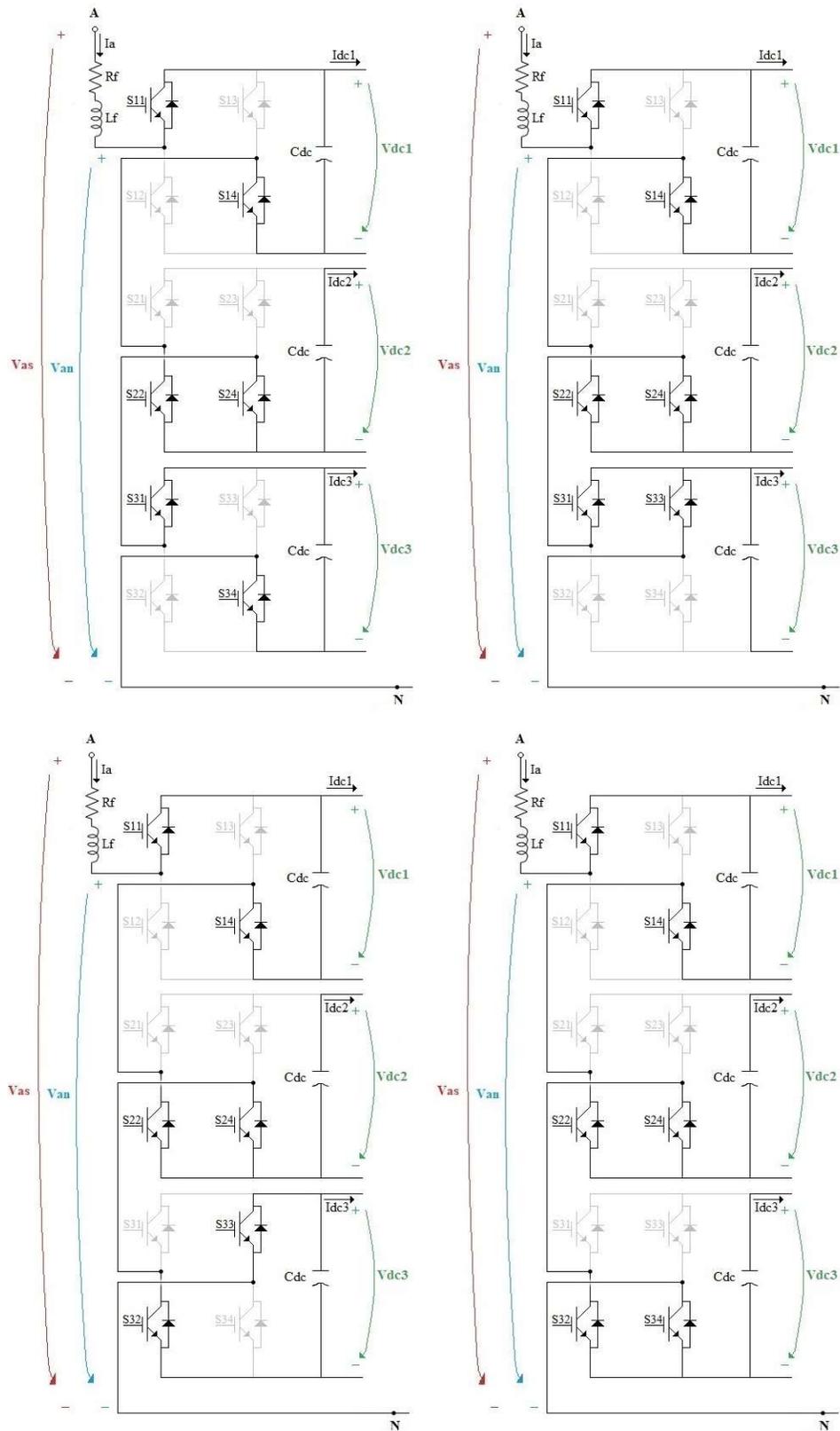


Figura A-4 Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 13, 14, 15 e 16

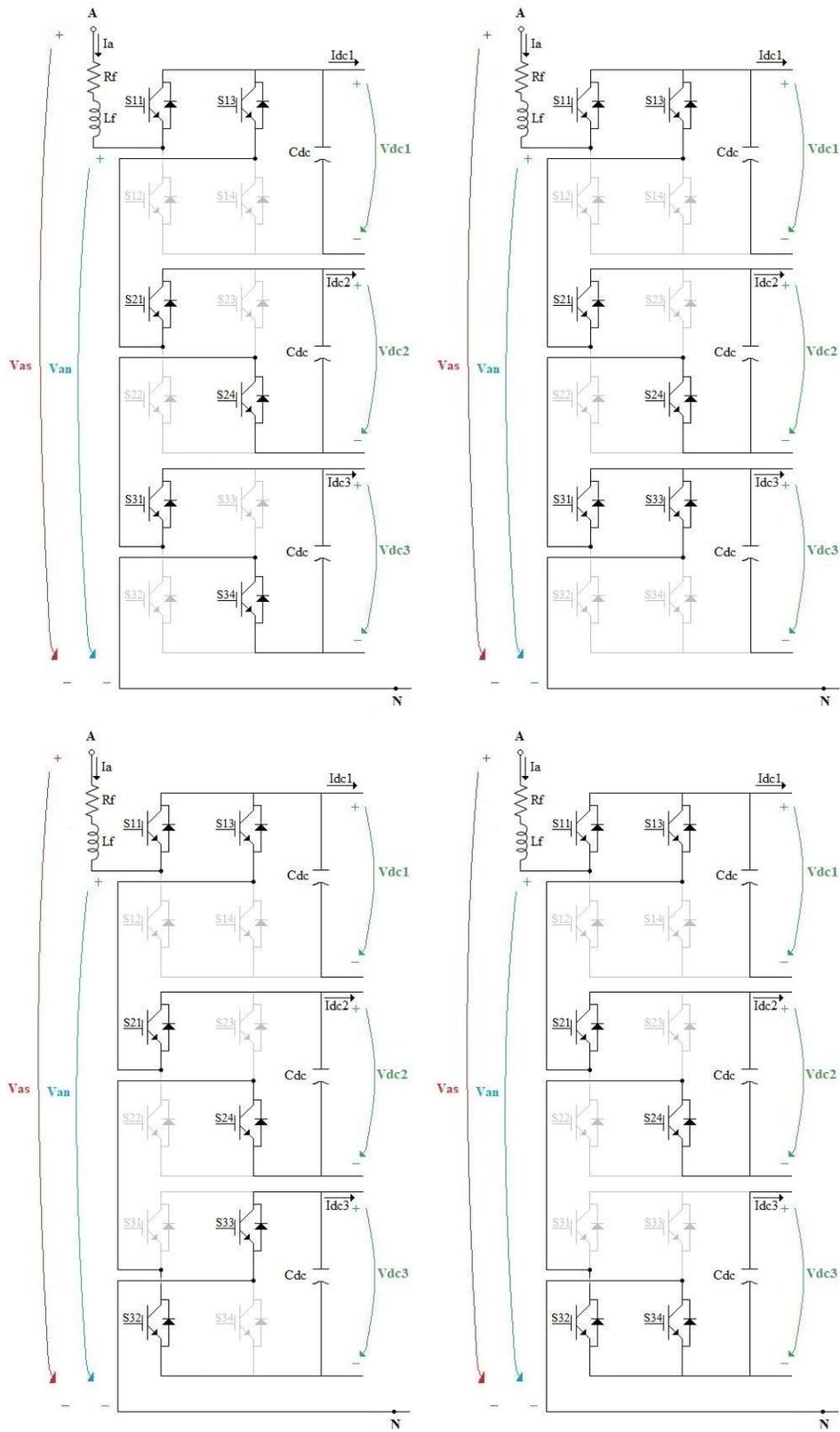


Figura A-5 Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 17, 18, 19 e 20

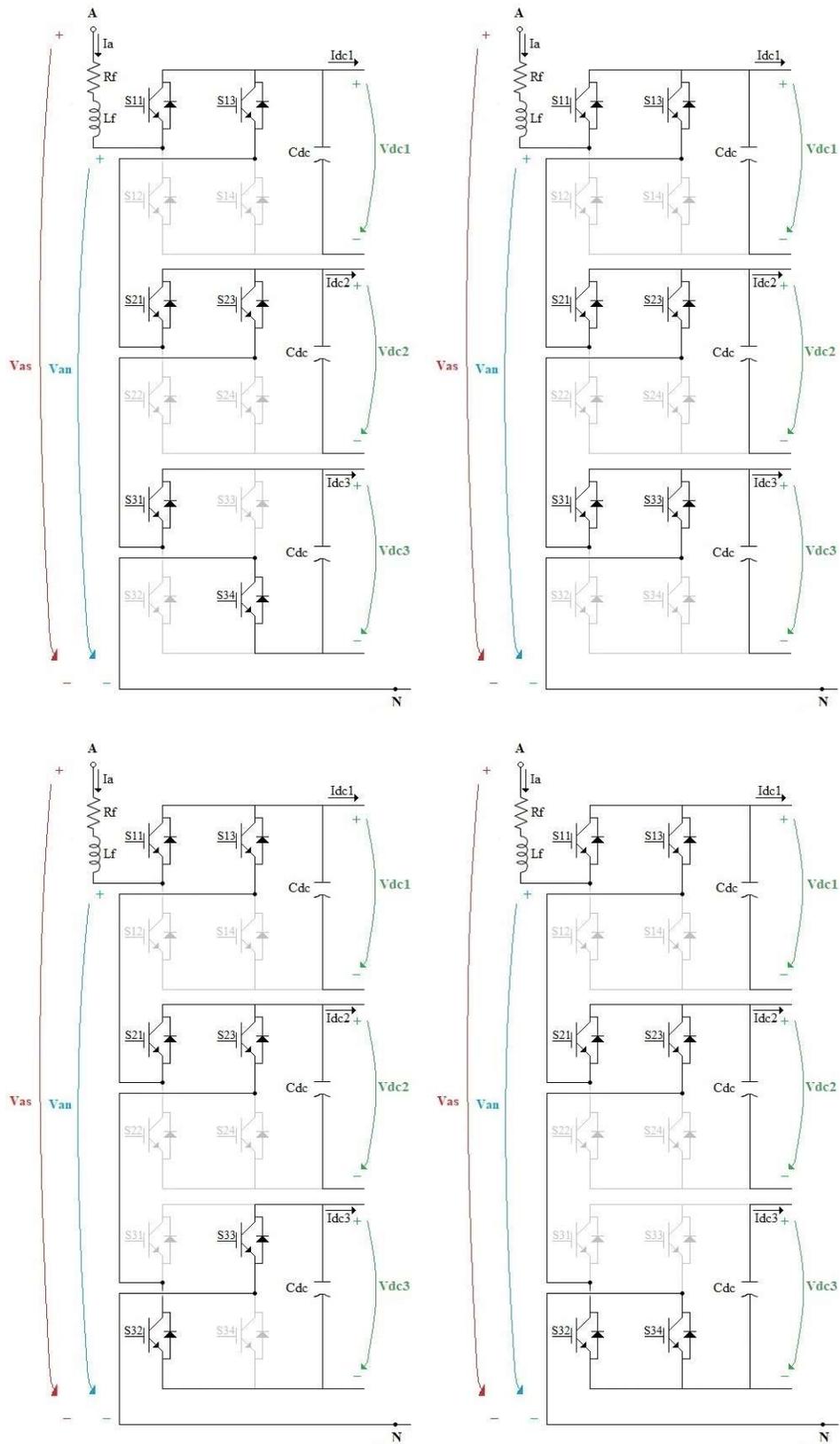


Figura A-6 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 21, 22, 23 e 24

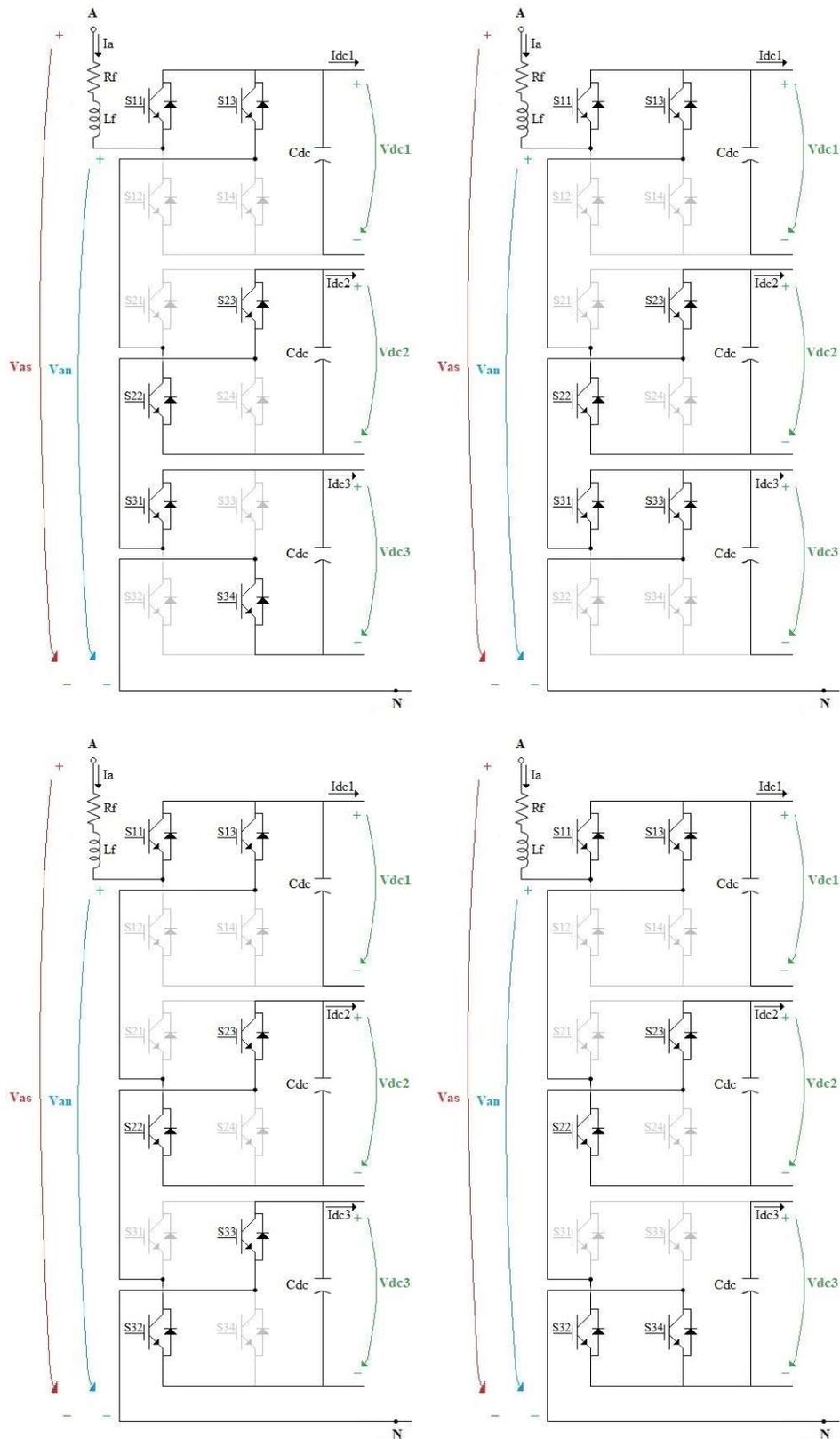


Figura A-7 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 25, 26, 27 e 28

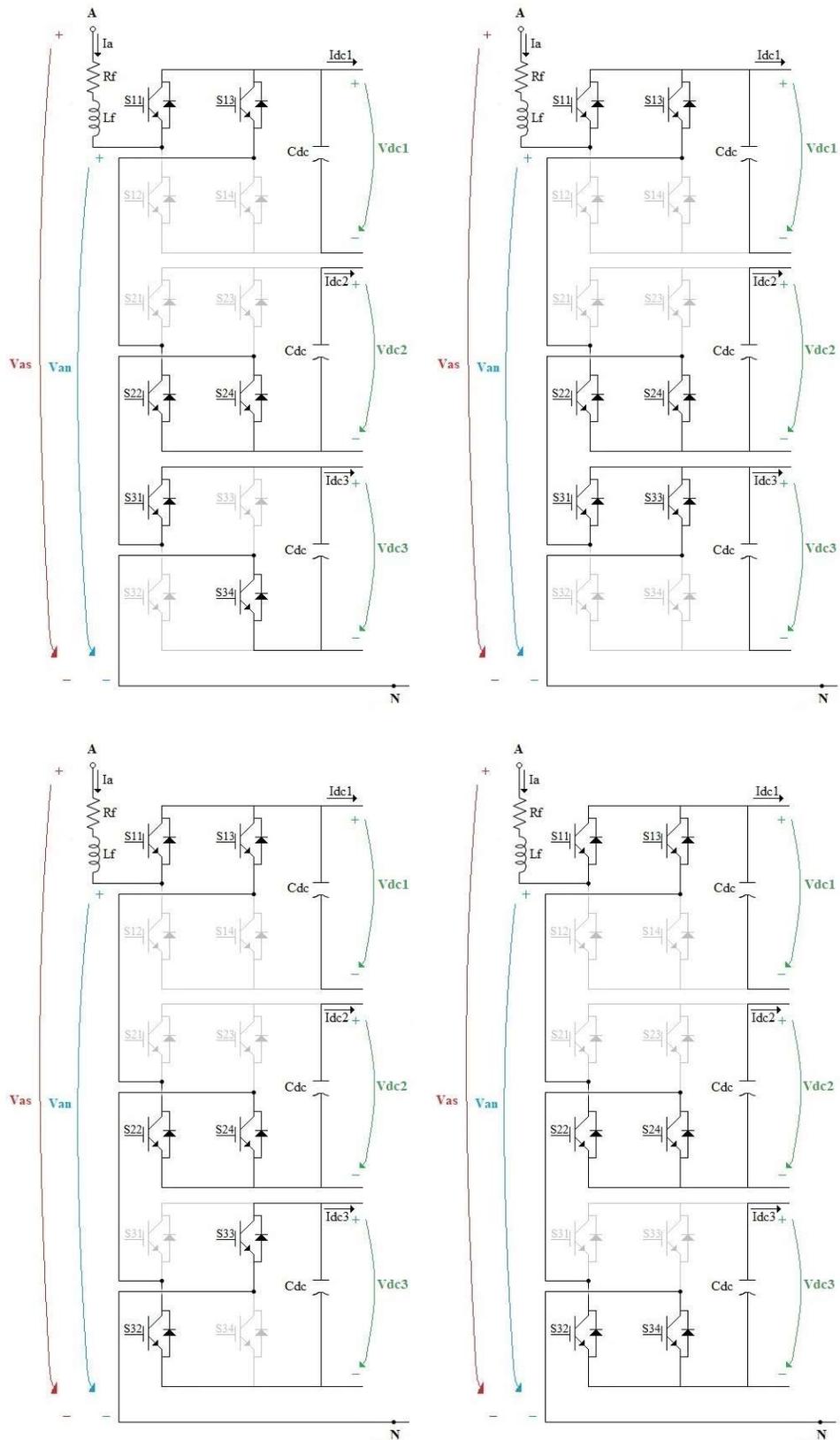


Figura A-8 Controle dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 29, 30, 31 e 32

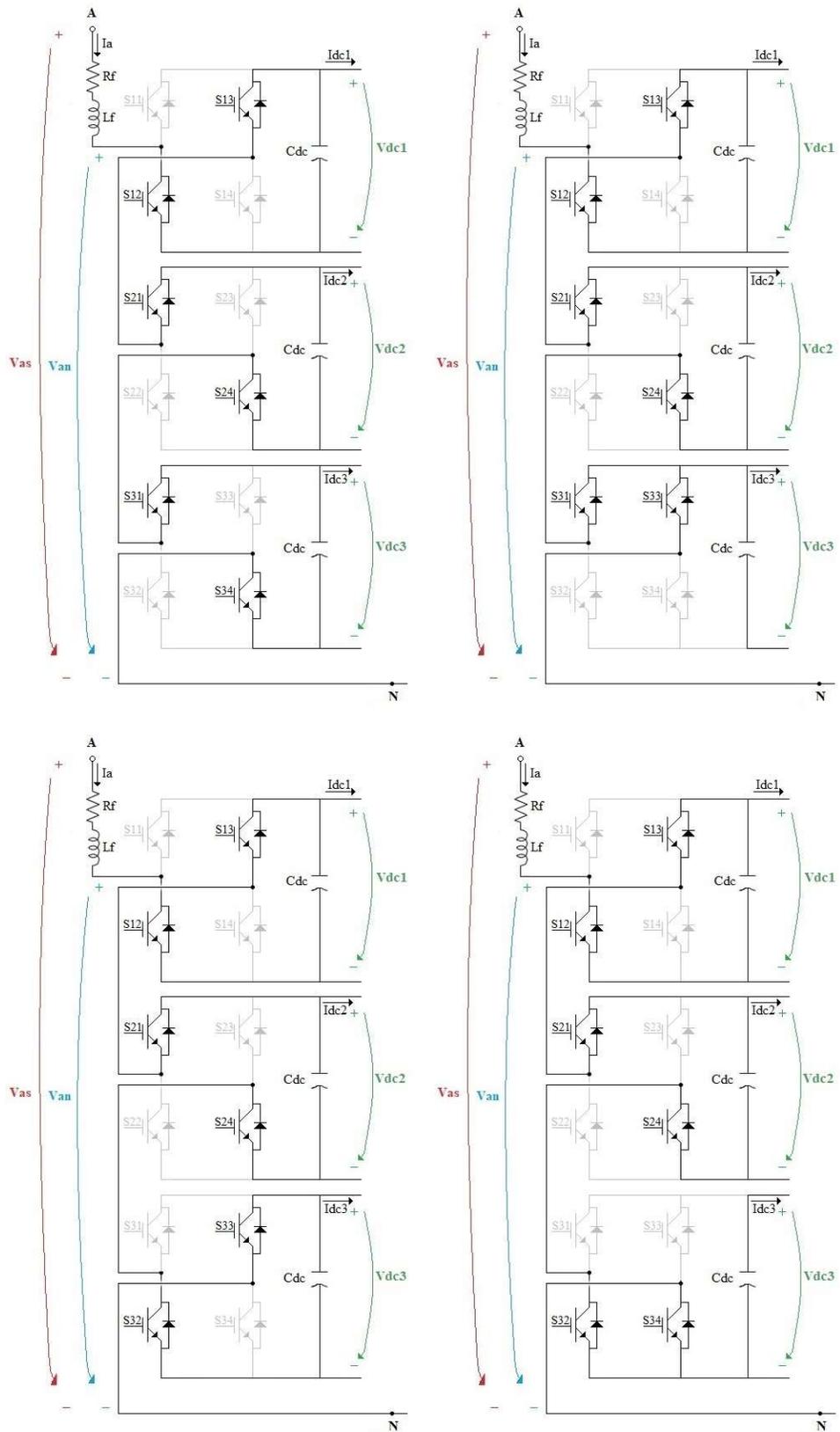


Figura A-9 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 33, 34, 35 e 36

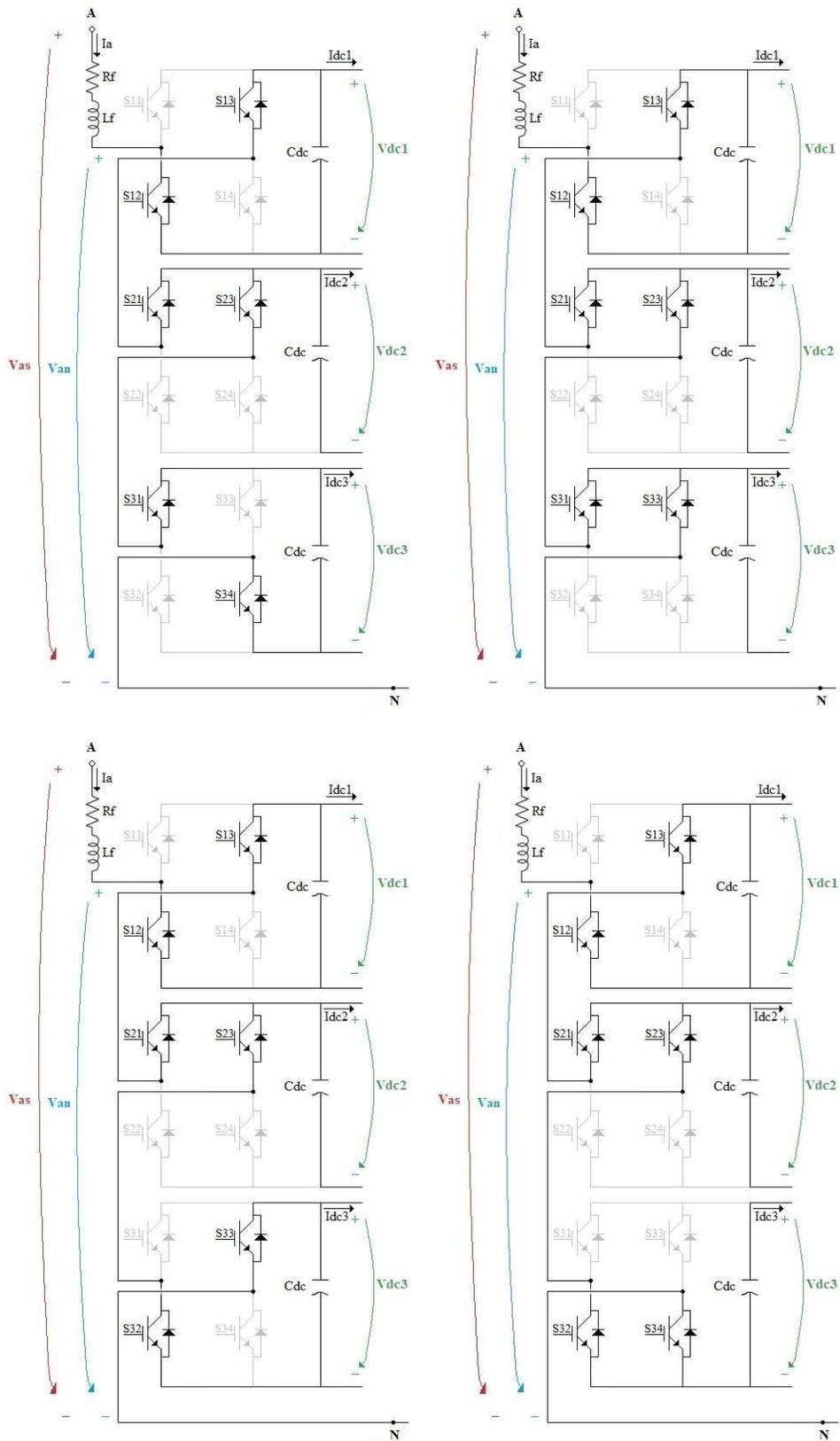


Figura A-10 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 37, 38, 39 e 40

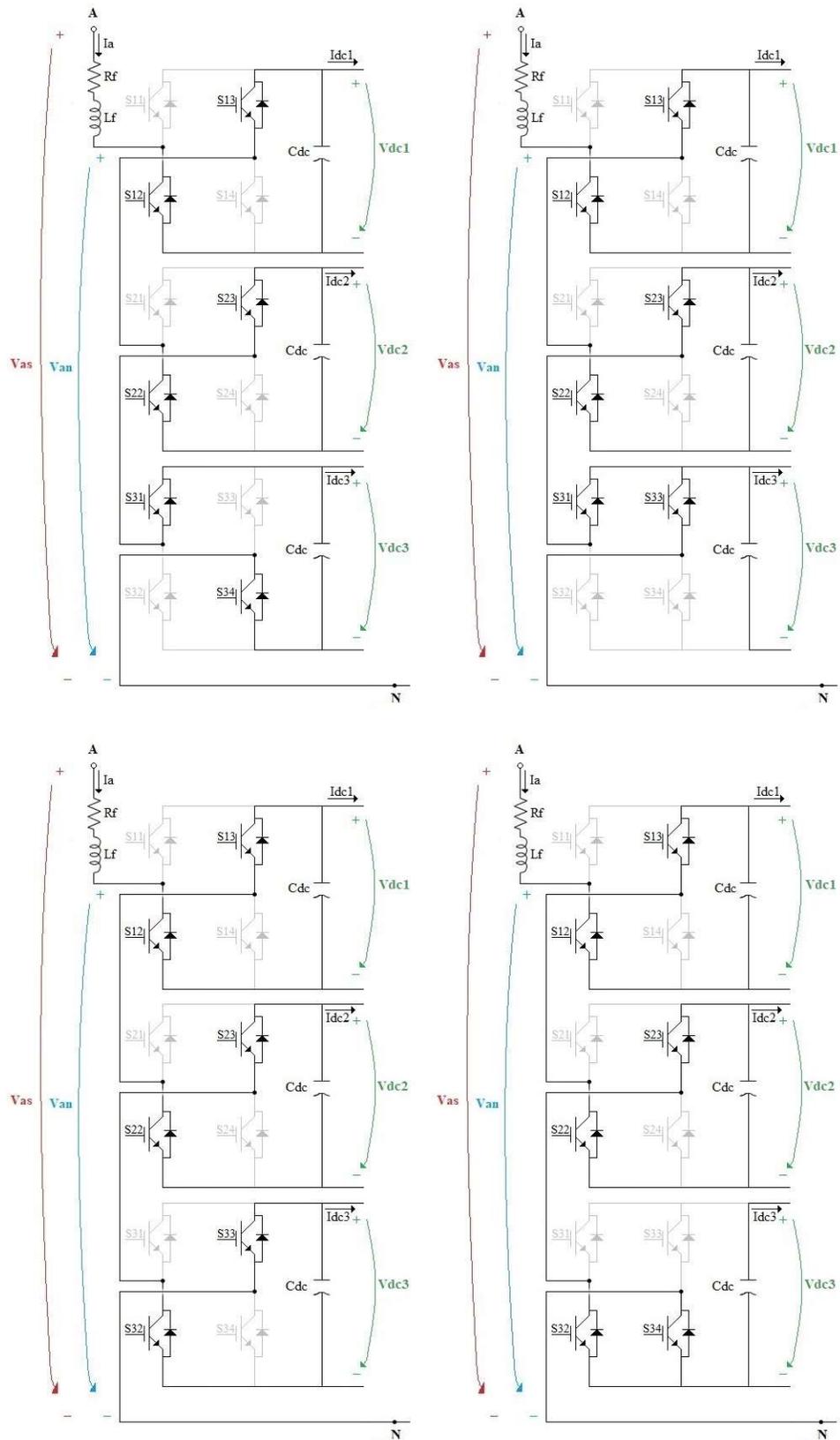


Figura A-11 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 41, 42, 43 e 44

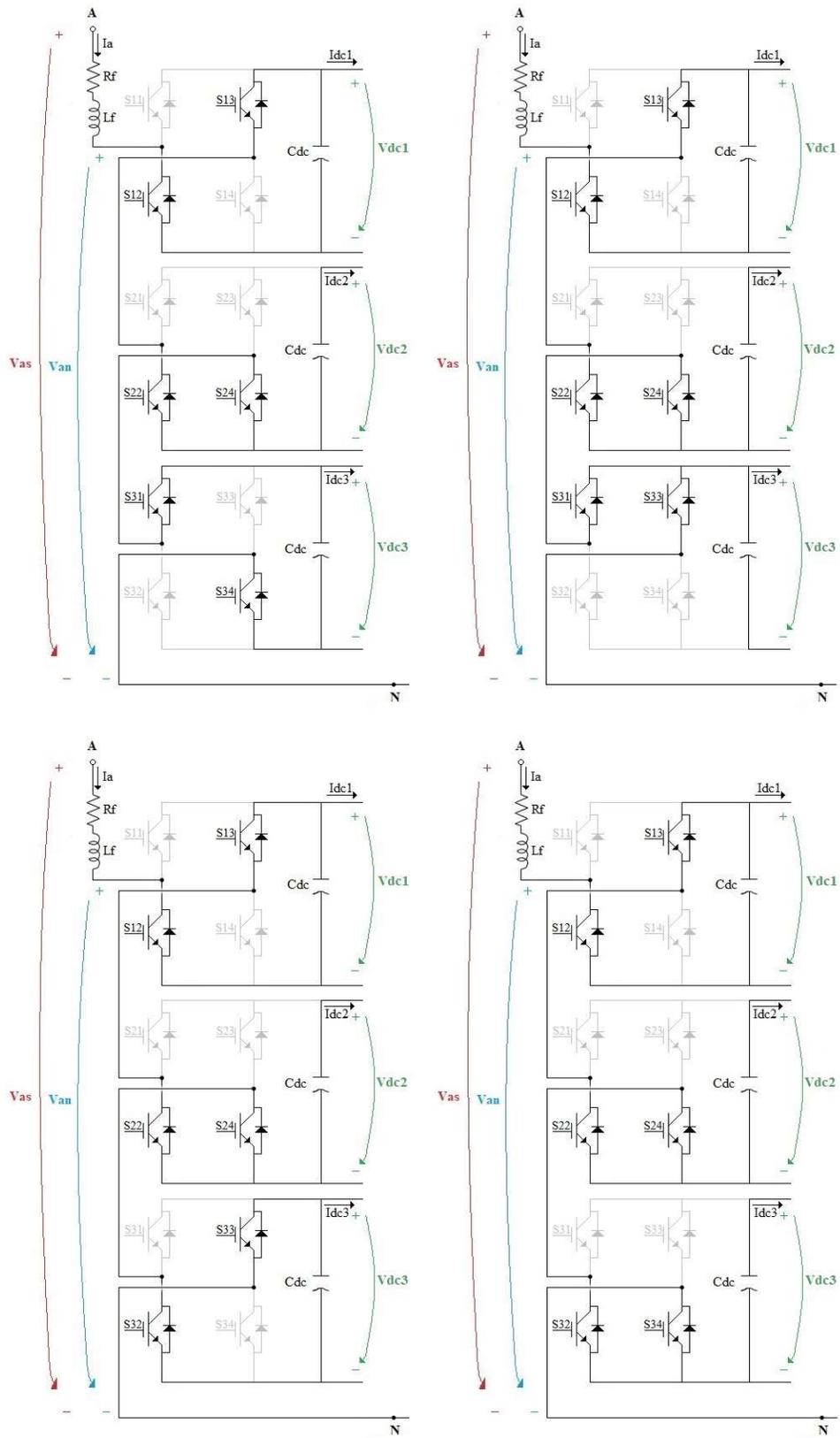


Figura A-12 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 45, 46, 47 e 48

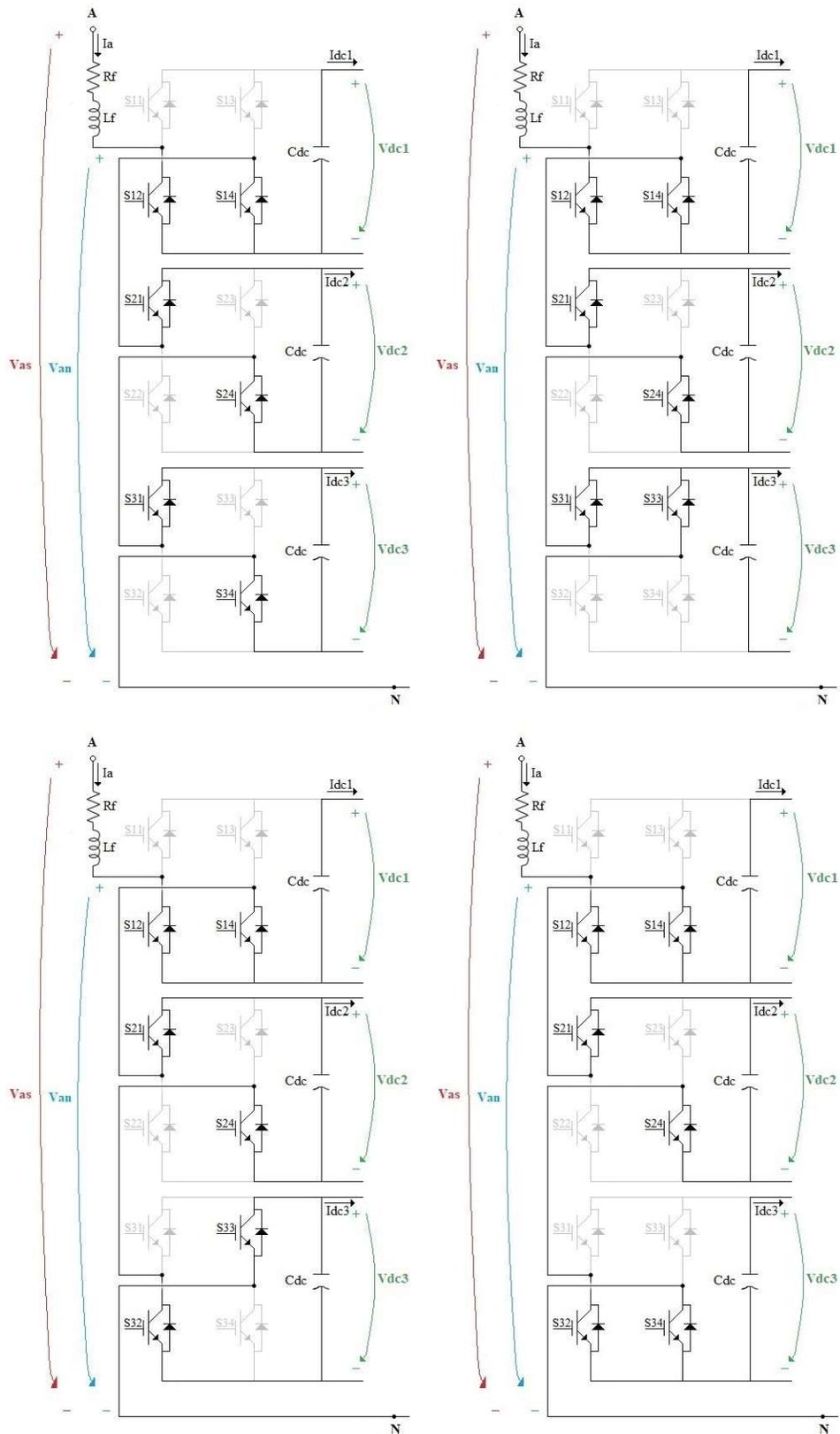


Figura A-13 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 49, 50, 51 e 52

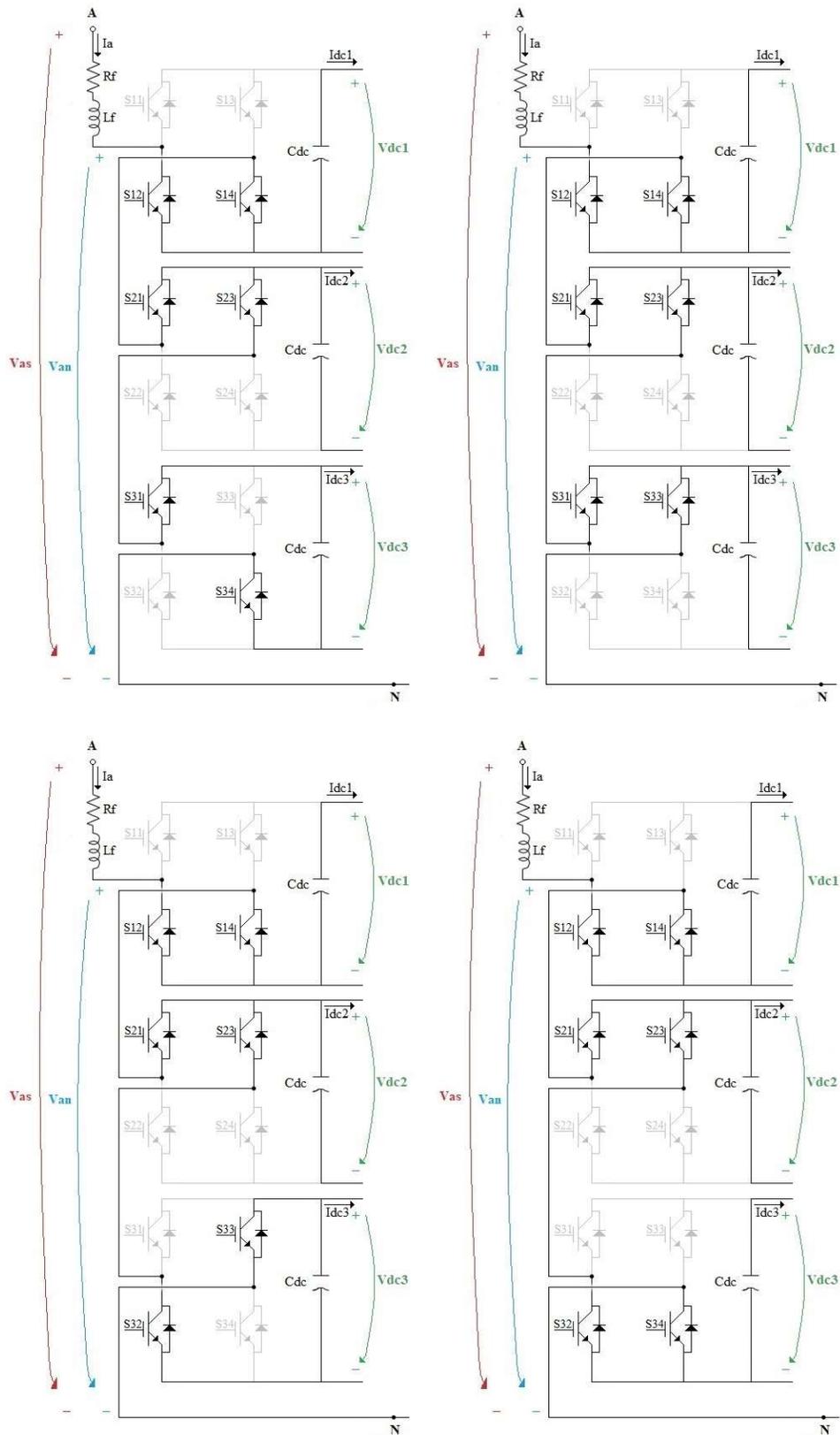


Figura A-14 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 53, 54, 55 e 56

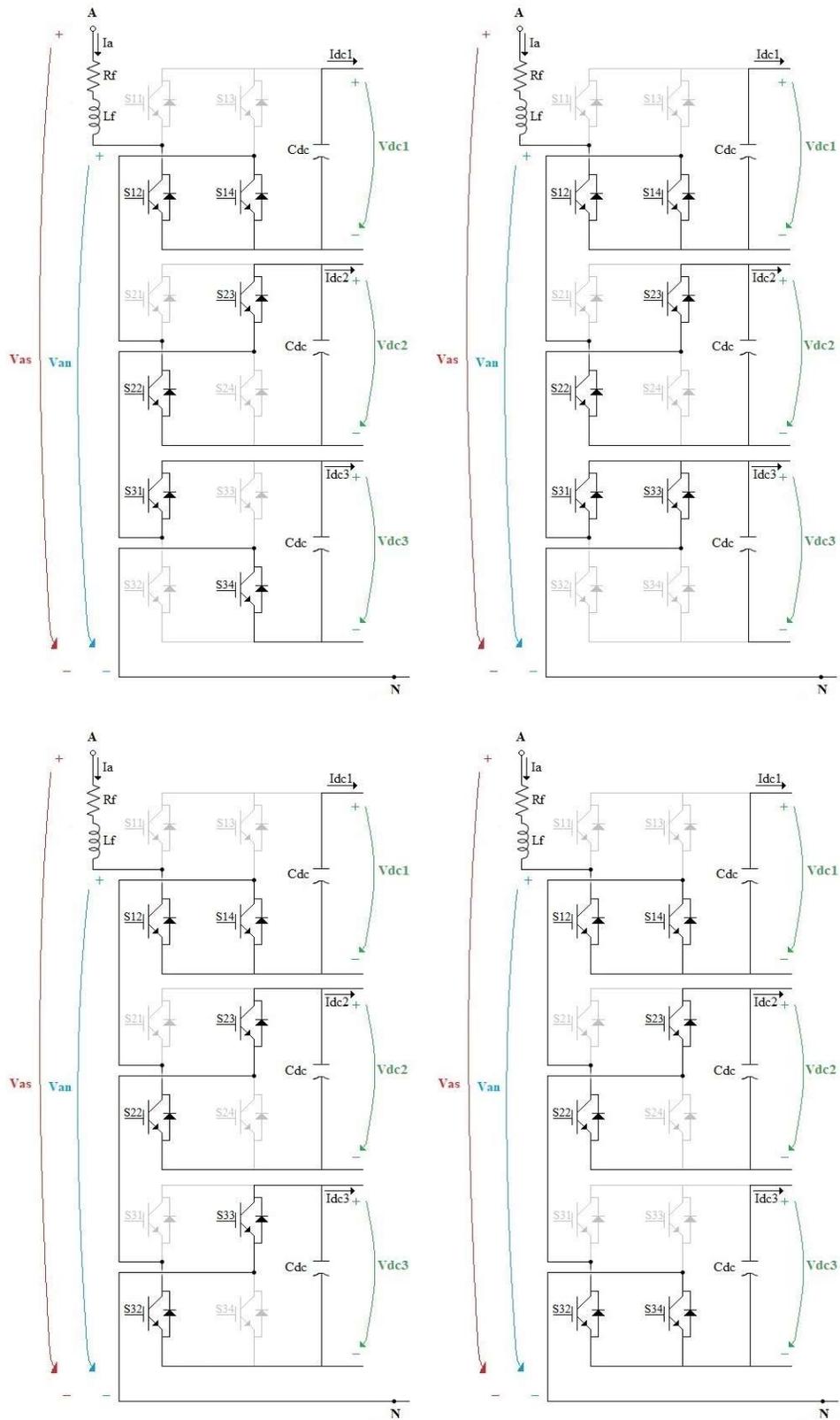


Figura A-15 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 57, 58, 59 e 60

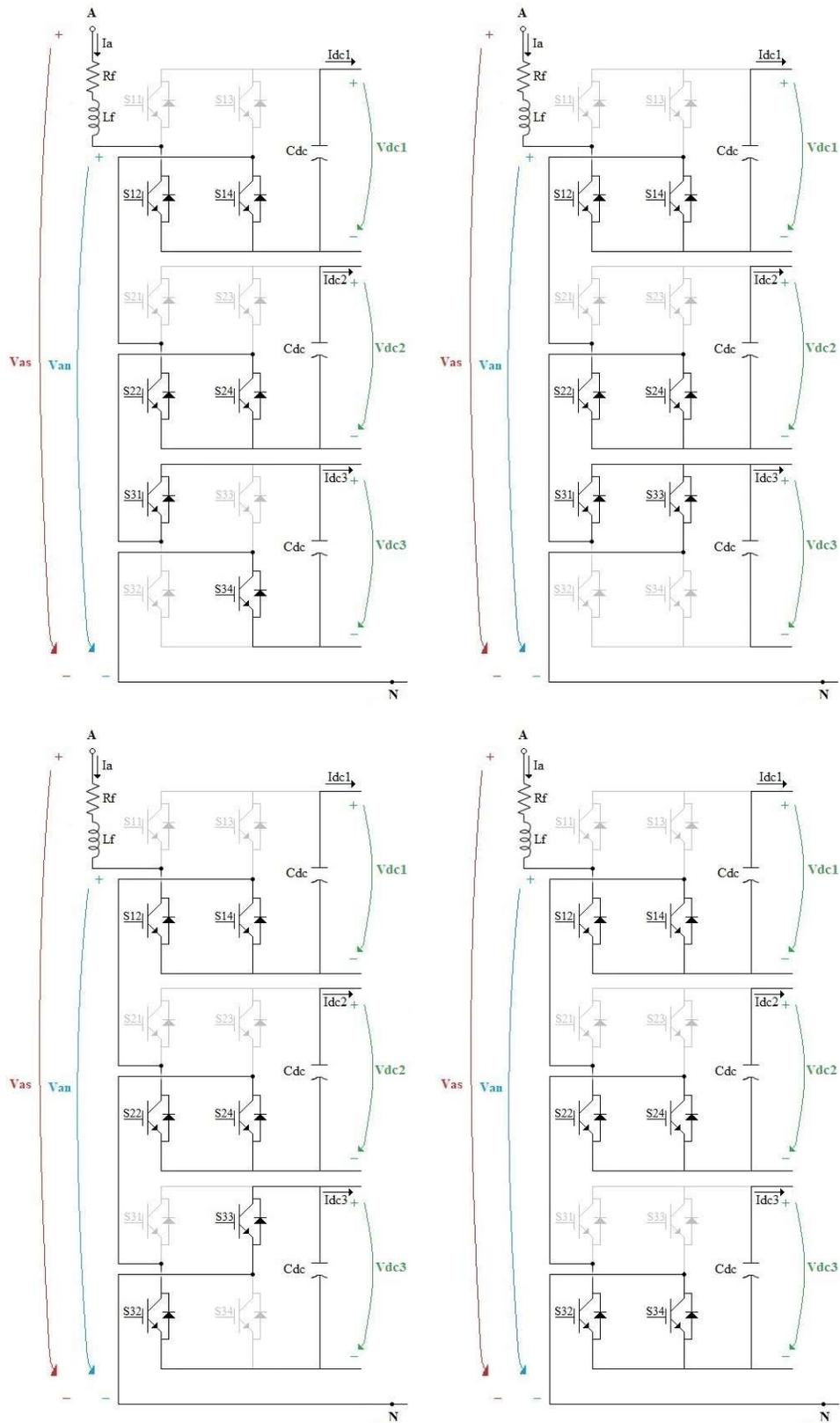


Figura A-16 Controlo dos IGBT's do Retificador Multinível, casos 61, 62, 63 e 64

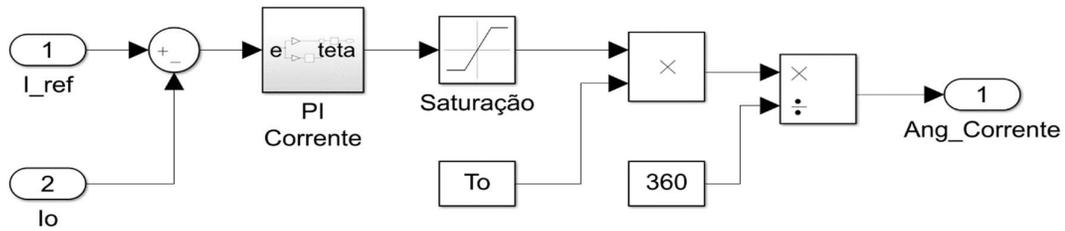


Figura B-2 Controlador do Conversor DC-DC unidirecional isolado em modo corrente constante

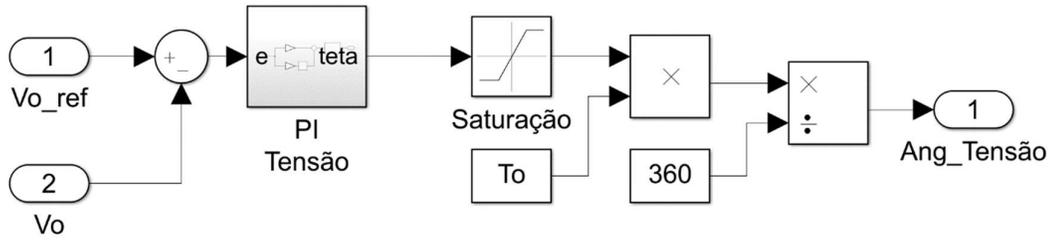


Figura B-3 Controlador do Conversor DC-DC unidirecional isolado em modo tensão constante

Ficheiro Matlab de Inicialização do Sistema

O projeto tem todas as variáveis do sistema definidas num ficheiro matlab para melhor controlo e caso necessário mudar algum campo no sistema é mais fácil. A seguir, está o conteúdo desse ficheiro.

%Parâmetros do Iniciais do Sistema

```
Vin=15000;
fref=50;
fo=5e3;
To=1/fo;
Ts = 1e-6;
Tscontrolo=10e-6;
wo=2*pi*fo;
wref=2*pi*fref;
Samples=round(To/Ts);
```

%Parâmetros do Transformador

```
r=2;
L2= 6e-3;
```

```

L1 = L2*(N^2);
R1 = 0.01;
R2 = R1/(N^2);
Lm=L1*10;
Rm=1e6;
C1=1/((L1)*wo^2);
C2=1/((L2)*wo^2);
  %Parâmetros Retificador Multinível
R=0.5;
L=40e-3;
C=5e-3;
Vcin=4000;
Lf=1e-6;
Rf=0.01;
  %Controlador
Vref1=4500;
Vref11=5500;
Vref2=6500;
Vdisp=4700;
Ganho=1/(Vin*sqrt(2/3));
  %Parâmetros Conversor DC-DC
Cdc=5e-3;
  %Controlo
T_arranque=0.2;
  %Parâmetros da Bateria
Io=60;
Vo=3.2*560; %=1792
Vomax=3.65*560; %=2044
Rbat=0.29867/2;

```

Ficheiro Matlab do Controlo do Conversor DC-DC unidirecional isolado

Na **Figura B-2** e na **Figura B-3**, está apresentado o controlo no modo corrente constante e no modo tensão constante, respetivamente, porém é preciso uma função em Matlab para controlar em que momento há a passagem do modo da corrente para o outro. De seguida, encontra-se o conteúdo dessa função, onde se verifica que essa passagem ocorre num determinado nível de tensão, dependente da queda de tensão na resistência interna da bateria.

```
function [angulo,Vo_ref,Io_ref,s] = f (Ang_Tensao, Ang_Corrente, clock, ...
T_arranque, Io, Vo, I_ref, Vomax, Rbat)
if (clock>T_arranque)
    if(Vo<Vomax)%carregar
        if (Vo < 1953+I_ref*Rbat) %Corrente constante
            angulo=Ang_Corrente;
            Io_ref=I_ref;
            Vo_ref=Vo;
        else %Tensão constante
            angulo=Ang_Tensao;
            Io_ref=Io;
            Vo_ref=Vomax;
        end
    end
else
    angulo=0;
    Vo_ref=Vo;
    Io_ref=0;
end
else
    angulo=0;
    Vo_ref=Vo;
    Io_ref=0;
end
end
```

Ficheiro Matlab do Controlo do Retificador Multinível

Na **Figura B-1**, o controlo do retificador multinível é apresentado, e neste há um subsistema com o nome de E0, onde este serve para o controlo da corrente homopolar do sistema. Este é feito através da soma de todos os erros entre a tensão de referência dos barramentos DC e a tensão real de cada um, originado, assim uma corrente homopolar de referência. O erro entre esta e a corrente homopolar real origina uma referência E0 que vai ser aplicada no controlo PWM. Este subsistema está na **Figura B-4**.

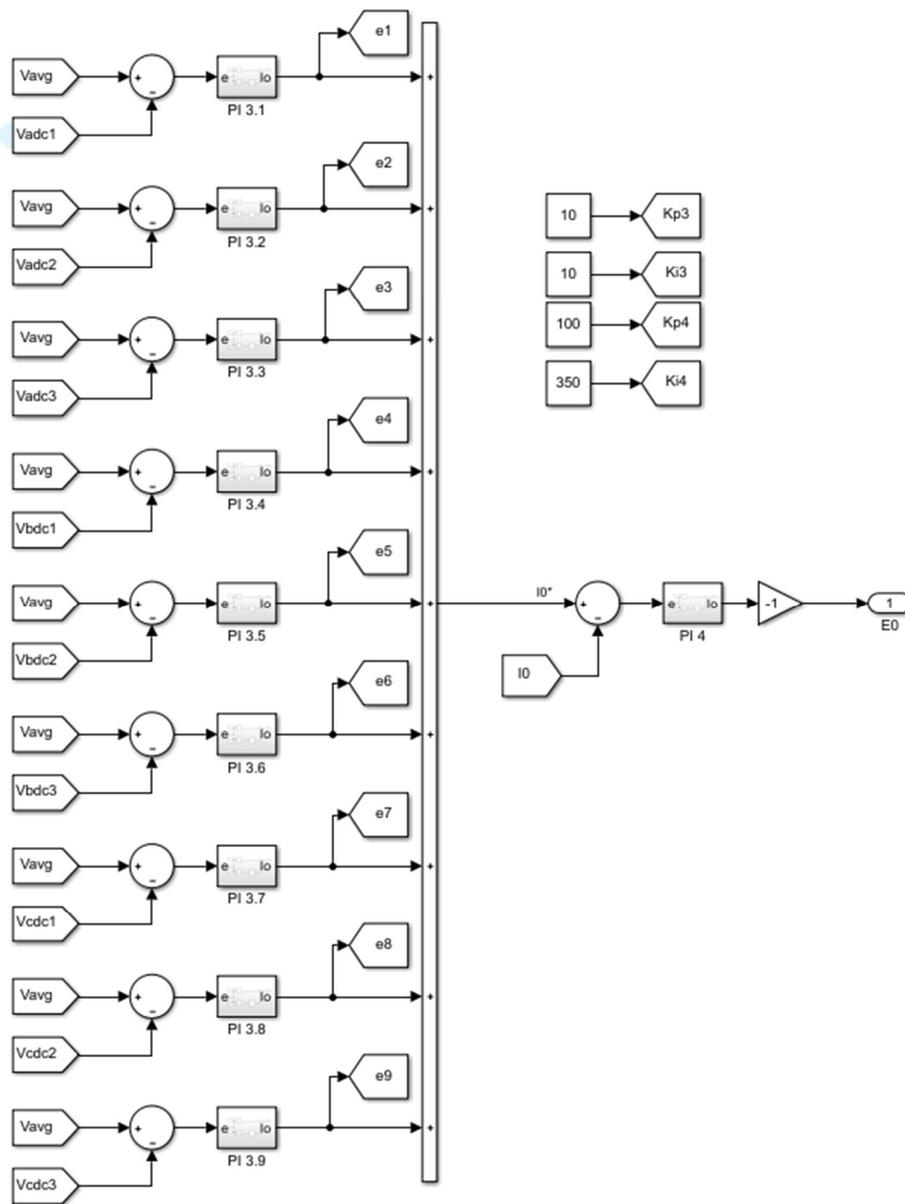


Figura B-4 Subsistema E0 do controlador do Retificador Multinível