



UNIVERSIDADE D  
COIMBRA

Henrique Daniel da Silva

**TRANSFORMADOR ELETRÓNICO DE 3 ESTÁGIOS COM  
RETIFICADOR DE TOPOLOGIA MMC**

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

setembro de 2023





FCTUC FACULDADE DE CIÊNCIAS  
E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE COIMBRA

# Transformador Eletrónico de 3 Estágios com Retificador de Topologia MMC

Henrique Daniel da Silva

Coimbra, setembro 2023





# Transformador Eletrónico de 3 Estágios com Retificador de Topologia MMC

## **Orientador:**

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes

## **Júri:**

Professor Doutor Henrique Leonel Gomes (Presidente)

Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes (Orientador)

Professor Doutor Tony Richard de Oliveira de Almeida (Vogal)

Dissertação apresentada à Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, na especialidade de Energia.

Coimbra, setembro 2023



Este trabalho foi desenvolvido em colaboração com:





# Agradecimentos

Em primeiro lugar, queria expressar os meus agradecimentos ao meu orientador, Prof. Doutor André Mendes, pela oportunidade de realizar esta dissertação sob a sua orientação, e por toda a disponibilidade e paciência ao longo deste percurso. Agradecer também aos investigadores do Laboratório de Sistemas de Energia do pólo de Coimbra do Instituto de Telecomunicações (IT), especialmente ao Tiago Oliveira, pelos valiosos conhecimentos transmitidos.

Em segundo lugar, agradeço à minha mãe e irmã, que sempre estiveram comigo e me apoiaram. Não só a elas, mas também ao meu pai, que apesar de já não me ter visto começar esta jornada, estaria mais orguloso do que ninguém.

Não posso deixar de mencionar o meu grande amigo Gonçalo Duarte, com quem partilhei casa durante estes anos e que tornou toda esta jornada mais fácil e divertida.

Por fim, o meu agradecimento ao Diogo, João e Ricardo que viveram comigo, lado a lado, todo este percurso e me ajudaram de diversas maneiras.

# Resumo

Nos últimos anos, tem-se observado um aumento significativo na produção descentralizada de energia elétrica, impulsionado principalmente pela crescente utilização de fontes de energia renováveis. Este cenário de produção descentralizada tem colocado novos desafios em relação ao controlo, automação e estabilidade do sistema de energia elétrico. Nesse contexto, o transformador de estado sólido, também conhecido como transformador de eletrónica de potência, surge como uma tecnologia com potencial para substituir gradualmente o transformador clássico, por se tratarem de sistemas modulares, bidirecionais, por possuírem um papel ativo na mitigação de falhas da rede, regularem harmónicos, e corrigirem o fator de potência [1]. Além disso, são mais compactos e leves que os transformadores magnéticos.

O objetivo desta dissertação será o desenvolvimento de um conversor modular multinível para o estágio de retificação do transformador de estado sólido, com uma estratégia de controlo preditivo, de modo a controlar as correntes trifásicas da rede, correntes circulantes e a tensão dos condensadores dos submódulos. Para isso, será realizada a construção de uma montagem experimental, com todas as interfaces necessárias para o seu controlo e monitorização do sistema por parte de um utilizador. A estratégia de controlo preditivo será implementada através da plataforma de controlo *dSpace MicroLabBox* juntamente com o programa de computador *ControlDesk*. Os resultados experimentais obtidos comprovam a eficácia do método proposto.

## Palavras Chave

Conversor Modular Multinível, Transformador de Estado Sólido, Controlo Preditivo.

# Abstract

In recent years, a significant increase in decentralized power generation has been observed, mainly driven by the increasing usage of renewable energy sources. This decentralized scenario of energy production has imposed new challenges regarding the control, automation, and stability of electrical power systems in general. In this context, the solid-state transformer, also known as a power electronics transformer, emerges as a technology with the potential to gradually replace the classic transformer, due to their modularity, as bidirectional systems, they assume an active role in mitigating network failures, regulate harmonics, and correct the power factor [1]. In addition, these newest transformers are more compact and lighter than magnetic transformers.

The main goal of the current dissertation will be the development of a modular multilevel converter for the rectification stage of the solid-state transformer, with a predictive control strategy, in order to control the three-phased grid currents, circulating currents, and the voltage of the capacitors of the submodules. For this purpose, an experimental assembly will be built, including all the necessary interfaces for the control, and monitoring of the system by the user. The predictive control strategy will be implemented using the dSpace MicroLabBox control platform along with the ControlDesk computer program. The experimental results obtained will prove the effectiveness of the proposed method.

## Keywords

Modular Multilevel Converter, Solid-State Transformer, Predictive Control.



# Conteúdo

<b>Agradecimentos</b>	<b>v</b>
<b>Resumo</b>	<b>vi</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Acrónimos e Símbolos</b>	<b>xi</b>
<b>Lista de Figuras</b>	<b>xvi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>xix</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Contexto e Motivação . . . . .	2
1.2 Estado da Arte . . . . .	3
1.2.1 Transformador de Estado Sólido (TES) . . . . .	3
1.2.2 Topologias básicas do TES . . . . .	5
1.2.3 Estágio de conversão AC-DC . . . . .	7
1.2.4 Estágio de conversão DC-DC . . . . .	8
1.2.5 Estágio de conversão DC-AC . . . . .	10
1.2.6 Transformador de Alta Frequência . . . . .	11
1.2.7 Aplicações do TES . . . . .	13
1.3 Objetivos e estrutura da dissertação . . . . .	14
<b>2 Modulação em Tempo Contínuo e Discreto do MMC</b>	<b>15</b>
2.1 Introdução . . . . .	16
2.2 Visão geral do MMC . . . . .	16
2.3 Modulação Matemática . . . . .	18
2.3.1 Modulação da Corrente do Barramento DC do MMC . . . . .	19

2.3.2	Modulação das Correntes da Rede do MMC . . . . .	20
2.3.3	Modulação das CCs no MMC . . . . .	21
2.3.4	Modulação do HB-SM e da Tensão de Braço . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Controlo do MMC</b>	<b>25</b>
3.1	Modelo de Controlo Preditivo do MMC . . . . .	26
3.1.1	Métodos de MPC utilizados no MMC . . . . .	27
3.1.2	Comparação dos métodos de MPC . . . . .	30
3.2	<i>Dual-Stage</i> MPC . . . . .	31
3.3	Cálculo das correntes de referência da rede . . . . .	34
3.3.1	Controlo do fluxo de potências . . . . .	35
<b>4</b>	<b>Resultados Experimentais</b>	<b>37</b>
4.1	Implementação experimental . . . . .	38
4.2	Regime Permanente do MMC . . . . .	42
4.3	Regime Transitório do MMC . . . . .	49
<b>5</b>	<b>Conclusões e Trabalho Futuro</b>	<b>52</b>
5.1	Conclusões . . . . .	53
5.2	Trabalho futuro . . . . .	53
	<b>Bibliografia</b>	<b>55</b>
	<b>Apêndice A - Componentes da Montagem</b>	<b>59</b>
	<b>Apêndice B - Parâmetros da Experiência</b>	<b>65</b>
	<b>Apêndice C - Determinação das correntes de referência da rede</b>	<b>66</b>
	<b>Apêndice D - Controlo dos interruptores e proteções</b>	<b>69</b>

# Acrónimos e Símbolos

## Acrónimos

<b>AC</b>	<i>Alternating Current</i>
<b>AT</b>	Alta Tensão
<b>BT</b>	Baixa Tensão
<b>CC</b>	Corrente Circulante
<b>CMV</b>	<i>Common-Mode Voltage</i>
<b>DC</b>	<i>Direct Current</i>
<b>FPGA</b>	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
<b>H-bridge</b>	<i>Full-Bridge</i>
<b>HB</b>	<i>Half-Bridge</i>
<b>HB-SM</b>	<i>Half-Bridge Submódulo</i>
<b>HVAC</b>	<i>High Voltage AC</i>
<b>HVDC</b>	<i>High Voltage DC</i>
<b>IGBT</b>	<i>Insulated Gate Bipolar Transistors</i>
<b>LVAC</b>	<i>Low Voltage AC</i>
<b>LVDC</b>	<i>Low Voltage DC</i>
<b>MIT</b>	<i>Massachusetts Institute of Technology</i>
<b>MMC</b>	<i>Modular Multilevel Converter</i>

<b>MPC</b>	<i>Model Predictive Control</i>
<b>PLL</b>	<i>Phase Locked Loop</i>
<b>OSS</b>	<i>Optimal Switching State</i>
<b>OSV</b>	<i>Optimal Switching Vector</i>
<b>OVL</b>	<i>Optimal Voltage Level</i>
<b>PCB</b>	<i>Printed Circuit Board</i>
<b>PI</b>	Proporcional-Integral
<b>PWM</b>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<b>SM</b>	Submódulo
<b>TEP</b>	Transformador de Eletrónica de Potência
<b>TES</b>	Transformador de Estado Sólido
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i>

## Simbolos

$D$	Potência reativa de distorção
$f_1$	Função de custo do estágio-I do MPC
$f_2$	Função de custo do estágio-II do MPC
$F.P.'$	Fator de potência inserido pelo utilizador
$f^*$	Frequência
$G_t$	OSV
$G_{xy}$	Nível de tensão do braço do MMC
$h \in \{1..N\}$	Número de SMs por braço do MMC
$i_{cxyh}$	Corrente do condensador do HB-SM

$i_{dc}$	Corrente do barramento DC do MMC
$i_{rd}^*$	Componente direta da corrente de referência da rede
$i_{rq}^*$	Componente quadratura da corrente de referência da rede
$i_{ry}$	Correntes da rede do MMC
$i_{xy}$	Correntes de braço do MMC
$i_{zy}$	Correntes circulantes do MMC
$I_{max}$	Amplitude máxima da corrente de referência
$I_{rQ}^*$	Amplitude da corrente de referência para o fator de potência unitário
$I_{rQ'}^*$	Amplitude da corrente de referência para uma nova potência reativa de deslocamento
$I^*$	Frequência angular
$L_b$	Bobina de braço do MMC
$L_{dc}$	Bobina do barramento DC do MMC
$L_f$	Bobina do filtro do MMC
$L_r$	Bobina da rede do MMC
$n$	Ponto neutro da rede
$N$	Número de SMs por braço
$o$	Ponto médio do barramento DC
$P$	Potência ativa
$quantidade^m$	Quantidade medida
$quantidade^p$	Quantidade prevista

$Q$	Potência reativa de deslocamento
$Q'$ reativa	Nova potência reativa de deslocamento para compensação de energia
$r$	Variável de controlo
$r^*$	Variável de controlo de referência
$r_b$	Resistência da bobina de braço do MMC
$r_{dc}$	Resistência da bobina do barramento DC do MMC
$r_f$	Resistência da bobina do filtro do MMC
$r_r$	Resistência da bobina da rede do MMC
$S_{xyh}$	OSS
$T_{sc}$	Tempo de amostragem do controlador do MMC
$V_{cxyh}$	Tensão do condensador do HB-SM
$V_{dc}$	Tensão do barramento DC
$V_{ll}$	Tensão nominal linha a linha da rede
$V_{no}$	Tensão CMV do MMC
$V_r$	Tensão nominal de fase da rede
$V_{r_{max}}$	Tensão máxima da rede
$V_{SM}$	Tensão do condensador SM
$V_{xy}$	Tensões de braço do MMC
$x \in \{s, i\}$	Braço superior ( $s$ )/inferior ( $i$ ) do MMC
$y \in \{a, b, c\}$	Fase da rede do MMC

$\lambda_0$	Fator de ponderação da rede
$\lambda_1$	Fator de ponderação das CCs
$\lambda_v$	Fator de ponderação da tensão dos condensadores dos SMs
$\phi$	Desfasamento entre a tensão e a corrente

# Lista de Figuras

1.1	Transformador monofásico [5]. . . . .	2
1.2	Estrutura básica de um TES. . . . .	5
1.3	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 HVDC e LVDC. [9] . . . . .	5
1.4	Configuração modular de 3 estágios com conversor multinível à entrada [9]. . . . .	6
1.5	Esquema de circuito dos conversores AC-DC. . . . .	8
1.6	Esquema de circuito dos conversores DC-DC. . . . .	10
1.7	Esquema de circuito dos conversores DC-AC [19]. . . . .	11
1.8	Sistema de distribuição tradicional e futuro sistema de distribuição utilizando TESs [8]. . . . .	13
2.1	Configuração do MMC trifásico e do SM. . . . .	17
2.2	Modelo equivalente do MMC. . . . .	18
2.3	Modelo equivalente do HB-SM. . . . .	23
3.1	Diagrama de blocos do MPC. . . . .	27
3.2	Diagrama de blocos do OSS-MPC. . . . .	28
3.3	Diagrama de blocos do OVL-MPC e OSV-MPC. . . . .	29
3.4	Diagrama de blocos do <i>Dual-Stage</i> MPC. . . . .	30
3.5	Fluxograma do <i>Dual-Stage</i> MPC. . . . .	32
3.6	Diagrama de blocos do cálculo das correntes de referência da rede. . . . .	34
4.1	Código <i>Simulink</i> implementado. . . . .	38
4.2	Implementação experimental. . . . .	39
4.3	Diagrama de blocos da implementação experimental. . . . .	41
4.4	Painel de interface com o utilizador. . . . .	42

4.5	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -1$ e potência consumida de 303W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. . . . .	43
4.6	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -1$ e potência consumida de 303W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs. . . . .	44
4.7	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -0.85$ capacitivo e potência consumida de 100W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. .	45
4.8	Regime Permanente do MMC com com $F.P. = -0.85$ capacitivo e potência consumida de 100W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs. . . . .	46
4.9	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -0.85$ indutivo e potência consumida de 100W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. . . . .	46
4.10	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -0.85$ indutivo e potência consumida de 100W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs. . . . .	47
4.11	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -0.62$ capacitivo e potência consumida de 303W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. .	47
4.12	Regime Permanente do MMC com $F.P. = -0.62$ capacitivo e potência consumida de 303W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs. . . . .	48
4.13	Componente direta e quadratura de referência da rede para diferentes F.P. e potência consumida de 303W. . . . .	48
4.14	Arranque do MMC: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. . . . .	49
4.15	Variação da potência no MMC: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC. . . . .	50
4.16	Variação da potência no MMC: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs. . . . .	51
A.1	Autotransformador. . . . .	59

A.2	Filtro L. . . . .	60
A.3	Carga com duas resistências em paralelo e um <i>contactor</i> entre elas. . . . .	60
A.4	Bobinas dos braços. . . . .	61
A.5	Condensador do barramento DC. . . . .	61
A.6	Condensadores dos HB-SMs. . . . .	62
A.7	Placas PCB <i>dSpace/Semikron</i> . . . . .	62
A.8	Sensores de Tensão e Corrente Trifásicos. . . . .	63
A.9	<i>MicroLabBox</i> . . . . .	63
A.10	MMC. . . . .	64
C.1	Controlador PI. . . . .	66
C.2	Transformação de coordenadas dq para abc. . . . .	66
C.3	Cálculos do <i>Simulink</i> . . . . .	67
D.1	Função de controlo dos interruptores e proteções. . . . .	69
D.2	Blocos de controlo dos interruptores e proteções. . . . .	70
D.3	Referências e variáveis de interruptores. . . . .	70

# Lista de Tabelas

1.1	Comparação dos diferentes conversores AC-DC [12][13]. . . . .	7
1.2	Comparação dos diferentes conversores DC-DC [12][13]. . . . .	9
1.3	Comparação dos diferentes conversores DC-AC [13]. . . . .	10
1.4	Comparação de materiais magnéticos [19]. . . . .	12
3.1	Classificação dos métodos MPC para um MMC. . . . .	27
3.2	Comparação dos métodos de MPC. . . . .	31

# 1

## Introdução

### Conteúdos

---

1.1	Contexto e Motivação . . . . .	2
1.2	Estado da Arte . . . . .	3
1.3	Objetivos e estrutura da dissertação . . . . .	14

---

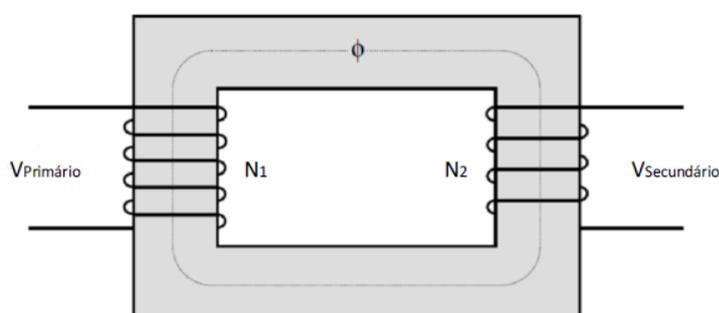
## 1.1 Contexto e Motivação

Os sistemas de geração, distribuição e transmissão de energia elétrica são os três principais constituintes do sistema de energia, no qual, os transformadores desempenham um papel fundamental. A sua principal função é alterar a tensão de uma rede para o nível desejado, permitindo, assim, transmitir uma potência alternada a diferentes níveis de tensão. Estes dispositivos permitem o transporte de energia elétrica a longas distâncias, resolvendo um dos problemas fundamentais da eletrotécnica, através da utilização de tensões elevadas na rede que minimizam as perdas por efeito de Joule. [2]

A tensão produzida pelos geradores encontra-se na gama da média tensão, assim é comum a instalação de transformadores à saída das centrais, que aumentam a tensão no estágio de geração para uma linha de transmissão de Alta Tensão (AT). Posteriormente, esta tensão tem de ser reduzida para a média tensão, permitindo alimentar as linhas de distribuição responsáveis por fornecer os utilizadores industriais, comerciais e residências. [3]

Os transformadores clássicos são máquinas elétricas estáticas constituídas por um, dois ou mais enrolamentos de cobre, montados em torno de um núcleo de ferro que, por indução eletromagnética, transformam um sistema de tensões e correntes alternadas num distinto sistema de tensões e correntes, normalmente com valores eficazes diferentes, mas à mesma frequência (50/60Hz). O fluxo de potências num transformador é bidirecional, designando-se por enrolamento primário o que está ligado à fonte de energia e por enrolamento secundário o que está ligado à carga, ou seja, o que fornece energia. [4]

O funcionamento de um transformador baseia-se no fenómeno de indução mútua entre dois circuitos elétricos isolados, mas magneticamente acoplados (Figura 1.1) [5].



**Figura 1.1:** Transformador monofásico [5].

A regulação de tensão na rede de Baixa Tensão (BT) é habitualmente realizada em vazio, através de comutadores. Esta regulação é feita por etapas e não permite um controlo contínuo

da tensão em tempo real [6].

Nos últimos anos, verificou-se um aumento acentuado da produção descentralizada de energia, em particular, na rede de BT, através de painéis fotovoltaicos, aerogeradores, sistemas de biomassa, microturbinas, entre outras opções [6]. A introdução dos sistemas de energias renováveis coloca novos desafios, nomeadamente no que se refere a problemas de qualidade de energia elétrica, como é o caso do controlo de fluxo de energia e das sobretensões na rede de BT produzidas pelos microprodutores [3]. As sobretensões geralmente ocorrem nas horas de vazio e podem ser mitigadas através da diminuição dos sistemas de microgeração ou, em casos extremos, desconectando-os da rede. No entanto, estas soluções fazem diminuir os rendimentos dos microprodutores, o que prolonga o retorno do investimento feito no sistema de microgeração, desincentivando a que muitos consumidores em BT invistam na exploração de fontes de energias renováveis [2].

Consequentemente, podem surgir problemas com as sobretensões causadas pela microgeração ou quedas de tensão causadas por curtos-circuitos na rede. De forma a resolver os problemas da integração de fontes de energia distribuída, surge o Transformador de Estado Sólido (TES) ou Transformador de Eletrónica de Potência (TEP) que se pode mostrar bastante conveniente e vantajoso, pois permite um controlo contínuo da tensão de saída em tempo real, permitindo obter uma amplitude de tensão estável, mesmo com cavas ou sobretensões na entrada [6].

O TES é uma tecnologia relativamente recente e apresenta as principais funcionalidades dos transformadores clássicos - isolamento galvânico e transformação de tensões. É constituído por transformadores de alta frequência, o que permite uma redução substancial no volume total e no peso do equipamento. A utilização de conversores eletrónicos de potência é necessária, devido aos transformadores de alta frequência [6].

## 1.2 Estado da Arte

### 1.2.1 Transformador de Estado Sólido (TES)

Numa rede de energia elétrica, os transformadores são dispositivos fundamentais do sistema de distribuição de energia. As principais vantagens dos transformadores clássicos são: grande eficiência (entre 98.5% a 99.5%), robustez, fiabilidade e custo relativamente reduzido [7]. No entanto, apresentam algumas desvantagens, tais como [2][7]:

- Queda de tensão em carga;

- Sensibilidades às componentes harmónicas da corrente de saída;
- Flutuações de tensão;
- Saturação do núcleo do transformador;
- Presença do óleo do transformador, prejudicial ao meio ambiente;
- Regulação da tensão em vazio e por escalões;
- Perdas sem carga;
- Grandes dimensões.

Os TES podem minimizar ou eliminar muitas das desvantagens dos transformadores clássicos. No entanto, estes apresentam rendimentos inferiores e custos superiores. Assim, apesar dos avanços na área da eletrónica de potência, a fiabilidade dos TES ainda é incerta, visto que, se trata de uma tecnologia relativamente recente [2].

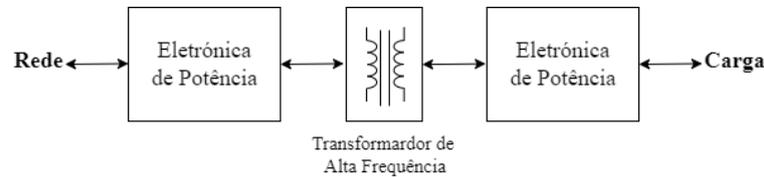
Nos últimos anos, o TES tem vindo a crescer tanto que, no ano de 2010, foi considerado pelo *Massachusetts Institute of Technology* (MIT) como uma das tecnologias com maior relevância nos futuros sistemas de distribuição de energia [8]. Este reconhecimento por parte do MIT faz todo o sentido, se tivermos em conta as principais vantagens que os TES possuem [2][7]:

- Menor volume do transformador de alta frequência. O aumento da frequência de trabalho permite uma diminuição do volume do transformador;
- Protege a carga contra perturbações na entrada do transformador (cavas, sobretensões, variações de frequência e harmónicas);
- Capacidade de regulação do fator de potência;
- Controlo da tensão de saída, independentemente da carga;
- Correntes de entrada com menores conteúdos harmónicos;
- Possibilidade de integrar andares de armazenamento de energia DC;
- Protege a entrada de perturbações na carga.

Para além das vantagens mencionadas em cima, os TES realizam todas as funções do transformador clássico, ou seja, redução/elevação do valor da tensão do primário para o secundário, assim como o isolamento galvânico [5].

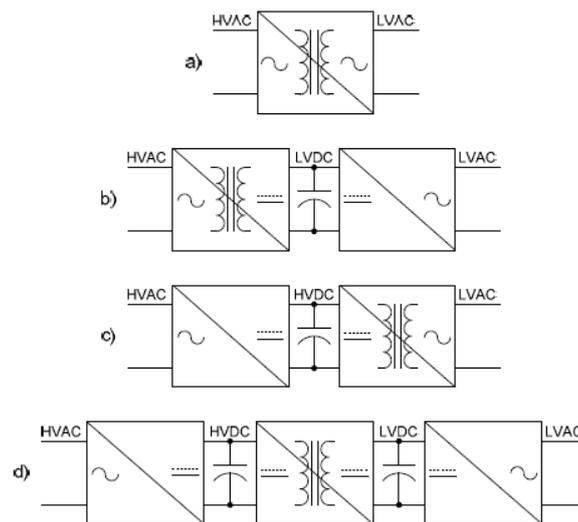
## 1.2.2 Topologias básicas do TES

A Figura 1.2 apresenta a estrutura básica de um TES, sendo este composto por conversores de eletrônica de potência e por um transformador de alta frequência, que permite o isolamento galvânico.



**Figura 1.2:** Estrutura básica de um TES.

Todas as possíveis topologias de TES podem ser agrupadas em 4 configurações possíveis, conforme mostrado na Figura 1.3, ou seja, tipos a, b, c e d.



**Figura 1.3:** 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 HVDC e LVDC. [9]

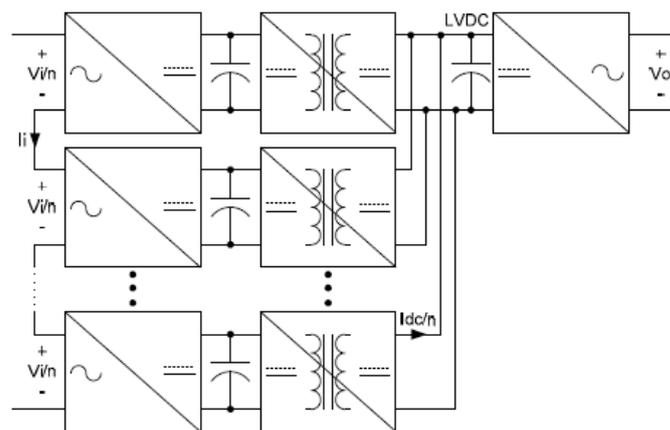
Na Figura 1.3 (a) existe uma mudança direta da alta tensão (HVAC) para baixa tensão (LVAC). É uma topologia de baixo custo e peso, devido à sua configuração simples é inadequada em aplicações que necessitem compensação de potência reativa, visto que, não possui um barramento DC. Além disso, os distúrbios de um lado podem afetar o lado oposto, assim como nos transformadores clássicos [10].

As topologias (b) e (c) adotam configurações de dois estágios, com um estágio de isolamento nos lados de alta ou baixa tensão, respectivamente. O fluxo de potência é bidirecional e permite efetuar compensação de energia reativa.

A última topologia da Figura 1.3 apresenta a configuração de três estágios, esta é caracterizada por possuir um retificador (AC/DC), um conversor DC-DC isolado, onde se encontra o transformador de alta frequência, e um terceiro estágio denominado por inversor (DC/AC).

A topologia (d) tem como entrada a tensão da rede, de seguida tem-se uma rede DC de alta tensão que é normalmente utilizada para fazer o transporte de energia em corrente contínua, um estágio DC-DC que transforma a alta tensão DC para baixa tensão DC onde se podem alimentar cargas de corrente contínua. No barramento AC pode-se alimentar uma carga AC, ou então formar uma nova rede.

A configuração apresentada à entrada na Figura 1.4, é chamada de conversor multinível. Neste configuração ligam-se vários módulos retificadores em série para que a tensão de entrada seja suportada pela tensão de bloqueio do *Insulated Gate Bipolar Transistors* (IGBT). Os barramentos DC de alta tensão, resultantes da retificação, são ligados ao estágio DC-DC que contém o transformador de alta frequência e, de seguida, liga-se em paralelo estes terminais conseguindo obter assim um barramento DC de baixa tensão. Finalmente, através de um inversor obtém-se um barramento AC. Nesta configuração, o controlo de corrente e/ou tensão é necessário. [11]



**Figura 1.4:** Configuração modular de 3 estágios com conversor multinível à entrada [9].

### 1.2.3 Estágio de conversão AC-DC

O estágio de conversão AC-DC converte HVAC em HVDC através de um processo de retificação. Como a tensão de entrada de um TES é elevada, um conversor multinível é utilizado como estágio de entrada do TES. O conversor permite que o TES filtre a potência reativa na rede de AT, utilizando apenas a potência ativa para alimentar o próximo estágio.

Na Tabela 1.1 é possível observar a comparação das diferentes topologias multinível disponíveis para o estágio de conversão AC-DC do TES. Na Figura 1.5 são apresentados os respectivos esquemas de circuito.

**Tabela 1.1:** Comparação dos diferentes conversores AC-DC [12][13].

<b>Conversor AC-DC</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>	<b>Aplicação</b>
<i>Neutral-Point Clamped (NPC)</i>	Controlo simples; presença de um barramento DC; e maior densidade de potência	Maior tensão de comutação; maior filtro AC; e menor qualidade de energia	Média Tensão
<i>Cascaded Half-Bridge (CHB)</i>	Controlo simples; baixa frequência de operação para cada célula; e controlo avançado	Ausência de um barramento DC; e necessidade de alimentação isolada para cada célula	Média Tensão
<i>Modular Multilevel Converter (MMC)</i>	Baixa frequência de operação; e presença de um barramento DC	Controlo complexo; e condensadores volumosos	Alta Tensão

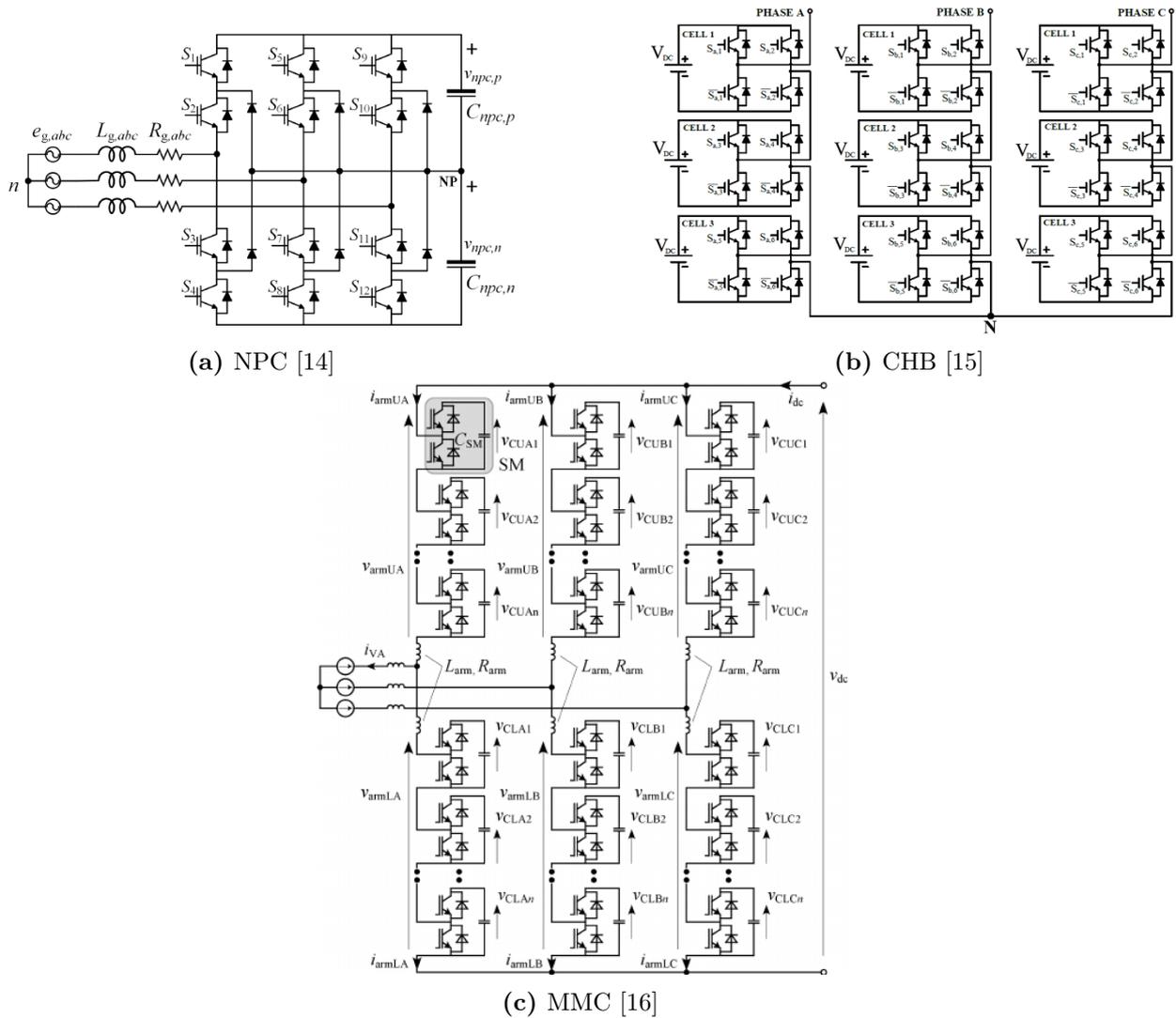


Figura 1.5: Esquema de circuito dos conversores AC-DC.

### 1.2.4 Estágio de conversão DC-DC

O estágio de conversão DC-DC está no centro do TES. Esta etapa é composta por três partes distintas:

- um conversor DC-AC;
- um transformador de alta frequência;
- um conversor AC-DC.

É considerado um dos estágios mais desafiadores, devido aos seus requisitos de alta potência necessários para atender a alta corrente no lado de BT e a alta tensão no lado de AT [12].

Para responder a estes requisitos, surgiram duas soluções. A primeira solução passa pela utilização de dispositivos com classificação de AT, e a segunda solução visa optar-se por um

conceito modular, onde os vários módulos compartilham a tensão e a potência total. Embora a solução modular apresente um elevado número de dispositivos de comutação, esta possui diversas vantagens em relação à primeira solução, como a baixa interferência eletromagnética e a possibilidade de utilização de dispositivos padrão de BT, que aumentam a tolerância a falhas neste estágio. [13]

Na Tabela 1.2 é possível observar a comparação das topologias mais relevantes para o estágio de conversão DC-DC do TES. Enquanto que na Figura 1.6 são apresentados os respectivos esquemas de circuito.

**Tabela 1.2:** Comparação dos diferentes conversores DC-DC [12][13].

<b>Conversor DC-DC</b>	<b>Vantagens</b>	<b>Desvantagens</b>	<b>Eficiência (%)</b>
<i>Dual-Half Bridge (DHB)</i>	Menor custo; menos dispositivos de comutação; e boa utilização do núcleo do transformador	Maior potência reativa; limita a tensão de bloqueio; e passagem de corrente elevada nos enrolamentos do transformador	-
<i>Dual-Active Bridge (DAB)</i>	Controlo simples; fluxo de potência controlável; e menor fluxo de potência reativa	Menos eficiente; maior indutância de fugas; e menor saturação do transformador	92.50
<i>DAB with Series Resonant Converter (SRC)</i>	Boa regulação da tensão de saída; confiável; maior frequência de comutação; e sem problemas de indutância de fugas	Controlo complexo; não é capaz de regular a potência de saída; e possui um condensador de alta ressonância	98.61
<i>Asynchronous Quadruple-Active Bridge (AQAB)</i>	Menos dispositivos de comutação; e fluxo de potência controlável	São necessários dispositivos com classificação para altas potências	97.50

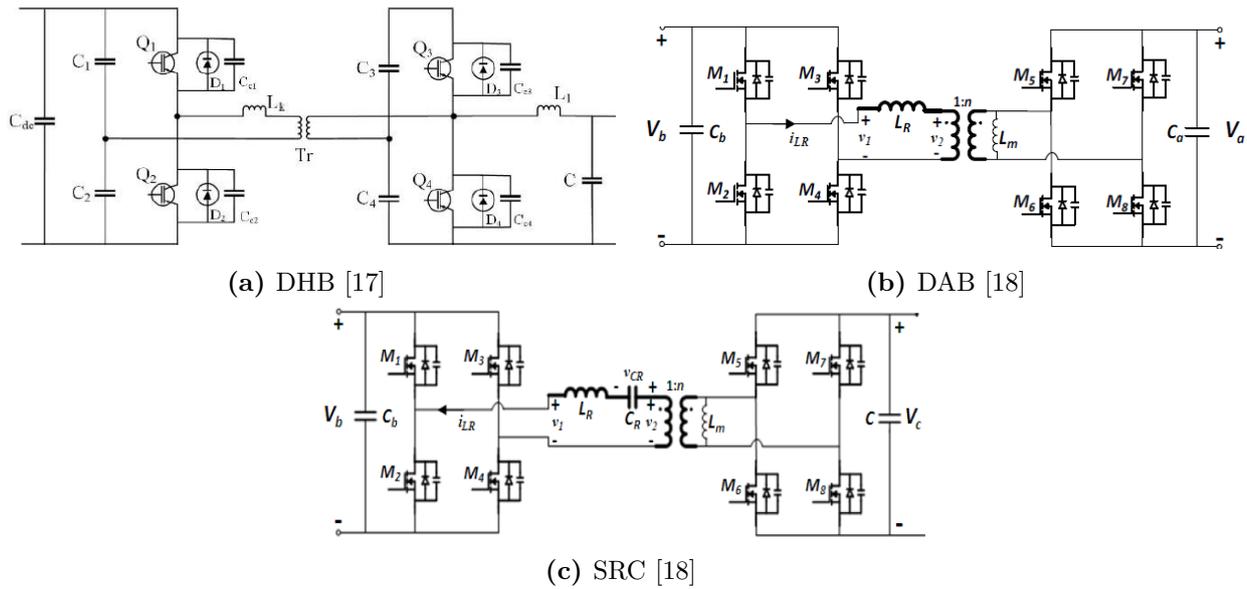


Figura 1.6: Esquema de circuito dos conversores DC-DC.

### 1.2.5 Estágio de conversão DC-AC

O último estágio do TES efetua uma conversão de DC para AC. Ao contrário da conversão realizada no estágio AC-DC, na conversão DC-AC apenas a baixa tensão está envolvida, independentemente da tensão da rede e, portanto, não é necessária a utilização de conversores multinível. As topologias mais utilizadas nesta etapa são os inversores *Half-Bridge* (HB) e *Full-Bridge* (H-bridge). A comparação destas topologias pode ser observada na Tabela 1.3. Nas topologias da Figura 1.7, os barramentos DC podem ser conectados em paralelo ou, no caso de um estágio modular de conversão DC-DC, os inversores HB ou H-bridge podem ser conectados a diferentes conversores DC-DC. [19]

Tabela 1.3: Comparação dos diferentes conversores DC-AC [13].

Conversor DC-AC	Vantagens	Desvantagens
<i>Half-Bridge</i> (HB)	Mais simples; e menor número de dispositivos de comutação	Problemas de desequilíbrio de tensão
<i>Full-Bridge</i> (H-bridge)	Tensão do barramento DC mais baixa	Problemas de desequilíbrio de tensão

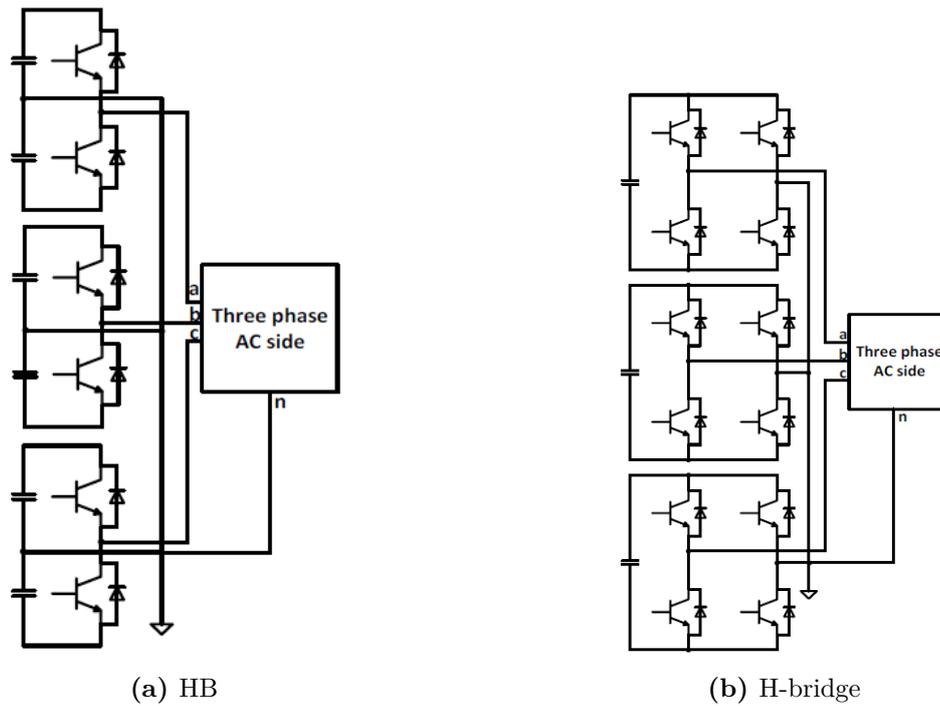


Figura 1.7: Esquema de circuito dos conversores DC-AC [19].

### 1.2.6 Transformador de Alta Frequência

O transformador de alta frequência é um componente fundamental do conjunto TES. Como este possui uma frequência de funcionamento elevada é possível obter-se uma redução do volume total e do peso, quando comparado com os transformadores clássicos (50/60 Hz).

Os materiais magnéticos utilizados nos transformadores clássicos não são adequados para alcançar as elevadas potências e as baixas perdas em altas frequências, devido às perdas envolvidas (correntes de Foucault e fenómenos de histerese). Assim, na conceção do transformador é necessária a escolha de um material magnético adequado para o núcleo deste, de modo a obter uma elevada densidade de potência e baixas perdas no transformador [5].

Atualmente, existem vários materiais magnéticos que são adequados à utilização em transformadores de alta frequência, como o aço de silício, as ferrites e os materiais amorfos e nanocristalinos. A escolha do material mais adequada para uma determinada aplicação deve ter em conta as características de densidade de fluxo de saturação, temperatura de Curie e a temperatura de operação máxima. A Tabela 3.1 apresenta a comparação entre os diferentes materiais magnéticos. [19]

**Tabela 1.4:** Comparação de materiais magnéticos [19].

<b>Material</b>	<b>Loss [W/kg] (20 kHz, 0.2 T)</b>	<b>Saturation <math>B_{sat}</math> [mT]</b>	<b>Permeability [H/m] (50 Hz)</b>	<b>Max working Temp. [°C]</b>
<i>Grain oriented silicon steel</i>	>1000	2000	2k-35k	120
<i>Advanced silicon steel</i>	40	1300	16k	130
<i>High performance ferrite</i>	17	500	1.5k-15k	100/120
<i>Fe-amorphous alloy</i>	18	1560	6.5k-8k	150
<i>Co-amorphous alloy a</i>	5	550	100k-150k	90/120
<i>Co-amorphous alloy b</i>	5.5	820	2k-4.5k	120
<i>Co-amorphous alloy c</i>	6.5	1000	1k-2.5k	120
<i>Nanocrystalline alloys I</i>	4	1230	20k-200k	120/180
<i>Nanocrystalline alloys II</i>	4.5	1350	20k-200k	120/180
<i>Nanocrystalline alloys III</i>	8	1450	100k	120/180

A liga aço de silício possui uma elevada densidade de fluxo de saturação, assim como uma elevada permeabilidade magnética. No entanto, para elevadas frequências de operação este material magnético apresenta grandes perdas. Portanto, não é muito adequado para aplicações de alta frequência. A liga "advanced silicon steel" permite obter menos perdas, assim como uma diminuição na densidade de fluxo de saturação.

A liga "high performance ferrite", possui baixas perdas e um custo reduzido, porém apresenta uma baixa densidade de fluxo, que se traduz no aumento do volume do núcleo, sendo por isso incompatível com a construção compacta do TES.

Comparativamente às ferrites, as ligas "Fe-amorphous alloy", e "Co-amorphous alloy", têm maiores densidades de fluxo de saturação e menores perdas. Estas ligas são opções viáveis para constituírem o núcleo de um transformador de alta frequência, em comparação com as ligas de ferrites.

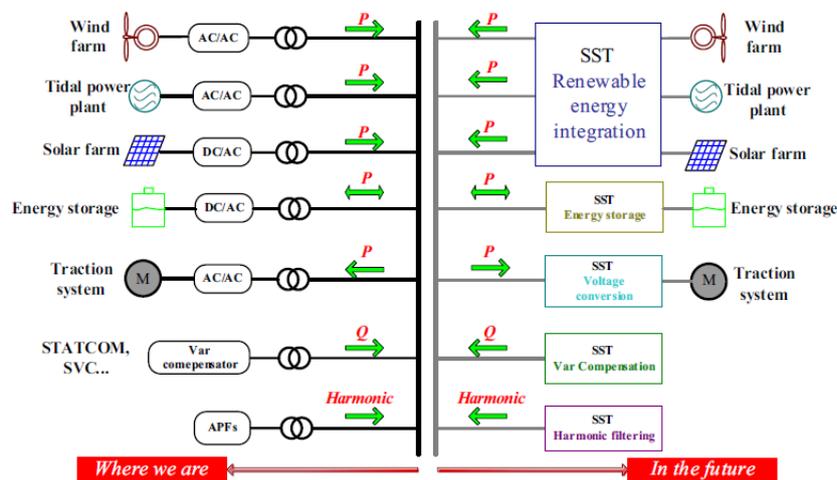
As ligas nanocristalinas são os melhores materiais para usar no TES. A densidade de fluxo de saturação é superior à das ligas "Co-amorphous alloy" e das ferrites, e as perdas são inferiores às do aço de silício e das ferrites. Assim sendo, estes oferecem uma elevada densidade de potência e eficiência. No entanto, estas ligas apresentam um custo elevado, aumentando assim o custo do transformador de alta frequência e, conseqüentemente, o custo

do TES.

O TES deve ser o mais compacto possível, assim sendo, é essencial a existência de sistemas apropriados de dissipação de calor e de isolamento. A refrigeração por convecção, a refrigeração a água ou os dissipadores de calor com sistemas de ventilação forçada, são os mais usuais em termos de dissipação de calor em aplicações de elevada potência [20][21].

### 1.2.7 Aplicações do TES

A Figura 1.8 ilustra o sistema de distribuição tradicional e o futuro sistema de distribuição utilizando os TESs, sendo que este último pode substituir funcionalmente o transformador clássico e alguns conversores de eletrónica de potência, obtendo-se assim um sistema potencialmente mais integrado e compacto [8].



**Figura 1.8:** Sistema de distribuição tradicional e futuro sistema de distribuição utilizando TESs [8].

As aplicações do TESs são apresentadas nos seguintes tópicos:

- **Transformação e Regulação de Tensão:** Os TESs são utilizados em sistemas de tração e sistemas de energia renovável, como a solar, eólica e maremotrizes. Por sua vez, o TES pode ser utilizado para ligá-los diretamente com o sistema de distribuição e, adicionalmente, ser potencialmente integrado em dispositivos de armazenamento de energia quando o barramento DC está disponível [8];
- **Compensação de Potência Reativa e Filtragem Ativa:** O TES permite fornecer compensação de energia reativa dependendo da topologia adotada. Pode, também, efetuar a filtragem de corrente harmónica, enquanto a capacidade do mesmo depende

muito da largura de banda do seu controlador, que por sua vez é controlada pela frequência de comutação do TES [8];

- **Integração em Redes Inteligentes:** Utiliza-se o barramento DC de baixa tensão como um barramento comum para conectar os recursos de energia renovável e os dispositivos de armazenamento de energia distribuída, sendo apenas necessária uma conversão de AC para DC, na qual o inversor DC/DC interliga as fontes e cargas do tipo DC à rede elétrica [8];
- **Isolamento e limitação de falhas:** Os recursos de energia renovável e os dispositivos de armazenamento de energia conectados ao sistema DC do TES podem fornecer energia quando ocorrer uma falha na linha de distribuição e, portanto, garantir o fornecimento de energia de alta qualidade para a carga crítica [8].

### 1.3 Objetivos e estrutura da dissertação

O objetivo desta dissertação é realizar uma implementação prática de um *Modular Multilevel Converter* (MMC) como estágio de retificação do TES, com uma estratégia de controle preditivo. O sistema deve possuir uma baixa distorção harmônica das correntes da rede, estabilidade de tensão no barramento DC, controle do fator de potência e a capacidade de operar em várias condições de potência.

No presente capítulo é apresentado o contexto e a motivação da dissertação, onde são descritas as razões que motivam a utilização dos TES na rede de energia elétrica. De seguida, é feita uma análise do estado de arte do TES, identificando os vários tipos de TES existentes, e efetua-se uma seleção das topologias associadas a cada estágio de conversão. Neste capítulo, também é fornecido um breve enquadramento sobre os transformadores de alta frequência, destacando aspectos contrutivos essenciais para garantir o seu ideal funcionamento. Finalmente, as aplicações do TES são apresentadas.

No segundo capítulo o MMC é explicado em detalhe e é apresentada uma modulação matemática para o conversor.

No terceiro capítulo é discutida a estratégia de controle preditivo utilizada no MMC.

Na quarto capítulo é apresentada a descrição da montagem experimental do sistema, bem como a análise dos resultados obtidos.

Por último, no quinto capítulo retiram-se as conclusões sobre o trabalho desenvolvido e possíveis sugestões de trabalho futuro.

# 2

## Modulação em Tempo Contínuo e Discreto do MMC

### Conteúdos

---

2.1	Introdução . . . . .	16
2.2	Visão geral do MMC . . . . .	16
2.3	Modulação Matemática . . . . .	18

---

## 2.1 Introdução

O MMC foi introduzido pela primeira vez pelo Prof. R. Marquart em 2001 e tornou-se a topologia de conversor multinível mais atraente para aplicações de média/alta potência, nomeadamente para sistemas de transmissão de corrente contínua de alta tensão (HVDC) [22]. Esta topologia é, também, utilizada em aplicações distintas, tais como acionamentos de motores de média tensão, compensador estático de média tensão, sistemas de tração, sistemas de armazenamento de energia e veículos elétricos a bateria [23].

Comparativamente a outras topologias de conversor multinível, as principais características do MMC são [24]:

- a sua modularidade e escalabilidade para níveis de tensão e potência superiores;
- a sua alta eficiência, que é de extrema importância para aplicações de alta potência;
- o seu desempenho harmónico superior, o que permite obter uma redução do tamanho dos filtros passivos caso sejam necessários.

## 2.2 Visão geral do MMC

O MMC utiliza uma conexão em cascata de submódulos (SMs) de forma a alcançar a tensão desejada. A configuração geral do circuito de um MMC trifásico é mostrada na Figura 2.1. O sistema AC trifásico é conectado ao ponto médio de cada perna do conversor ( $a, b, c$ ). Cada perna do MMC é constituída pela junção de dois braços, designados superior ( $s$ ) e inferior ( $i$ ). Cada braço é composto por um grupo de SMs conectados em série com uma bobina ( $L_b$ ). A bobina " $L_b$ ", também conhecida como bobina de braço, apresenta perdas de potência representadas pela resistência " $r_b$ ".

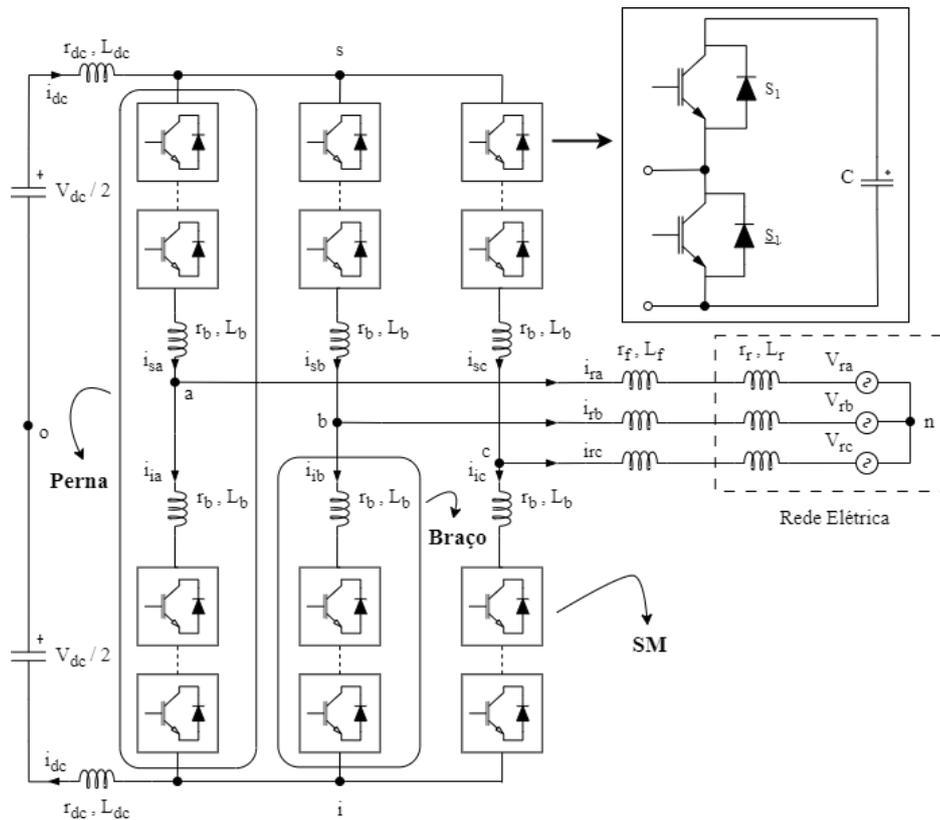
A bobina de braço permite minimizar a amplitude das correntes circulantes (CCs) que percorrem os braços, devido à diferença de tensão instantânea entre eles [22].

As pernas do conversor são conectadas à extremidade positiva e negativa de um barramento DC comum, sendo este barramento representado por um condensador com uma tensão  $\frac{V_{dc}}{2}$ , em série com uma bobina " $L_{dc}$ " e uma resistência equivalente " $r_{dc}$ ".

Para se conectar o MMC à rede elétrica é necessária a utilização de um filtro passivo. Estes filtros desempenham duas funções importantes. A primeira é permitir o controlo do fator potência entre a rede e o MMC. A segunda é reduzir a distorção harmónica [1].

No ponto médio de cada perna do conversor ( $a, b, c$ ) é conectado um filtro, representado por " $L_f$ " e " $r_f$ ". Este filtro é conectado à rede, que é constituída por uma fonte de tensão AC ( $V_r$ ) em cada uma das fases. A fonte da rede é configurada na conexão em estrela e o ponto neutro é referido como "n".

Foi utilizado um simples Filtro L, garantido uma atenuação de -20dB/década em toda a faixa de frequência [25]. A utilização deste filtro foi possível devido à alta frequência de comutação do MMC, o que permite minimizar a distorção harmónica e a redução do tamanho filtro.



**Figura 2.1:** Configuração do MMC trifásico e do SM.

O número de SMs utilizados no MMC é determinado pela tensão máxima que cada IGBT pode suportar, bem como pela tensão do barramento DC utilizada.

O MMC pode ser implementado utilizando diferentes configurações de SMs para atender aos requisitos da aplicação, como o controlo simples, alta eficiência e menor ondulação da tensão do condensador e CCs [26].

Dentre todas as configurações de SMs, o HB-SM tornou-se bastante popular para ser utilizado no MMC. Tal se deve ao facto de que esta configuração apenas possui dois dispositivos de comutação, o que resulta num menor número de componentes e maior eficiência para o MMC [24].

A configuração deste circuito é apresentada na Figura 2.1. O mesmo é constituído por dois dispositivos IGBTs ( $S_1$  e  $\bar{S}_1$ ) com díodos antiparalelos e um condensador ( $C$ ).

## 2.3 Modulação Matemática

Os modelos em tempo contínuo e discreto do MMC são necessários para projetar e implementar a estratégia de controlo apresentada no capítulo 3. Dependendo da aplicação, existem duas estratégias distintas para modelar o conversor MMC: a estratégia monofásica e a estratégia trifásica. A primeira estratégia é usada em aplicações HVDC baseadas em MMC, enquanto que a segunda estratégia é usada em acionamentos de motores baseados em MMC e sistemas conectados à rede [26]. Assim sendo, como o conversor está conectado à rede elétrica é necessária uma estratégia trifásica.

O modelo de tempo discreto do MMC resulta do circuito equivalente mostrado na Figura 2.2. Neste modelo, os SMs em cada braço são modelados como uma única fonte de tensão de valor igual à soma das tensões dos  $N$ -SMs, onde  $N$  representa o número de SMs por braço.

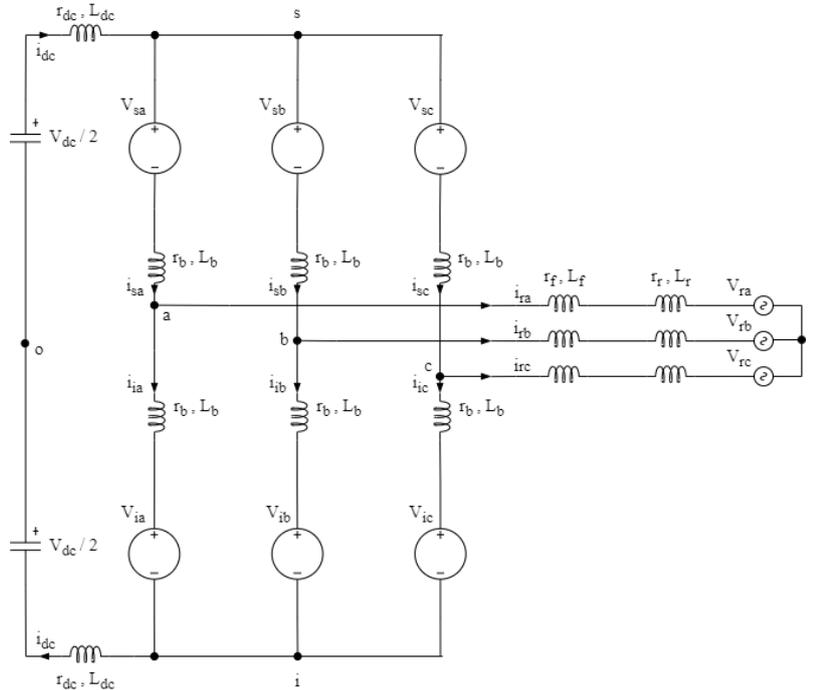


Figura 2.2: Modelo equivalente do MMC.

Nesta secção, é apresentado em detalhe um modelo matemático das correntes de braço presentes no MMC. Esta abordagem expressa a dependência de cada componente de corrente nas seis tensões ( $V_{xy}$ ) e correntes ( $i_{xy}$ ) de braço existentes. Dessa forma, cada corrente de braço no conversor MMC é dividida em várias componentes de corrente para permitir uma

análise mais detalhada da dinâmica do sistema. Essas componentes incluem a corrente do barramento DC ( $i_{dc}$ ), correntes da rede ( $i_{ry}$ ) e CCs ( $i_{zy}$ ), onde  $x \in \{s, i\}$  caracteriza o braço superior e inferior respectivamente, e  $y \in \{a, b, c\}$  caracteriza a fase.

Na modulação matemática trifásica, considera-se o potencial de tensão entre o ponto neutro da carga ("n") e o ponto médio do barramento DC ("o"), que é conhecido como *Common-Mode Voltage* (CMV) ( $V_{no}$ ). O controlo CMV é utilizado para equilibrar as tensões nos braços do conversor e reduzir a ondulação de tensão no condensador [27].

Analisando a Figura 2.2, as correntes do braço superior e inferior da fase  $a$  são deduzidas na Eq.2.1.

$$\begin{aligned} i_{sa} &= \frac{1}{3}i_{dc} + i_{za} + \frac{1}{2}i_{ra} \\ i_{ia} &= \frac{1}{3}i_{dc} + i_{za} - \frac{1}{2}i_{ra} \end{aligned} \quad (2.1)$$

As tensões dos braços superiores e inferiores da fase  $a$  em relação ao ponto médio do barramento DC são dadas pela Eq.2.2.

$$\begin{aligned} \frac{V_{dc}}{2} &= L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + r_{dc}i_{dc} + V_{sa} + L_b \frac{di_{sa}}{dt} + r_b i_{sa} + L_{eq} \frac{di_{ra}}{dt} + r_{eq}i_{ra} + V_{ra} + V_{no} \\ \frac{V_{dc}}{2} &= L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + r_{dc}i_{dc} + V_{ia} + L_b \frac{di_{ia}}{dt} + r_b i_{ia} - L_{eq} \frac{di_{ia}}{dt} - r_{eq}i_{ia} - V_{ra} - V_{no} \\ L_{eq} &= L_f + L_r \\ r_{eq} &= r_f + r_r \end{aligned} \quad (2.2)$$

### 2.3.1 Modulação da Corrente do Barramento DC do MMC

A corrente do barramento DC é expressa em termos de correntes de braço trifásicas através da Eq.2.3.

$$i_{dc} = \sum_{y=a,b,c} i_{sy} = \sum_{y=a,b,c} i_{iy} = \frac{1}{2} \sum_{y=a,b,c} (i_{sy} + i_{iy}) \quad (2.3)$$

As tensões positivas e negativas dos braços da fase  $a$ , expressas na Eq.2.2, são somadas, o mesmo acontece com as fases  $b$  e  $c$ , resultando na Eq.2.4.

$$\begin{aligned}
 V_{dc} &= 2L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + 2r_{dc}i_{dc} + V_{sa} + L_b \frac{d(i_{sa} + i_{ia})}{dt} + r_b(i_{sa} + i_{ia}) + V_{ia} \\
 V_{dc} &= 2L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + 2r_{dc}i_{dc} + V_{sb} + L_b \frac{d(i_{sb} + i_{ib})}{dt} + r_b(i_{sb} + i_{ib}) + V_{ib} \\
 V_{dc} &= 2L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} + 2r_{dc}i_{dc} + V_{sc} + L_b \frac{d(i_{sc} + i_{ic})}{dt} + r_b(i_{sc} + i_{ic}) + V_{ic}
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

A corrente do barramento DC representada na Eq.2.5 é calculada utilizando as Eq.2.3 e Eq.2.4.

$$\frac{di_{dc}}{dt} = \frac{1}{6L_{dc} + 2L_b} \left[ 3V_{dc} - \sum_{y=a,b,c} (V_{sy} + V_{iy}) - (6r_{dc} + 2r_b)i_{dc} \right] \tag{2.5}$$

A conversão de um modelo de tempo contínuo num modelo de tempo discreto é frequentemente realizada por meio da aproximação de Euler. O modelo de tempo discreto para a corrente do barramento DC pode ser obtido a partir da Eq.2.5 para a predição de uma etapa, seguindo o procedimento da Eq.2.6. Os símbolos "m" e "p" são utilizados para representar as quantidades medidas e previstas, respetivamente, enquanto que o símbolo "T<sub>sc</sub>" é utilizado para representar o tempo de amostragem do controlador do conversor.

$$i_{dc}^p(k+1) = \Gamma_{dt} \left[ 3V_{dc}^m(k) - \sum_{y=a,b,c} (V_{sy}^p(k) + V_{iy}^p(k)) \right] + \Phi_{dt} i_{dc}^m(k) \tag{2.6}$$

onde

$$\Gamma_{dt} = \frac{T_{sc}}{6L_{dc} + 2L_b}; \quad \Phi_{dt} = 1 - \frac{(6r_{dc} + 2r_b)T_{sc}}{6L_{dc} + 2L_b} \tag{2.7}$$

### 2.3.2 Modulação das Correntes da Rede do MMC

As correntes da rede são obtidas pela diferença entre as correntes dos braços positivos e negativos. A corrente da rede da fase *a*, representada pela Eq.2.8, é calculada utilizando a Eq.2.1.

$$i_{ra} = i_{sa} - i_{ia} \tag{2.8}$$

Através da Eq.2.2 e da Eq.2.8, é possível obter a derivada da corrente da rede da fase *a* expressa na Eq.2.9.

$$\frac{di_{ra}}{dt} = \frac{1}{L_b + 2L_{eq}} [V_{ia} - V_{sa} - 2V_{no}U - 2V_{ra} - (r_b + 2r_{eq})i_{ra}] \quad (2.9)$$

A Eq.2.10 fornece a representação generalizada das derivadas da corrente da rede trifásica, a qual é obtida a partir da Eq.2.9.

$$\frac{di_{ry}}{dt} = \frac{1}{L_b + 2L_{eq}} [V_{iy} - V_{sy} - 2V_{no}U - 2V_{ry} - (r_b + 2r_{eq})i_{ry}] \quad (2.10)$$

onde

$$U = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}; i_{ry} = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; V_{iy} = \begin{bmatrix} V_{ia} \\ V_{ib} \\ V_{ic} \end{bmatrix}; V_{sy} = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix}; V_{ry} = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

Num sistema trifásico equilibrado, a soma das correntes das três fases é igual a zero ( $i_{ra} + i_{rb} + i_{rc} = 0$ ). O CMV é expresso através da Eq.2.12.

$$V_{no} = \frac{1}{6} \sum_{y=a,b,c} (V_{iy} - V_{sy}) \quad (2.12)$$

O modelo de tempo discreto das correntes da rede e do CMV é obtido através da Eq.2.10 e da Eq.2.12 para a predição de uma etapa, que é retratado na Eq.2.13.

$$\begin{aligned} i_{ry}^p(k+1) &= \Gamma_{ot} [V_{iy}^p(k) - V_{sy}^p(k) - 2V_{no}^p(k)U - 2V_{ry}^m(k)] + \Phi_{ot} i_{ry}^m(k) \\ V_{no}^p(k) &= \frac{1}{6} \sum_{y=a,b,c} (V_{iy}^p(k) - V_{sy}^p(k)) \end{aligned} \quad (2.13)$$

onde

$$\Gamma_{ot} = \frac{T_{sc}}{L_b + 2L_{eq}}; \Phi_{ot} = 1 - \frac{(r_b + 2r_{eq})T_{sc}}{L_b + 2L_{eq}} \quad (2.14)$$

### 2.3.3 Modulação das CCs no MMC

A CC é composta principalmente por componentes harmónicas que correspondem a múltiplos da frequência fundamental. Na Eq.2.15 está representada a soma das correntes positivas e negativas dos braços, obtidas através da Eq.2.1.

$$i_{sa} + i_{ia} = \frac{2}{3}i_{dc} + 2i_{za} \Leftrightarrow i_{za} = \frac{1}{2}(i_{sa} + i_{ia}) - \frac{1}{6} \sum_{y=a,b,c} (i_{sy} + i_{iy}) \quad (2.15)$$

A Eq.2.15 é substituída na Eq.2.4 referente à fase  $a$ , resultando na Eq.2.16.

$$V_{dc} = \left(2L_{dc} + \frac{2}{3}L_b\right) \frac{di_{dc}}{dt} + \left(2r_{dc} + \frac{2}{3}r_b\right) i_{dc} + V_{sa} + 2L_b \frac{di_{za}}{dt} + 2r_b i_{za} + V_{ia} \quad (2.16)$$

Através da Eq.2.5 e da Eq.2.16, a derivada da CC da fase  $a$  é dada pela Eq.2.17.

$$\frac{di_{za}}{dt} = \frac{1}{6L_b} \left[ \sum_{y=a,b,c} (V_{sy} + V_{iy}) - 3(V_{sa} + V_{ia}) - 6r_b i_{za} \right] \quad (2.17)$$

A Eq.2.18 apresenta a representação generalizada das derivadas das CCs trifásicas, as quais foram obtidas a partir da Eq.2.17.

$$\frac{di_{zy}}{dt} = \frac{1}{6L_b} \left[ \sum_{y=a,b,c} (V_{sy} + V_{iy}) - 3(V_{sy} + V_{iy}) - 6r_b i_{zy} \right] \quad (2.18)$$

onde

$$i_{zy} = \begin{bmatrix} i_{za} \\ i_{zb} \\ i_{zc} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Na Eq.2.20 está representado o modelo de tempo discreto das CCs, o qual é obtido através da Eq.2.18 para a predição de uma etapa.

$$i_{zy}^p(k+1) = \Gamma_{zt} \left[ \sum_{y=a,b,c} (V_{sy}^p(k) + V_{iy}^p(k)) - 3(V_{sy}^p(k) + V_{iy}^p(k)) \right] + \Phi_{zt} i_{zy}^m(k) \quad (2.20)$$

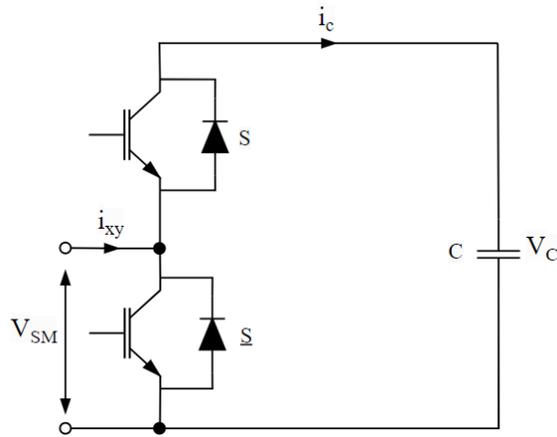
onde

$$\Gamma_{zt} = \frac{T_{sc}}{6L_b}; \quad \Phi_{ot} = 1 - \frac{6r_b T_{sc}}{6L_b} \quad (2.21)$$

### 2.3.4 Modulação do HB-SM e da Tensão de Braço

O modelo equivalente do HB-SM representado na Figura 2.3, é constituído por um único condensador e por dois dispositivos IGBTs que funcionam de forma complementar. O processo de carga e descarga do condensador depende da direção da corrente e do estado de comutação

dos IGBTs.



**Figura 2.3:** Modelo equivalente do HB-SM.

O modelo de tempo contínuo da tensão do condensador HB-SM é descrito pela Eq.2.22. Onde  $V_c(0)$  é o valor inicial da tensão do condensador e  $i_c$  representa a corrente que percorre o condensador.

$$V_c(t) = V_c(0) + \frac{1}{C} \int_{0+}^t i_c(\tau) d\tau \quad (2.22)$$

O modelo discreto da tensão do condensador HB-SM pode ser obtido a partir da Eq.2.22 para a predição de uma etapa, seguindo o procedimento da Eq.2.23

$$V_c^p(k) = V_c^m(k) + \frac{T_{sc}}{C} i_c^p(k) \quad (2.23)$$

A corrente prevista do condensador SM é dada em termos da corrente medida no braço e do respectivo estado de comutação através da Eq.2.24.

$$i_c^p(k) = S_1 i_{xy}^m(k) \quad (2.24)$$

A tensão de saída do SM prevista é dada pela Eq.2.25, onde  $V_{SM}^p(k)$  representa a tensão de saída do SM prevista e  $V_C^m(k)$  representa a tensão medida do condensador SM. Como cada braço possui N-SMs, a tensão de saída equivalente é retratada pela Eq.2.26, onde  $G_{xy}(k)$  representa o nível de tensão no braço, que é equivalente ao número de SMs a serem inseridos num braço.

$$V_{SM}^p(k) = S_1 V_C^m(k) \quad (2.25)$$

$$V_{xy}^p(k) = \frac{G_{xy}(k)}{N} \sum_{h=1}^N V_{cxyh}^m(k) \quad (2.26)$$

# 3

## Controlo do MMC

### Conteúdos

---

3.1	Modelo de Controlo Preditivo do MMC . . . . .	26
3.2	<i>Dual-Stage</i> MPC . . . . .	31
3.3	Cálculo das correntes de referência da rede . . . . .	34

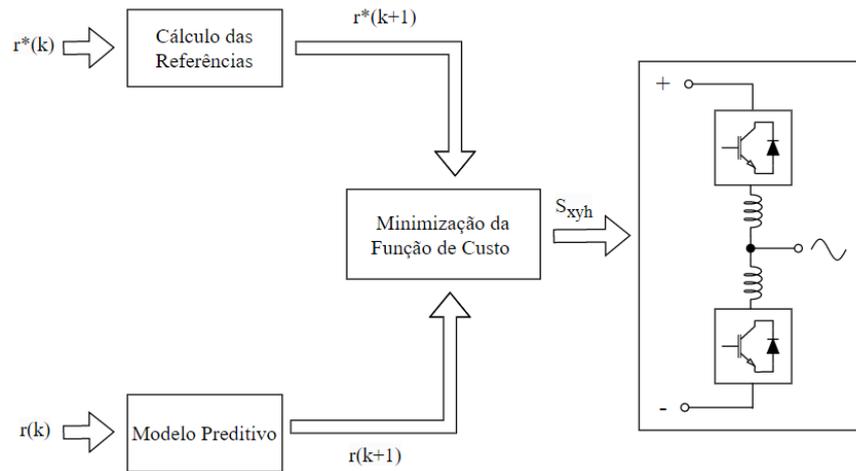
---

O MMC é considerado uma das topologias mais promissoras para aplicações de média a alta tensão e alta potência. Para garantir uma operação segura e estável do MMC é necessário controlar as correntes trifásicas, as CCs e as tensões dos condensadores dos SMs. Os objetivos de controle mencionados são alcançados utilizando métodos de controle clássicos, que se baseiam em controladores de ação Proporcional-Integral (PI), esquemas de modulação por largura de pulso (PWM) e métodos de equilíbrio de tensão [28]. A implementação dos métodos de controle clássicos num MMC é um processo complexo, pois o seu desempenho é muito dependente dos ganhos e largura de banda do controlador, frequência de comutação, atraso do controlador, distorção nas formas de onda de tensão e corrente e do tipo de esquema PWM [29].

Recentemente, o *Model Predictive Control* (MPC) surgiu como uma nova estratégia de controle no campo da eletrônica de potência e acionamentos. Esta abordagem evita o uso de controladores PI e do estágio de modulação, o que melhora significativamente a resposta dinâmica e a controlabilidade em comparação com os métodos de controle clássicos. Outras características provenientes do MPC são a simplicidade do projeto e a robustez à variação de parâmetros do sistema, a flexibilidade para incluir restrições e não linearidades do sistema e permitir compensar o atraso do controle. [28]

### 3.1 Modelo de Controle Preditivo do MMC

O diagrama de blocos do MPC é ilustrado na Figura 3.1. Para ser implementado em plataformas de controle digital o MPC requer um modelo matemático do MMC no domínio discreto, que é apresentado no capítulo 2. Este modelo é necessário para prever o comportamento futuro das variáveis de controle na amostra  $(k + 1)$  para os diversos estados de comutação do MMC existentes. Através das técnicas de extrapolação de Lagrange ou do Ângulo Vetorial, as variáveis de referência para a amostra  $k$  são extrapoladas para a amostra  $(k + 1)$ . A função custo compara os valores de referência ( $r^*(k + 1)$ ) com as variáveis de controle previstas ( $r(k + 1)$ ). A variável  $r$  representa os vários objetivos de controle de um MMC, pelo que cada objetivo é otimizado para atingir o comportamento necessário utilizando um fator de ponderação que se aplica a todos os estados de comutação possíveis. Finalmente, o melhor estado de comutação ( $S_{xyh}$ ) é selecionado e aplicado ao MMC. [26]



**Figura 3.1:** Diagrama de blocos do MPC.

### 3.1.1 Métodos de MPC utilizados no MMC

Os métodos de MPC podem ser classificados através de dois critérios, conforme mostrado na Tabela 3.1. O primeiro critério visa distinguir se o MPC é baseado num modelo matemático por fase ou trifásico. O segundo critério diz respeito à estrutura da função custo. Se existir uma única função custo que abrange todos os objetivos de controlo, então o MPC é direto. No entanto, se o equilíbrio de tensão dos condensadores dos SMs for excluído da função de custo principal, então o MPC é indireto. O MPC trifásico é mais complexo, mas mais preciso, em comparação com o MPC por fase. O motivo de se excluir o equilíbrio da tensão dos condensadores da função de custo principal, é o de reduzir a complexidade computacional. Portanto, ao escolher o método de MPC, é necessário encontrar um equilíbrio entre a complexidade e a precisão. [30]

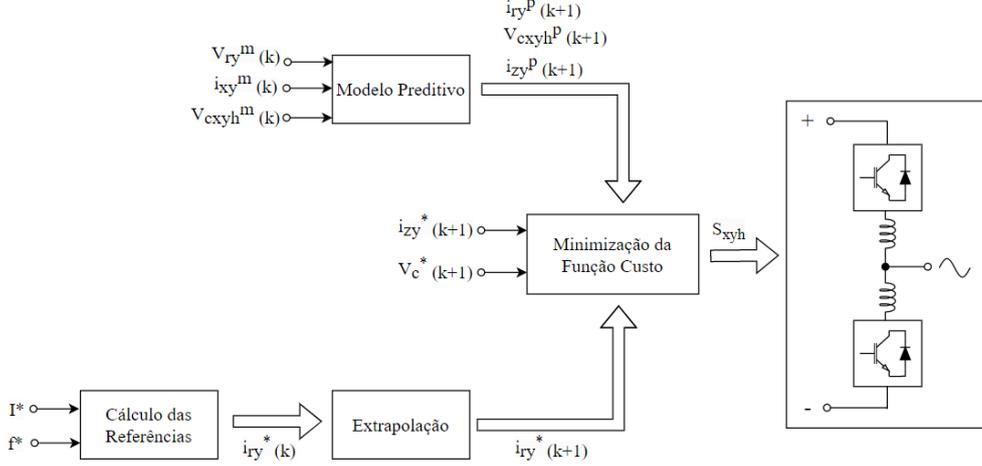
**Tabela 3.1:** Classificação dos métodos MPC para um MMC.

	<b>MPC por fase</b>	<b>MPC trifásico</b>
<b>MPC direto</b>	<i>Optimal Switching State based MPC</i>	<i>Optimal Switching State based MPC</i>
<b>MPC indireto</b>	<i>Optimal Voltage Level based MPC</i>	<i>Optimal Switching Vector based MPC  Dual-Stage MPC</i>

Os algoritmos preditivos por fase e trifásicos utilizam diferentes princípios de otimização para avaliar a função custo. De seguida, são apresentados resumidamente esses princípios:

- **Optimal Switching State (OSS) MPC (OSS-MPC):** O OSS-MPC é o método mais complexo, mas também o mais preciso, para controlar o MMC. Este método é

classificado como MPC direto, onde o equilíbrio de tensão dos condensadores dos SMs é incluído numa função de custo única. O OSS-MPC pode ser implementado tanto com um modelo matemático por fase tal como com um modelo trifásico. O diagrama de blocos deste método é representado na Figura 3.2.

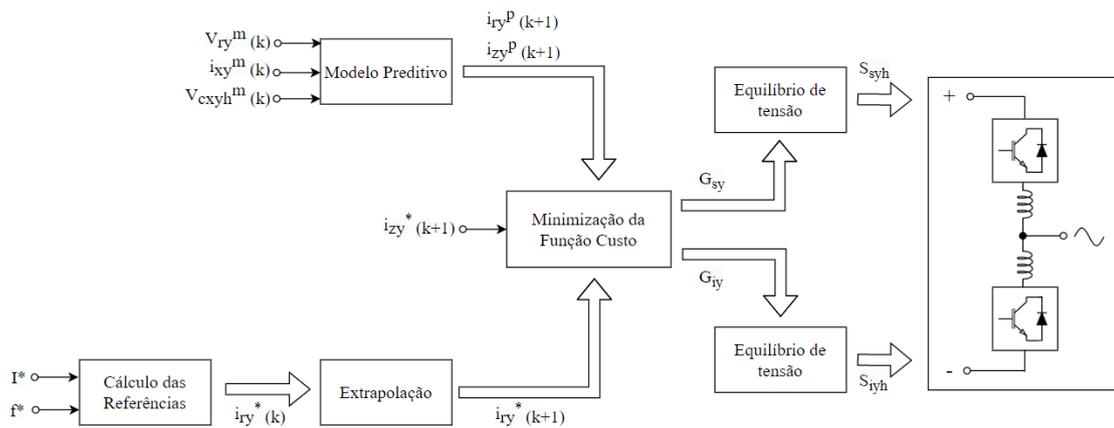


**Figura 3.2:** Diagrama de blocos do OSS-MPC.

As correntes de referência para a amostra  $k$  são geradas com a posição angular requerida. As correntes trifásicas de referência para a amostra  $k$  ( $i_{ry}^*(k)$ ) são extrapoladas para a amostra  $(k+1)$  ( $i_{ry}^*(k+1)$ ). De seguida, é necessário prever o comportamento futuro das variáveis de controlo para a amostra  $(k+1)$ , através do modelo de tempo discreto do MMC, juntamente com as tensões da rede ( $V_{ry}^m(k)$ ), correntes dos braços ( $i_{xy}^m(k)$ ) e tensões dos condensadores dos SMs ( $V_{cxyh}^m(k)$ ) medidas para a amostra  $k$ . As referências para as tensões dos condensadores dos SMs e CCs são constantes e definidas como  $V_c^* = \frac{V_{dc}}{N}$  e  $i_{zy}^* = 0$ . As variáveis de controlo  $i_{ry}^p(k+1)$ ,  $V_{cxyh}^p(k+1)$  e  $i_{zy}^p(k+1)$  são obtidas e encaminhadas para o bloco de minimização da função custo. O papel deste bloco é o de avaliar todos os possíveis estados de comutação, com o objetivo de encontrar o melhor estado de comutação ( $S_{xyh}$ ), ou seja, que minimize a função custo. No caso do OSS-MPC por fase, o controlo das CCs é obrigatório, juntamente com as correntes trifásicas e as tensões dos condensadores dos SMs. Os três objetivos de controlo fazem parte da função de custo e são avaliados para um total de  $C_N^{2N}$  estados de comutação por fase, levando a um total de  $3C_N^{2N}$  na totalidade do conversor [31]. Porém, no OSS-MPC trifásico o controlo das CCs não é obrigatório, e todos os objetivos de controlo são incluídos numa única função de custo que é avaliada para  $2^{3 \times 2N}$  estados de comutação [32]. Geralmente, o OSS-MPC por fase apresenta menor

carga computacional do que o OSS-MPC trifásico, enquanto que o OSS-MPC trifásico possui melhor desempenho dinâmico e de estado estacionário [26].

- **Optimal Voltage Level (OVL) MPC (OVL-MPC) & Optimal Switching Vector (OSV) MPC (OSV-MPC):** A complexidade dos métodos OSS-MPC por fase e trifásicos foi a principal razão para excluir o equilíbrio de tensão da função custo. O OVL-MPC e o OSV-MPC utilizam um primeiro estágio preditivo e um algoritmo clássico de equilíbrio de tensão posteriormente. O diagrama de blocos do OVL-MPC e OSV-MPC está representado na Figura 3.3.

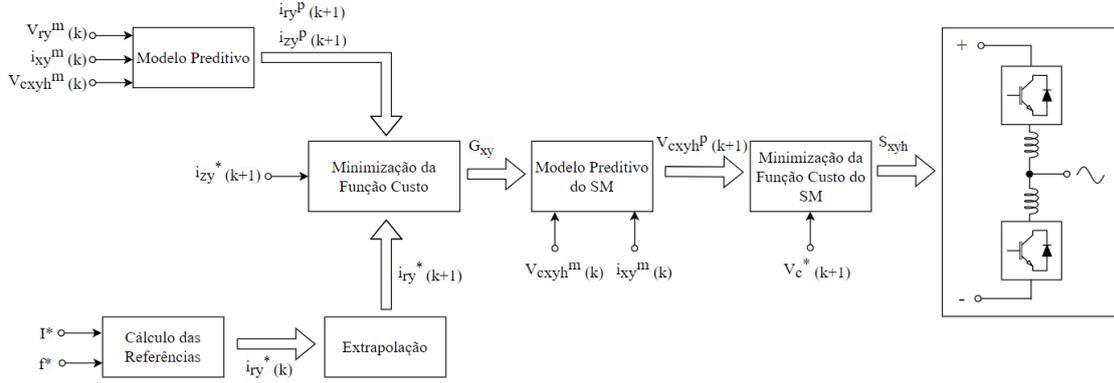


**Figura 3.3:** Diagrama de blocos do OVL-MPC e OSV-MPC.

A função custo é otimizada para identificar o OVL ou OSV, dependendo do modelo matemático utilizado no processo de predição, por fase ou trifásico, respetivamente. O OVL, ou o OSV, representa o número de SMs no estado "ON" em cada braço, sendo que essa informação será utilizada no algoritmo de equilíbrio de tensão, que insere SMs seletivos de N-SMs em cada braço com base no OVL, ou no OSV, tensão dos condensadores dos SMs e direção da corrente no braço [26]. Em comparação com o OSS-MPC, os métodos OVL-MPC e OSV-MPC possuem menor carga computacional. O OVL-MPC requer a avaliação de  $(N + 1)$  níveis de tensão por fase e um total de  $3(N + 1)$  níveis para um sistema trifásico [33]. Por outro lado, o OSV-MPC requer a avaliação de  $(N + 1)^3$  [34]. No geral, o OSV-MPC apresenta uma carga computacional maior em comparação com o OVL-MPC. No entanto, o OSV-MPC assume um melhor desempenho em estado estacionário, mas possui uma resposta transitória inferior quando comparado ao OVL-MPC [26].

- **Dual-Stage MPC:** A Figura 3.4 mostra o diagrama de blocos do *Dual-Stage* MPC, que resulta da combinação dos métodos OSV-MPC e OSS-MPC. No *Dual-Stage* MPC

os objetivos de controlo são alcançados através de um algoritmo preditivo de dois estágios.



**Figura 3.4:** Diagrama de blocos do *Dual-Stage* MPC.

No estágio-I, as variáveis de controlo previstas e de referência são incluídas numa única função custo, que é avaliada para identificar o OSV entre todos os  $(N + 1)^3$  vetores de comutação. Cada vetor de comutação é fornecido ao estágio-II preditivo e representa o número de SMs a serem inseridos em cada braço [28]. O estágio-II destina-se a manter a tensão dos condensadores dos SMs no seu valor de referência. O mesmo prevê a tensão dos condensadores dos SMs utilizando o modelo de tempo discreto do SM. A função de custo é avaliada para todos os possíveis estados de comutação correspondentes ao OSV. Finalmete, um OSS é selecionado e aplicado ao MMC [28]. O *Dual-Stage* MPC é simples de aplicar e apresenta um desempenho dinâmico superior em comparação com os métodos OVL-MPC e OSV-MPC, uma vez que não utiliza um método tradicional de equilíbrio de tensão. O estágio-I é avaliado para um total de  $(N + 1)^3$  vetores de comutação, enquanto que o estágio-II é avaliado para um máximo de  $C_{N/2}^N$  vetores, se N for par, e  $C_{(N+1)/2}^N$  vetores, se N for ímpar [28].

### 3.1.2 Comparação dos métodos de MPC

Na Tabela 3.2 é apresentada a comparação dos diferentes métodos de MPC. Os métodos trifásicos OSS-MPC, OSV-MPC e *Dual-Stage* MPC possuem um excelente desempenho em estado estacionário em comparação com as abordagens por fase OSS-MPC e OVL-MPC, o que se deve à utilização da modulação matemática trifásica. No entanto, o OSS-MPC (por fase e trifásico) possui uma resposta dinâmica mais rápida em comparação com as abordagens OVL-MPC, OSV-MPC e *Dual-Stage* MPC. Isto acontece porque o OSS-MPC utiliza um algoritmo preditivo de estágio único, onde todos os objetivos de controlo fazem parte de

**Tabela 3.2:** Comparação dos métodos de MPC.

Índices de desempenho	OSS-MPC (por fase)	OSS-MPC (trifásico)	OVL-MPC	OSV-MPC	Dual-Stage MPC
Desempenho em estado estacionário	Médio	Excelente	Médio	Excelente	Excelente
Desempenho dinâmico	Rápido	Rápido	Médio	Fraco	Bom
Carga computacional	$3C_N^{2N}$	$2^{3 \times 2N}$	$3(N + 1)$	$(N + 1)^3$	$(N + 1)^3 + C_{N/2}^N$ $(N + 1)^3 + C_{(N+1)/2}^N$

uma função de custo única. No caso do OVL-MPC e OSV-MPC, é utilizado um algoritmo preditivo juntamente com um algoritmo clássico de equilíbrio de tensão. Devido à utilização do algoritmo clássico de equilíbrio de tensão, os métodos OVL-MPC e OSV-MPC apresentam uma resposta dinâmica lenta em comparação com o OSS-MPC. No *Dual-Stage* MPC os objetivos de controlo são alcançados através da utilização de duas funções custo, as quais são avaliadas através de um algoritmo preditivo. Por conseguinte, o *Dual-Stage* MPC possui uma boa resposta dinâmica em comparação com os métodos OVL-MPC e OSV-MPC, mas apresenta uma resposta mais lenta quando comparado com o OSS-MPC. Os métodos de MPC também devem ser comparados em termos de estados de comutação avaliados na função custo (carga computacional). Verifica-se que a carga computacional do OSS-MPC trifásico é a mais elevada e que a do OVL-MPC é a menor.

Dentre os métodos analisados, o escolhido para controlar o MMC foi o *Dual-Stage* MPC. Uma vez que o MMC está conectado à rede elétrica, é obrigatória uma modulação matemática trifásica. Portanto, as abordagens OSS-MPC (por fase) e OVL-MPC não podem ser utilizadas. Além disso, é necessária uma resposta dinâmica rápida, o que descarta o OSV-MPC. Ao comparar a carga computacional, o *Dual-Stage* MPC é mais vantajoso em relação ao OSS-MPC (trifásico) devido à drástica redução do número de estados de comutação.

## 3.2 *Dual-Stage* MPC

No *Dual-Stage* MPC os objetivos de controlo são agrupados em dois grupos, primários e secundários. O grupo primário consiste nas correntes trifásicas da rede e CCs, e o grupo secundário consiste na tensão dos condensadores dos SMs. Os objetivos de controlo primários são avaliados para identificar o OSV entre todos os  $(N + 1)^3$  vetores de comutação. Cada vetor de comutação representa o número de SMs a serem inseridos em cada braço. O OSV é calculado por meio de uma função custo e é fornecido ao estágio-II preditivo. As tensões

dos condensadores dos SMs são previstas e incluídas na função custo, que é avaliada para todos os possíveis estados de comutação correspondentes ao OSV. O estado de comutação que minimiza a função custo é aplicado ao MMC.

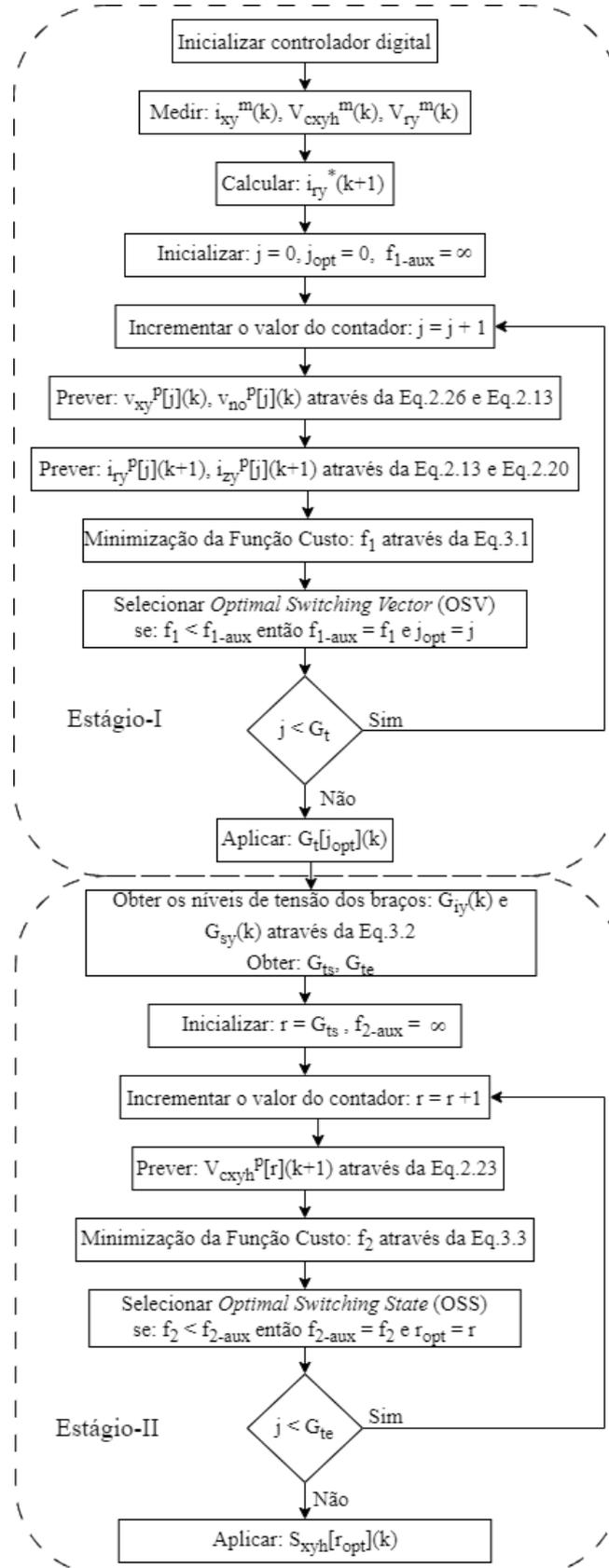


Figura 3.5: Fluxograma do *Dual-Stage* MPC.

O fluxograma do *Dual-Stage* MPC é mostrado na Figura 3.5 e envolve seis etapas principais, conforme explicado abaixo [29]:

1. Medição das correntes dos braços ( $i_{xy}^m$ ), tensões dos condensadores dos SMs ( $V_{cxyh}^m$ ) e tensões trifásicas da rede ( $V_{ry}^m$ ) para a amostra  $k$ . As correntes trifásicas da rede ( $i_{ry}$ ), CCs ( $i_{zy}$ ) e corrente do barramento DC ( $i_{dc}$ ) são obtidas através da Eq.2.8, Eq.2.15 e Eq.2.3, respetivamente.
2. As correntes de referência da rede para a amostra  $(k + 1)$  são geradas com a posição angular requerida. Na prática, estas correntes são geradas utilizando um esquema de controlo em malha fechada, que depende do tipo de aplicação. No caso de sistemas conectados à rede, as potências ativas e reativas são a base para a geração das correntes de referência. O esquema de controlo em malha fechada e o procedimento utilizado são explicados na secção 3.3.
3. É necessário prever as tensões dos braços ( $V_{xy}^p(k)$ ), CMV ( $V_{no}^p(k)$ ), correntes da rede ( $i_{ry}^p(k + 1)$ ) e as CCs ( $i_{zy}^p(k + 1)$ ) através da Eq.2.13, Eq.2.20 e Eq.2.26.
4. As correntes de referência da rede ( $i_{ry}^*(k + 1)$ ) e as correntes da rede previstas ( $i_{ry}^p(k + 1)$ ), bem como a referência ( $i_{zy}^*(k + 1) = 0$ ) e CCs previstas ( $i_{zy}^p(k + 1)$ ), são incluídas numa função de custo dada por:

$$f_1(k) = \lambda_0 |i_{ry}^*(k + 1) - i_{ry}^p(k + 1)| + \lambda_1 |i_{zy}^*(k + 1) - i_{zy}^p(k + 1)| \quad (3.1)$$

onde  $\lambda_0$  e  $\lambda_1$  são os fatores de ponderação das correntes da rede e das CCs, respetivamente. Esses fatores de ponderação determinam a importância relativa de um objetivo de controlo em relação ao outro. Para cada vetor de tensão as correntes da rede previstas e as CCs previstas são comparadas com as correntes de referência. O vetor de tensão que minimiza a função custo ( $f_1$ ) é selecionado e aplicado ao estágio-II do MMC. A função ( $f_1$ ) é avaliada para um total de  $(N + 1)^3$  vetores de tensão.

5. Obter os níveis de tensão dos braços ( $G_{iy}$  e  $G_{sy}$ ) através do OSV ( $G_t$ ). Cada vetor de tensão é composto por três elementos, que representam os níveis de tensão dos braços inferiores das três fases. Os níveis de tensão dos braços superiores são obtidos subtraindo-se os níveis de tensão dos braços inferiores pelo número total de SMs por braço ( $N$ ).

$$\begin{aligned} G_{iy}(k) &= G_t(k) \\ G_{sy}(k) &= N - G_t(k) \end{aligned} \quad (3.2)$$

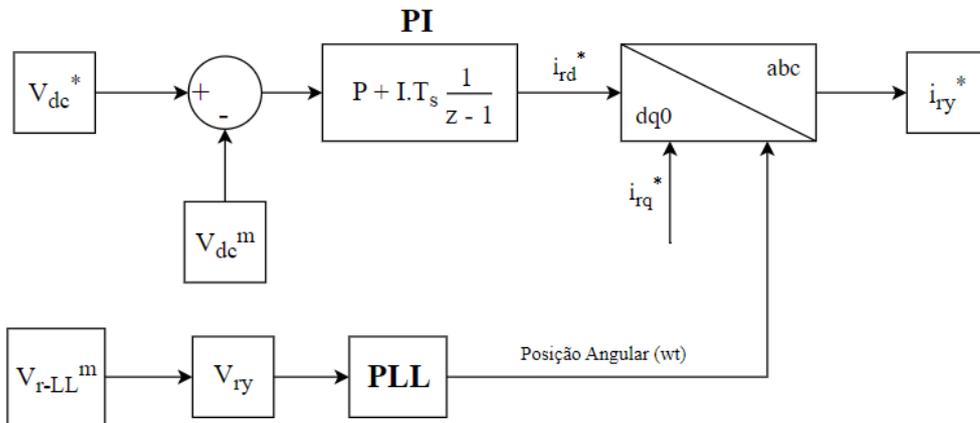
6. As tensões dos condensadores dos SMs são previstas através da Eq.2.23. As tensões previstas ( $V_{cxyh}^p(k+1)$ ) e de referência ( $V_c^*(k+1) = \frac{V_{dc}}{N}$ ) dos condensadores dos SMs de cada fase são incluídas numa função custo, que é dada por:

$$f_2(k) = \lambda_v |V_c^*(k+1) - V_{cxyh}^p(k+1)| \quad (3.3)$$

onde  $\lambda_v$  é o fator de ponderação para o controlo da tensão dos condensadores dos SMs, tendo em conta que o objetivo de controlo é único, definido como 1. A função custo ( $f_2$ ) é avaliada para todos os estados de comutação correspondentes ao OSV ( $G_t$ ) fornecido pelo estágio-I. O estado de comutação ( $S_{xyh}$ ) que minimiza a função custo é selecionado e aplicado ao conversor.

### 3.3 Cálculo das correntes de referência da rede

O cálculo das correntes de referência da rede desempenha um papel crucial para atender aos requisitos da rede, uma vez que essas referências são responsáveis por definir o fluxo de potência ativa e reativa da rede. O diagrama de blocos do controlador está retratado na Figura 3.6.



**Figura 3.6:** Diagrama de blocos do cálculo das correntes de referência da rede.

No esquema de controlo em malha fechada, o objetivo é manter a tensão do barramento DC medida ( $V_{dc}^m$ ) próxima ao seu valor de referência ( $V_{dc}^*$ ). Para isso, utiliza-se um controlador

PI, cuja entrada é o erro de tensão, calculado como a diferença entre  $V_{dc}^m$  e  $V_{dc}^*$ . A saída do controlador PI é a componente direta da corrente de referência da rede ( $i_{rd}^*$ ), responsável pelo controlo do fluxo de potência ativa. No caso de se pretender obter um fator de potência unitário, a componente quadratura da corrente de referência da rede ( $i_{rq}^*$ ) será zero, sendo que esta componente controla o fluxo de potência reativa. No entanto, se houver necessidade de fornecer ou consumir energia reativa, é necessário calcular essa componente de forma a atingir um determinado fator de potência desejado, como será explicado na subsecção 3.3.1. Posteriormente, a corrente de referência expressa em coordenadas dq, é convertida para um sistema de coordenadas abc, onde o bloco *Phase Locked Loop* (PLL) é utilizado para calcular e rastrear a posição angular da rede.

### 3.3.1 Controlo do fluxo de potências

No âmbito deste projeto, são disponibilizadas três opções para o controlo do fator de potência. A primeira opção é estabelecer um fator de potência unitário. A segunda opção consiste em fornecer a máxima quantidade de energia reativa permitida, de acordo com a corrente de referência máxima estabelecida. Por último, é possível inserir um fator de potência desejado, seja ele indutivo ou capacitivo.

Conforme mencionado anteriormente, no caso de se pretender obter um fator de potência unitário, a saída do PI é considerada a componente direta da corrente de referência e a componente quadratura é zero.

A segunda opção permite realizar a compensação máxima de energia reativa, nesta situação  $I_{rQ'}^* = I_{max}$ , onde  $I_{max}$  é a amplitude máxima da corrente de referência (o valor pode ser alterado) e  $Q'$  é a nova potência reativa de deslocamento, que é calculada para essa corrente máxima e é expressa na Eq.3.4. A potência ativa ( $P$ ) da Eq.3.4 é calculada através do resultado do PI ( $I_{rd}^*$ ), que na situação do fator de potência unitário é considerado a amplitude da corrente de referência. No entanto, na opção de compensação máxima de energia reativa, a amplitude da corrente de referência é  $I_{rQ'}^*$ . A fase  $\phi$  é determinada com base na nova potência reativa através da Eq.3.5. [35]

$$Q' = \sqrt{S_{Q'}^2 - P^2 - D^2} = \sqrt{\left(\frac{V_{rmax} I_{rQ'}^*}{2}\right)^2 - \left(\frac{V_{rmax} I_{rd}^*}{2}\right)^2 - D^2} \quad (3.4)$$

$$Q' = \frac{V_{rmax} I_{rQ'}^*}{2} \sin(\phi) \Leftrightarrow \phi = \arcsin\left(\frac{Q'}{\frac{V_{rmax} I_{rQ'}^*}{2}}\right) \quad (3.5)$$

A terceira opção permite inserir um fator de potência desejado, seja ele capacitivo ou indutivo. Utilizando a Eq.3.6 e Eq.3.7 é possível determinar o  $\phi$  e  $I_{rQ'}^*$ , respetivamente.

$$\phi = \arccos(F.P.') \quad (3.6)$$

onde  $F.P.'$  é o fator de potência inserido pelo utilizador.

$$I_{rQ'}^* = \sqrt{\frac{-4D^2 - (V_{rmax} I_{rQ}^*)^2}{V_{rmax}^2 (\sin(\phi)^2 - 1)}} \quad (3.7)$$

Através da Eq.3.6 e Eq.3.7, a componente direta e quadratura da corrente de referência da rede é dada pela Eq.3.8 e Eq.3.9, respetivamente.

$$i_{rd}^* = I_{rQ'}^* \cos(\phi) \quad (3.8)$$

$$i_{rq}^* = I_{rQ'}^* \sin(ci.\phi) \quad (3.9)$$

onde  $ci = 1$  se o fator de potência for capacitivo ou  $ci = -1$  se for indutivo. Quando a componente direta da corrente de referência é negativa a rede elétrica está a fornecer potência ativa à carga.

# 4

## Resultados Experimentais

### Conteúdos

---

4.1	Implementação experimental . . . . .	38
4.2	Regime Permanente do MMC . . . . .	42
4.3	Regime Transitório do MMC . . . . .	49

---

Neste capítulo, é apresentada a descrição da montagem experimental do sistema, bem como a análise dos resultados obtidos. Na Figura 4.1 pode-se observar o código de *Simulink* implementado na plataforma *dSpace*, que é uma plataforma amplamente utilizada para simulação e controlo de sistemas em tempo real.

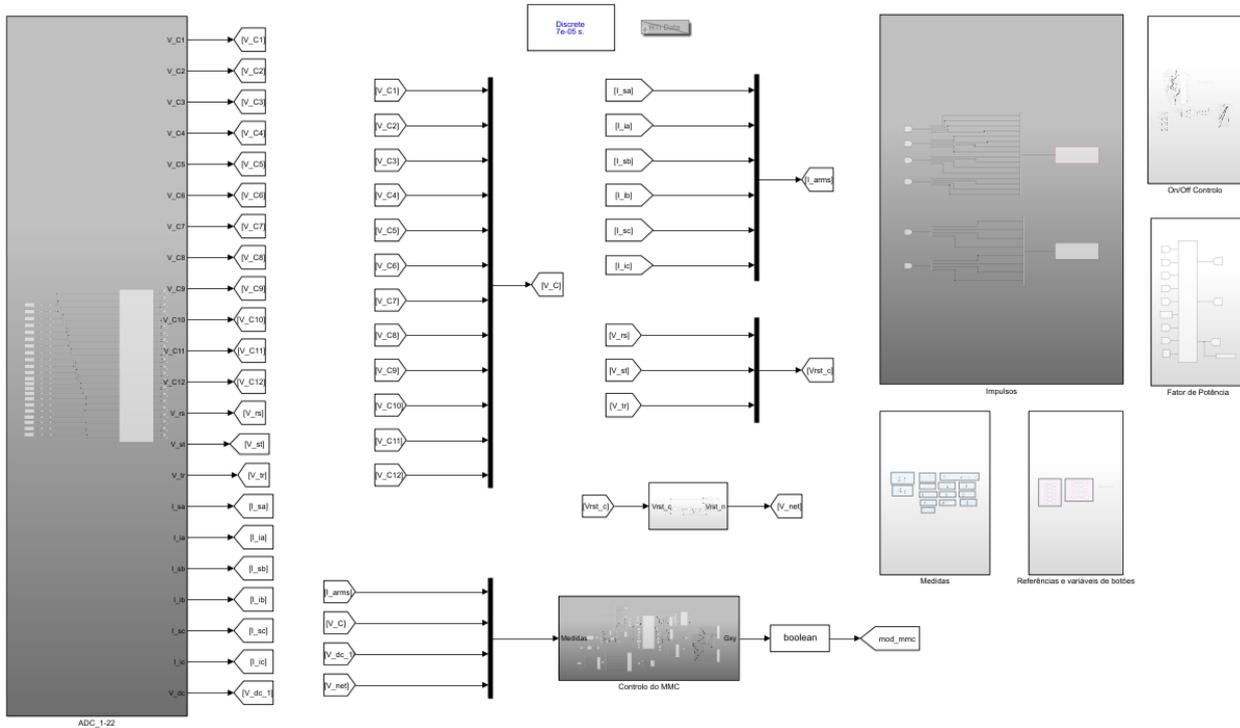
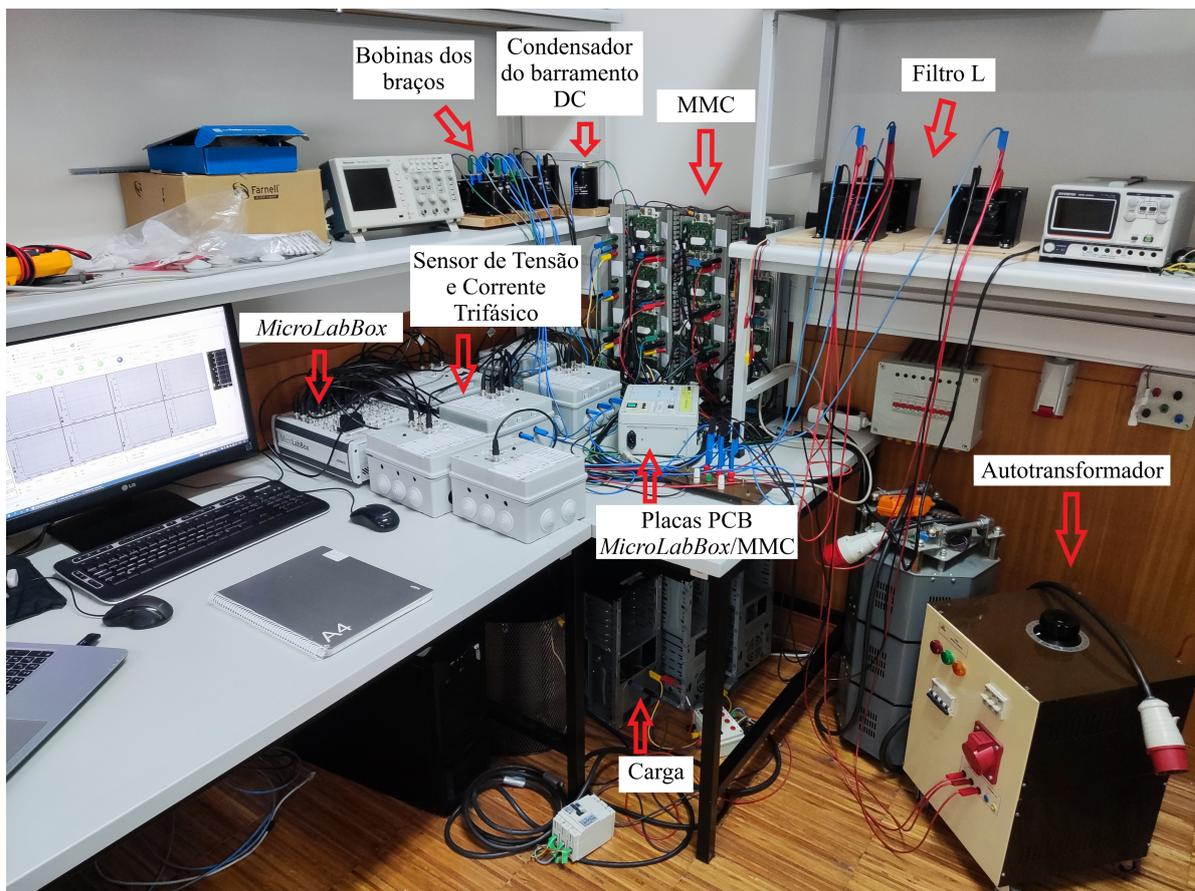


Figura 4.1: Código *Simulink* implementado.

## 4.1 Implementação experimental

Com o objetivo de validar os métodos de controlo, procedeu-se à implementação da montagem experimental da Figura 4.2. Para isso, utilizou-se a plataforma de controlo digital *dSpace MicroLabBox* juntamente com o programa de computador *ControlDesk*. A escolha desta plataforma deve-se ao fato da mesma permitir a receção de sinais provenientes dos diversos sensores do sistema e o envio dos sinais de controlo dos IGBTs em tempo real. Além disso, esta plataforma possui um poder de processamento adequado para o controlo implementado, permitindo que o mesmo seja executado com um tempo de amostragem de 70µs.

Para a construção do MMC, foram utilizados os IGBTs “*Semix202GB066HDs*” da *Semikron*, que possuem uma tensão nominal de 600V e corrente de 200A, juntamente com a “*SKYPER 32R Board*”, também da *Semikron*. Estas placas desempenham um papel crucial na operação do MMC, sendo responsáveis por enviar os sinais de comando provenientes da *dSpace* para



**Figura 4.2:** Implementação experimental.

os IGBTs, possuindo várias proteções incorporadas de temperatura, sobre-corrente, etc. De maneira a interligar a *dSpace MicroLabBox* e o MMC, existem placas *Printed Circuit Board* (PCB) que têm como objetivo garantir um isolamento galvânico, o encaminhamento dos sinais de controlo e que servissem também como fonte de alimentação dos respetivos IGBTs.

Na montagem experimental da Figura 4.2 foi utilizado um autotransformador para ajustar a tensão da rede elétrica para atender aos requisitos de operação do MMC. Entre o autotransformador e o MMC localiza-se um filtro L, constituído por uma bobina de  $10\text{mH}/20\text{A}$  ( $L_f$ ). No que se refere ao MMC, cada braço é constituído por dois HB-SMs em série com uma bobina de  $5\text{mH}/10\text{A}$  ( $L_b$ ), sendo que cada HB-SM possui um condensador de  $3.3\text{mF}/100\text{V}$ . Na parte DC do MMC encontra-se um condensador de  $3.3\text{mF}/350\text{V}$  em paralelo com duas resistências de carga, uma de  $100\Omega$  e outra de  $50\Omega$ . Entre estas duas resistências existe um *contactor* que permite ligar ou desligar a resistência de  $50\Omega$ . Quando o *contactor* está ligado a resistência resultante é de aproximadamente  $33\Omega$  ( $R = \frac{100 \times 50}{100 + 50} \approx 33\Omega$ ). Por outro lado, quando *contactor* está desligado, a resistência é de  $100\Omega$ .

O sistema foi dimensionado para funcionar com uma tensão nominal linha a linha da

rede ( $V_{ll}$ ) de 65V e uma tensão do barramento DC de 100V. Como a bobina do filtro é de  $10mH/20A$ , a potência ativa para a qual o sistema foi dimensionado é dada pela Eq.4.1. O fator de potência é negativo, porque a rede fornece potência ativa à carga.

$$P = 3V_{ra}I_{ra} \cos \phi \Leftrightarrow P = 3 \times \frac{65}{\sqrt{3}} \times 20 \times -1 \approx -2252W \quad (4.1)$$

Foram utilizadas estas resistências devido ao seu consumo de potência ser inferior à potência para a qual o sistema foi dimensionado. Na situação em que o *contactor* está ligado tem-se uma potência consumida de aproximadamente 303W, enquanto que, quando o *contactor* está desligado, a potência consumida é de aproximadamente 100W. Como a potência está a ser consumida esta apresenta um valor positivo.

De forma a medir as grandezas necessárias para o controlo, foram construídos um total de doze sensores de tensão (um para cada condensador do HB-SMs ( $V_{cxyh}^m$ )), seis sensores de corrente (um para cada braço do MMC ( $i_{xy}^m$ )), um sensor de tensão para o barramento DC ( $V_{dc}^m$ ) e um sensor trifásico de tensão colocado entre o filtro e o autotransformador, para medir as tensões compostas da rede ( $V_{ab}^m; V_{bc}^m; V_{ca}^m$ ). Estas formas de onda de tensão e corrente podem ser visualizadas através do *ControlDesk*. Os sensores foram calibrados para garantir que as suas tensões de saída estivessem dentro do intervalo -10 V a 10 V, uma vez que esta correspondia à faixa de tensões suportada pela *dSpace MicroLabBox*.

Na Figura 4.3 é apresentado o diagrama de blocos da montagem implementada. Uma visão mais detalhada dos componentes da montagem experimental pode ser encontrada no Apêndice A.

Os dados obtidos a partir da plataforma *dSpace* são visualizados no software *ControlDesk*, onde foi desenvolvido um painel de interface com o utilizador, conforme representado na Figura 4.4. Através deste painel é possível visualizar as formas de onda das correntes e tensões, bem como os vários cálculos associados a essas grandezas. Além disso, é possível ligar e desligar o controlo, alterar o valor de referência da tensão do barramento DC, inserir os valores de atuação das proteções de sobre-corrente e sobre-tensão, detetar o funcionamento das proteções e reiniciar as mesmas, controlar o fator de potência e alterar os ganhos e *offsets* dos sensores. Em caso de necessidade o utilizador pode regular o ganho proporcional e integral do controlador PI, definir o seu limite de saturação e, também, alterar os pesos internos da função de custo do estágio-I do *Dual-Stage* MPC.

No painel de interface da Figura 4.4, os valores de atuação das proteções foram selecionados com base nas tensões e correntes máximas que os componentes do sistema podem suportar, a

fim de evitar qualquer operação que ultrapasse esses limites. Além disso, no painel, também estão representadas as tensões e correntes da rede. O valor eficaz da tensão de fase é de 37.52V e o da corrente de fase é de 3.03A. O valor de referência definido para a tensão do barramento DC é de 100V, pode-se observar através do painel que a tensão do barramento DC segue de perto a sua referência, com um valor médio de 100.26V. A rede forneceu uma potência ativa de -350.58W, a qual é suficiente para satisfazer a carga que possui um consumo de potência ativa de 317.24W, o que resulta numa potência de perdas de 33.34W e num rendimento de 90.49%.

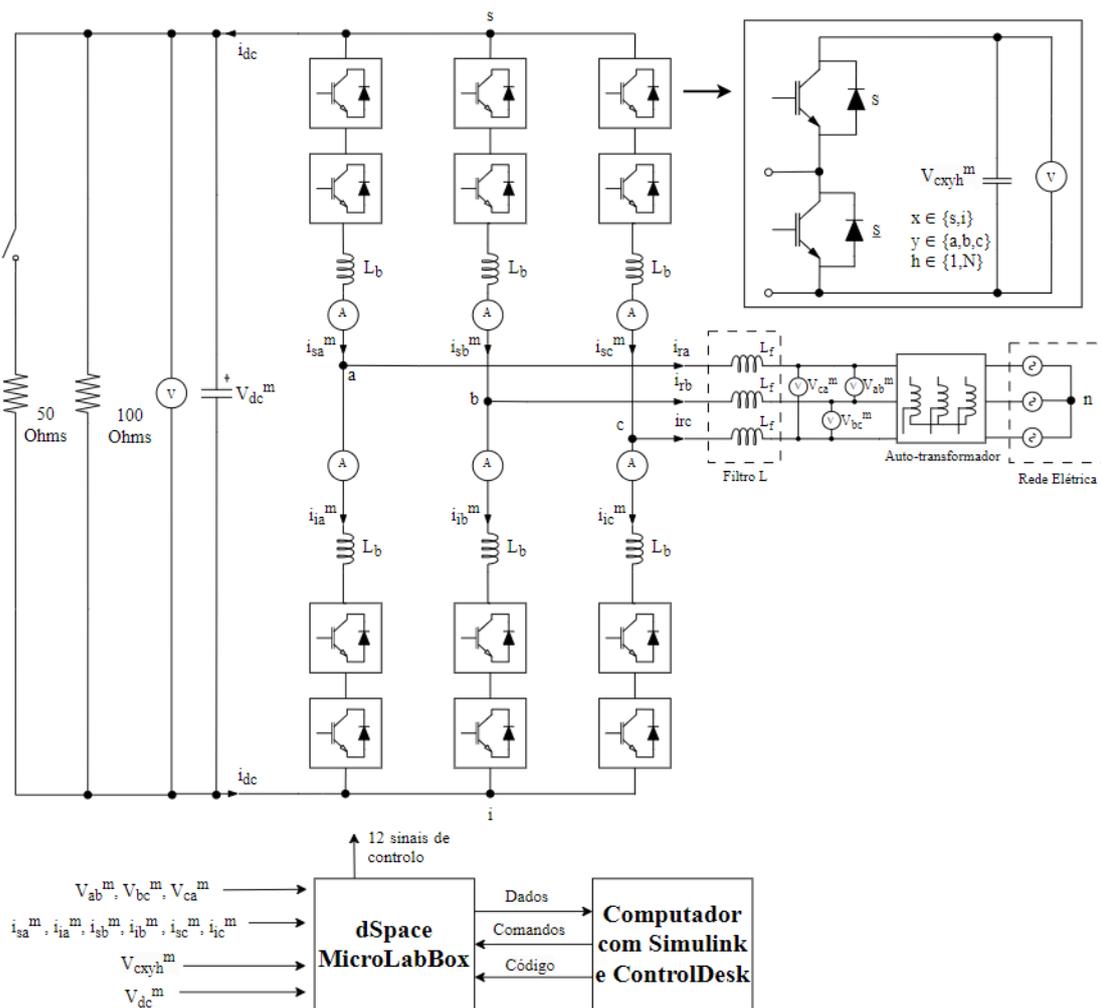


Figura 4.3: Diagrama de blocos da implementação experimental.

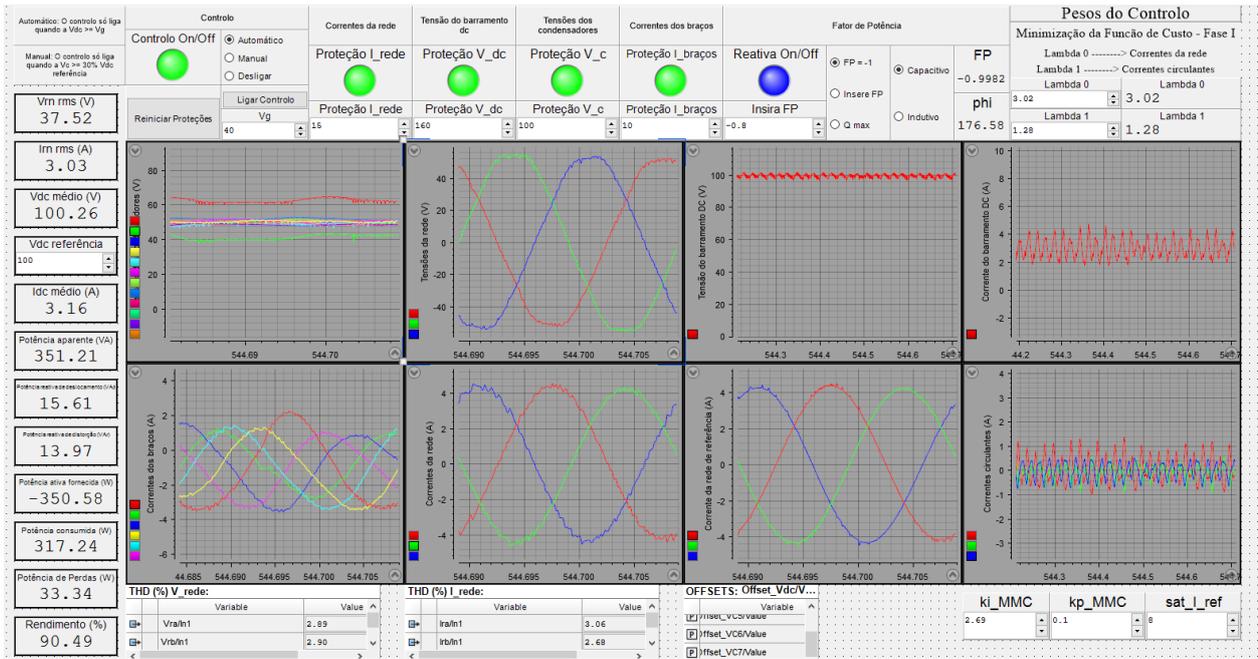


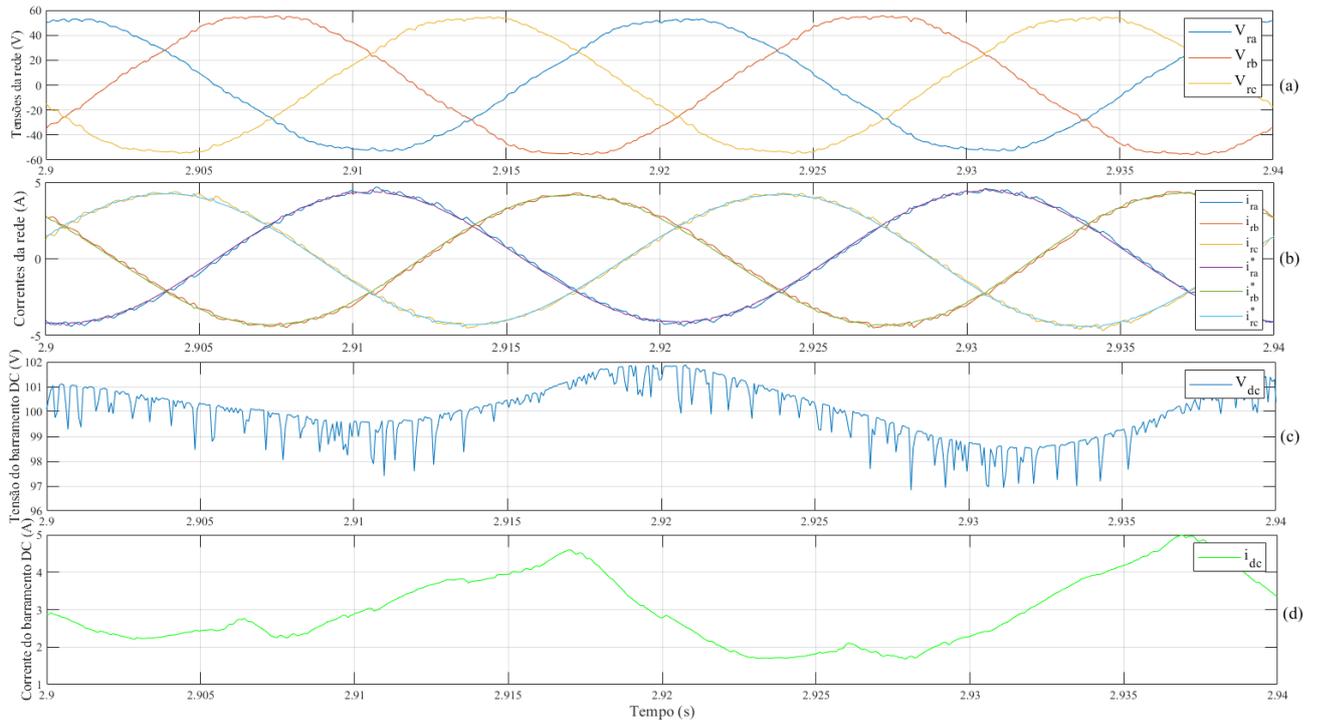
Figura 4.4: Painel de interface com o utilizador.

## 4.2 Regime Permanente do MMC

No teste apresentado nas Figuras 4.5 e 4.6, o MMC foi configurado para consumir uma potência ativa de 303W no barramento DC (*contactor* ligado) com um fator de potência de -1. A tensão nominal linha a linha da rede é aproximadamente 65V, e o valor de referência definido para tensão do barramento DC é de 100V. Conforme mencionado anteriormente, cada braço é constituído por dois HB-SMs para distribuir uniformemente os 100V entre os condensadores dos SMs, de forma a que cada condensador tenha uma tensão de 50V ( $\frac{V_{dc}}{N}$ ).

As formas de onda das tensões de fase da rede são mostradas na Figura 4.5 (a). Verifica-se que as correntes da rede, representadas na Figura 4.5 (b), estão em oposição de fase relativamente às tensões da rede. Isso está em conformidade com o fator de potência utilizado, indicando que a rede está a fornecer potência ativa à carga. É possível afirmar que o *Dual-Stage* MPC é capaz de controlar efetivamente as correntes da rede, pois estas seguem de perto as correntes de referência representadas na Figura 4.5 (b) e apresentam uma forma sinusoidal com um baixo *Total Harmonic Distortion* (THD) de aproximadamente 3%. Observa-se, também, que a tensão do barramento DC representada na Figura 4.5 (c) é controlada de forma eficaz, dado que apresenta uma ondulação de apenas 2%. A corrente do barramento DC representada na Figura 4.5 (d), apresenta um valor médio de aproximadamente 3A ( $i_{dc} = \frac{V_{dc}}{R} = \frac{100}{33}$ ), o que é explicado pela lei de Ohm.

Na Figura 4.6 (a), verifica-se que as correntes dos braços são equilibradas, com exceção



**Figura 4.5:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -1$  e potência consumida de 303W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.

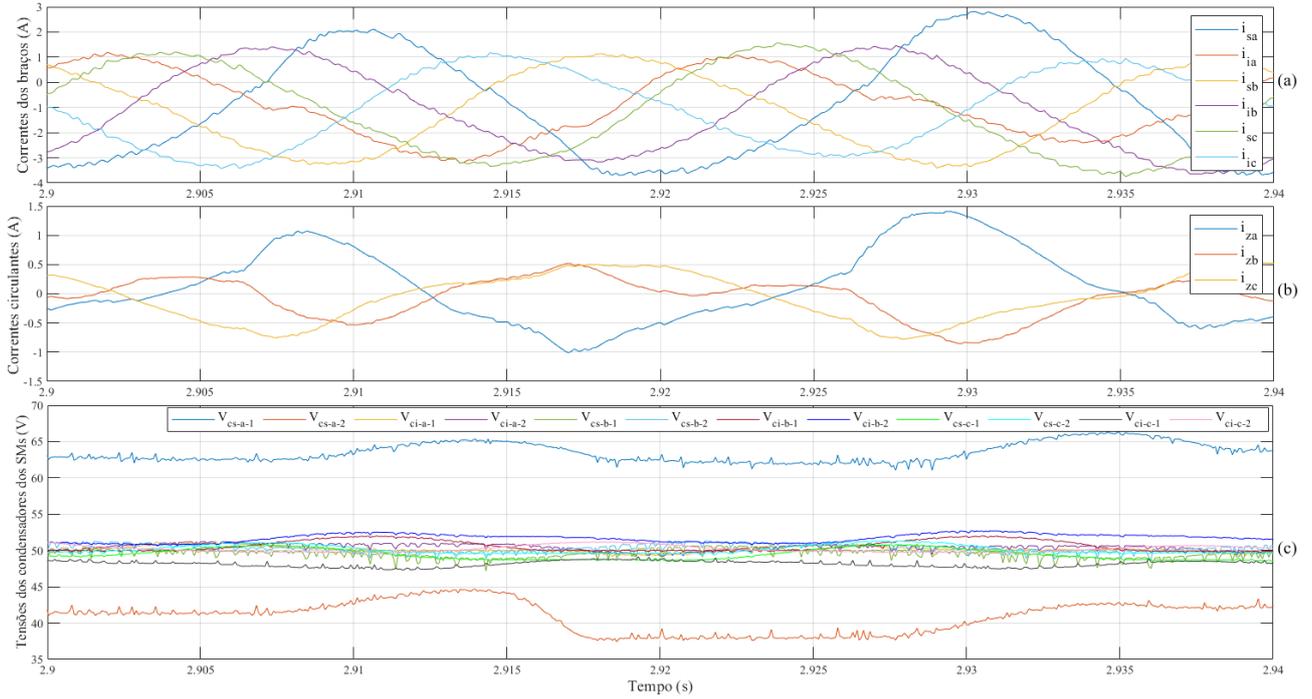
das correntes do braço da fase  $a$ , que apresentam um pequeno desequilíbrio. No entanto, as correntes dos braços continuam a estar relacionadas com as correntes da rede através da Eq.2.8, como pode ser constatado pela Figura 4.5 (b), onde as correntes da rede das três fases estão equilibradas, ou seja, os seus valores eficazes são semelhantes com um desfasamento entre fases de  $120^\circ$ .

O estágio-I do *Dual-Stage* MPC tem como objetivos o controlo das correntes da rede e a minimização das CCs. Como referido anteriormente, as correntes da rede estão a ser controladas de forma adequada, pois estas seguem de perto as correntes de referência da rede. No que se refere às CCs, estas podem ser observadas na Figura 4.6 (b), onde é evidente que o controlo está a minimizar as CCs, pois as fases  $b$  e  $c$  possuem apenas um pico de aproximadamente 0.8A, o que significa que as CCs mantêm um valor próximo daquele que foi definido para as CCs de referência ( $i_{zy}^* = 0$ ). Por outro lado, na fase  $a$ , esse pico é maior devido ao desequilíbrio das correntes dos braços nessa mesma fase, tal como seria de esperar através da Eq.2.15.

As tensões dos condensadores dos SMs estão representadas na Figura 4.6 (c). Observa-se que estes mantêm o seu valor em torno da referência, com oscilações não muito significativas. No entanto, os condensadores do braço superior da fase  $a$  apresentam um desvio de tensão em relação ao valor de referência, devido ao desequilíbrio mencionado anteriormente. Esses

condensadores têm uma oscilação maior do que os restantes, visto que, de acordo com a Eq.2.23, a tensão dos condensadores dos SMs é proporcional às correntes dos braços.

A diferença nos valores medidos da tensão dos condensadores dos SMs também pode ser justificada pelo fato de que esses condensadores não são ideais, possuindo resistências equivalentes. Apesar dos esforços dos fabricantes, nenhum condensador consegue ter exatamente o valor especificado, existindo sempre tolerâncias de erro. Os condensadores utilizados nos HB-SMs possuem uma tolerância de  $\pm 20\%$ . Além disso, nenhum condensador será perfeitamente igual ao outro, resultando em pequenas diferenças de capacidade entre eles.



**Figura 4.6:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -1$  e potência consumida de 303W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs.

As Figuras 4.7 e 4.8 representam o regime permanente do MMC quando o utilizador solicita um fator de potência capacitivo de -0.85 com uma potência ativa de 100W (*contactor* desligado). Através da Figura 4.7, é possível observar que as correntes da rede estão em avanço relativamente às tensões da rede, com um ângulo de defasamento ( $\phi$ ) de  $148^\circ$ , o que corresponde ao fator de potência inserido de -0.85. O fluxo de potência ativa necessário para satisfazer a carga mantém-se o mesmo que na situação com fator de potência de -1 e potência consumida de 100W, no entanto existe um consumo de energia reativa. As correntes da rede possuem um forma sinusoidal com um THD entre os sete e oito por cento, o que é aceitável.

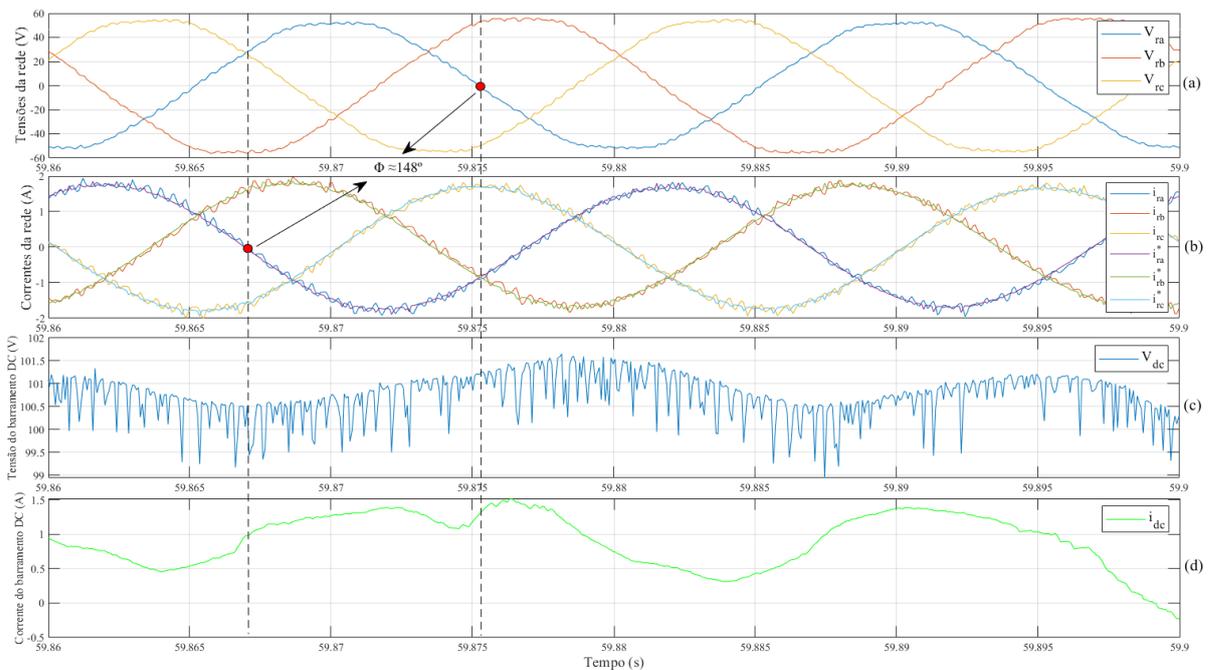
No teste das Figuras 4.9 e 4.10 foi solicitado um fator de potência indutivo de -0.85 com uma potência ativa de 100W. Como se pode observar através da Figura 4.9, as correntes da

rede estão em atraso relativamente às tensões da rede, com um ângulo de defasamento de  $212^\circ$ , o que corresponde ao fator de potência inserido de  $-0.85$ . Neste caso, o sistema fornece energia reativa.

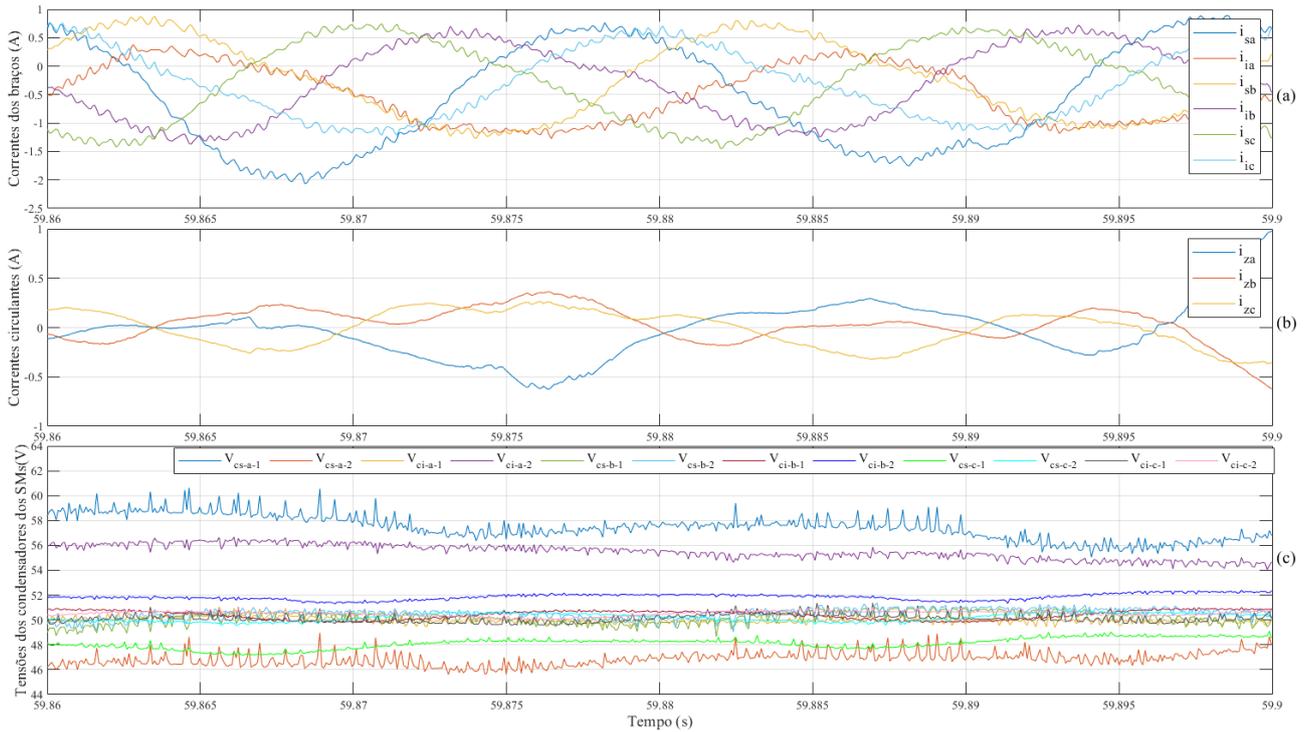
A corrente do barramento DC mantém-se constante, com um valor médio de aproximadamente  $1\text{A}$ , nos testes com fator de potência de  $-0.85$  capacitivo/indutivo e potência ativa de  $100\text{W}$ , representados nas Figuras 4.7 (d) e 4.9 (d), visto que, o fluxo de potência ativa é igual.

A opção de compensação máxima de energia reativa capacitiva foi testada com uma potência ativa de  $303\text{W}$  e é retratada nas Figuras 4.11 e 4.12. Ao definir o limite da amplitude da referência da corrente como  $8\text{A}$ , a corrente da rede aumenta para esse valor, como se pode observar através da Figura 4.11 (b), mantendo a componente ativa dessa corrente e aumentando a componente reativa. O fator de potência obtido nestas condições é de  $-0.62$ , o que corresponde a um ângulo de defasamento de  $128^\circ$ .

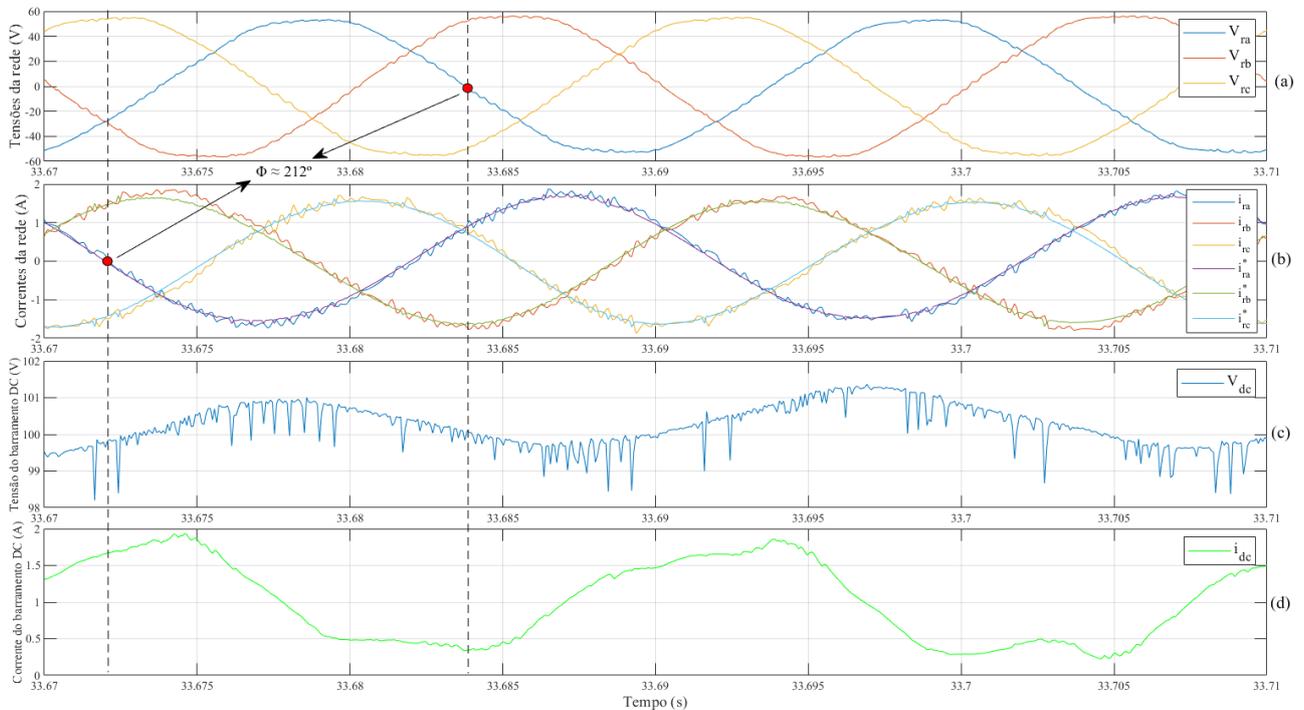
A componente direta e quadratura de referência da rede está representada na Figura 4.13, quando é solicitado uma fator de potência de  $-1$ ,  $-0.85$  capacitivo e  $-0.62$  capacitivo. Constata-se que a componente direta da corrente de referência da rede ( $i_{rd}^*$ ) que controla o fluxo de potência ativa, mantém-se constante em todos os testes, uma vez que o fluxo de potência ativa é o mesmo. A componente quadratura da corrente de referência da rede ( $i_{rq}^*$ ) é responsável por controlar o fluxo de potência reativa, verifica-se que à medida que é solicitado um consumo de energia reativa maior a componente quadratura também aumenta.



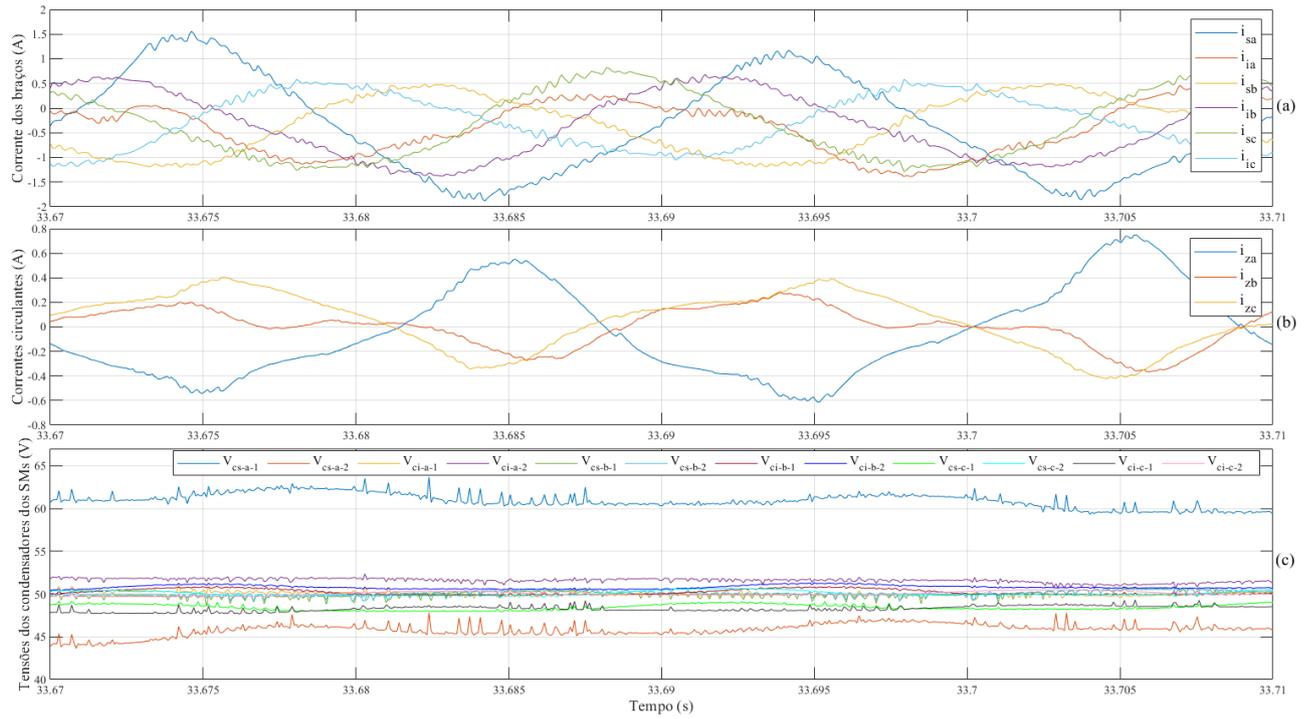
**Figura 4.7:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.85$  capacitivo e potência consumida de  $100\text{W}$ : (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.



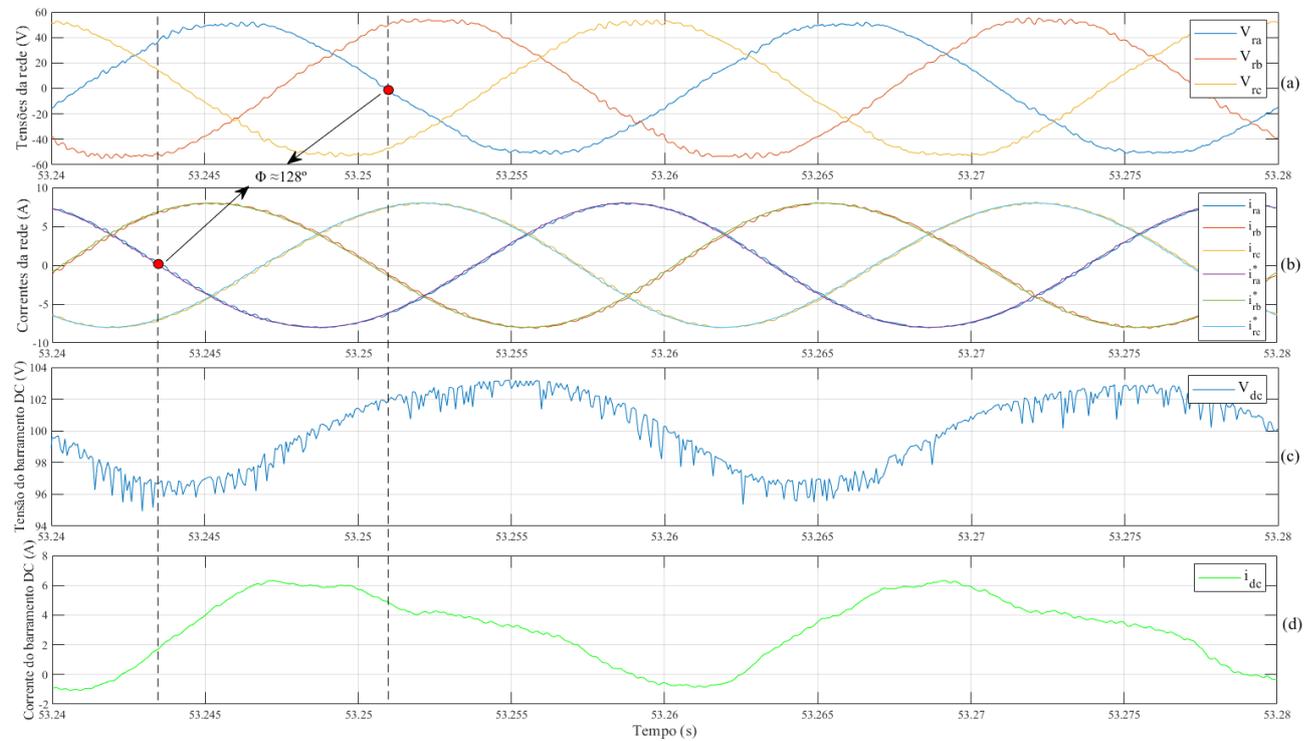
**Figura 4.8:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.85$  capacitivo e potência consumida de 100W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs.



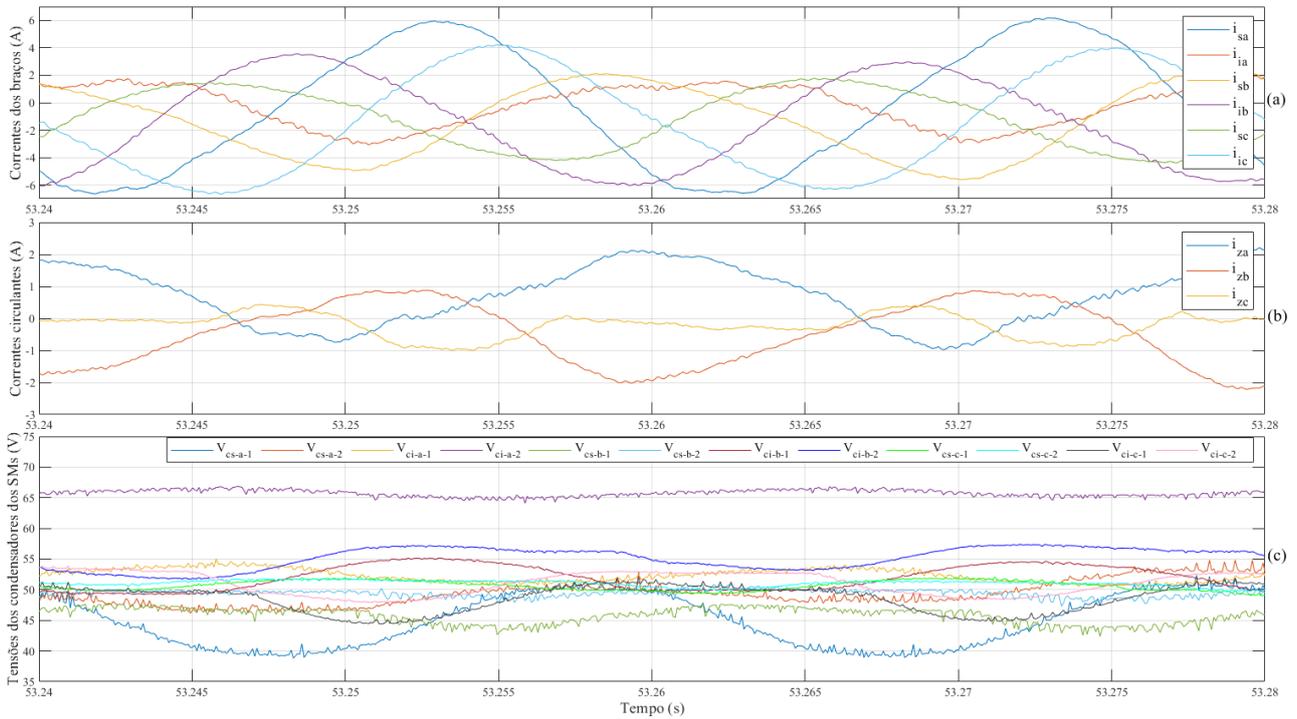
**Figura 4.9:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.85$  indutivo e potência consumida de 100W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.



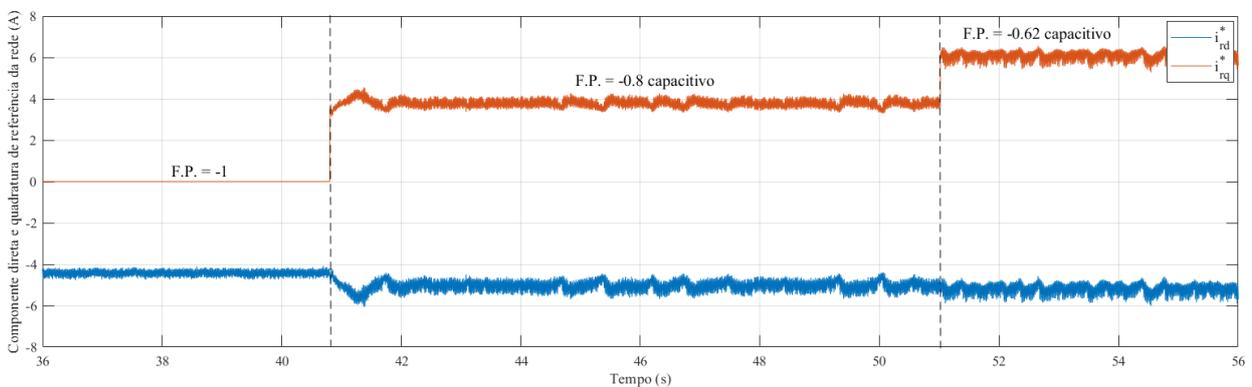
**Figura 4.10:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.85$  indutivo e potência consumida de 100W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs.



**Figura 4.11:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.62$  capacitivo e potência consumida de 303W: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede e correntes de referência. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.



**Figura 4.12:** Regime Permanente do MMC com  $F.P. = -0.62$  capacitivo e potência consumida de 303W: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs.

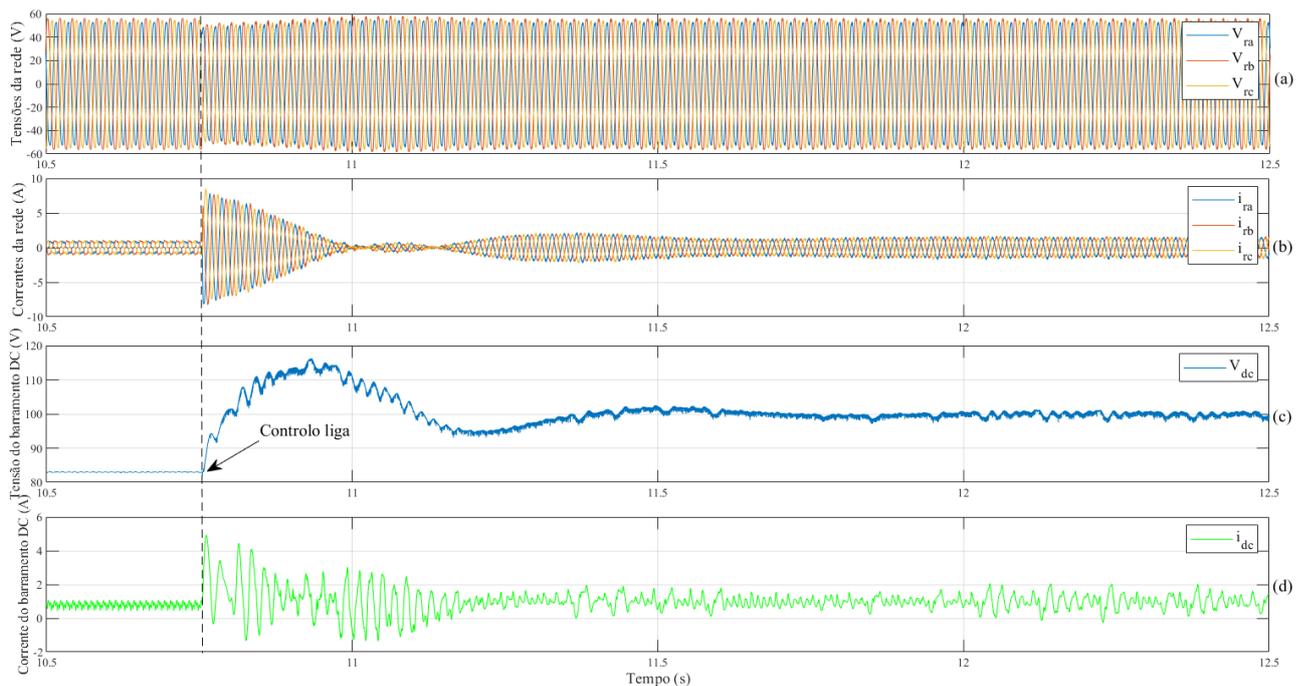


**Figura 4.13:** Componente direta e quadratura de referência da rede para diferentes F.P. e potência consumida de 303W.

### 4.3 Regime Transitório do MMC

Quando o controlo está desligado, as correntes da rede não apresentam uma forma sinusoidal devido à presença de cargas não lineares, como é o caso dos IGBTs e diodos. Além disso, a tensão do barramento DC é determinada exclusivamente pelas tensões da rede, através dos diodos. Como se pode observar na Figura 4.14, antes de se ligar o controlo, a tensão média do barramento DC é de aproximadamente 83V, e a corrente média do barramento DC é aproximadamente 0.8A, dado que a resistência da carga é de  $100\Omega$ .

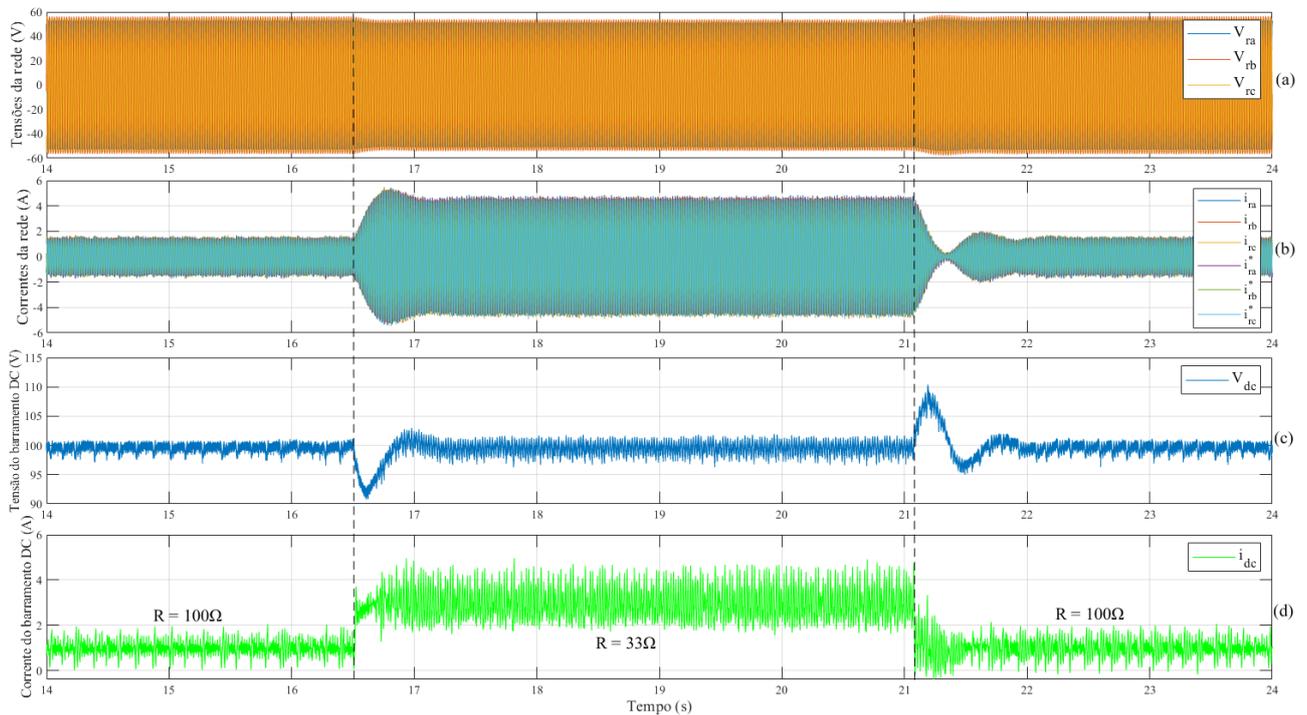
De forma a evitar uma sobre-corrente no arranque do sistema, utilizou-se um autotransformador para aumentar gradualmente a tensão linha a linha da rede até atingir 65V, de modo a que os condensadores que constituem o MMC fossem carregados progressivamente. No instante em que se ligou o controlo, registou-se um pico de corrente de 8A (Figura 4.14 (b)) e a tensão do barramento DC passou a seguir a sua referência.



**Figura 4.14:** Arranque do MMC: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.

Com o objetivo de testar a resposta do sistema de controlo à variação da potência, o *contactor* foi ligado e, após alguns segundos, desligou-se novamente, como se pode observar nas Figuras 4.15 e 4.16. Ao aumentar a potência, a tensão do barramento DC sofreu uma redução momentânea de cerca de 8V e regressou ao seu regime permanente em menos de um segundo, conforme demonstrado na Figura 4.15 (c). O controlo em malha fechada descrito na secção 3.3 deteta essa alteração e aumenta o valor das correntes de referência da rede, fazendo

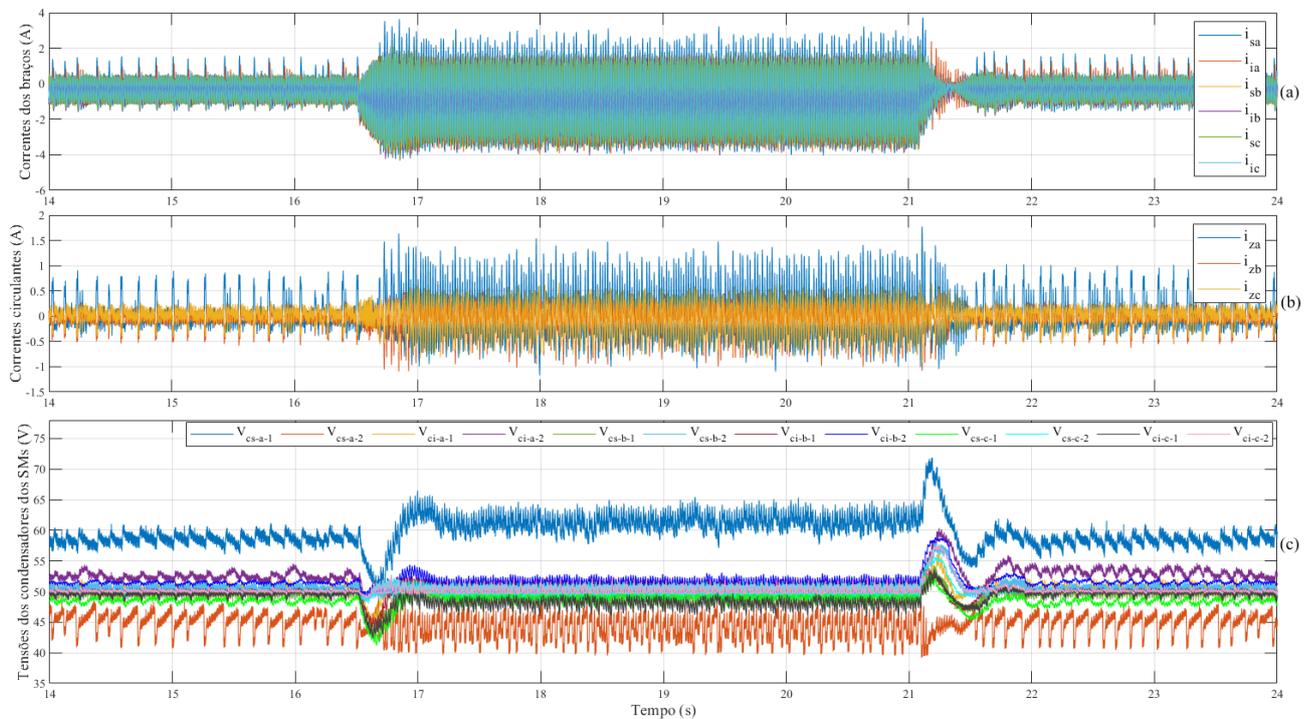
com que a rede forneça mais potência ativa. As correntes da rede conseguem acompanhar rapidamente as correntes de referência da rede devido ao *Dual-Stage* MPC, como se pode observar na Figura 4.15 (b). A corrente do barramento DC aumenta quando o valor da resistência de carga diminui, como pode ser visto na Figura 4.15 (d), o que é explicado pela lei de Ohm. Quando se voltou a diminuir a potência para o seu valor inicial, a tensão do barramento DC aumentou na mesma cerca de 8V, e o controlo voltou a responder com rapidez. O controlo em malha fechada diminui o valor das correntes de referência da rede, permitindo que o MMC consuma menos potência ativa da rede.



**Figura 4.15:** Variação da potência no MMC: (a) Tensões da rede. (b) Correntes da rede. (c) Tensão do barramento DC. (d) Corrente do barramento DC.

No que se refere às correntes dos braços, representadas na Figura 4.16 (a), verifica-se que as mesmas mantêm um equilíbrio ao longo do teste, com exceção das correntes dos braços da fase *a*. No entanto, as correntes dos braços não atingem valores inaceitáveis, sendo inferiores às correntes da rede. A minimização das CCs é realizada no estágio-I do *Dual-Stage* MPC, através da função custo descrita na Eq.3.1. As CCs podem ser observadas na Figura 4.16 (b), onde é evidente que o controlo está a minimizá-las, mantendo um valor baixo durante o teste e aumentando em sincronia com as correntes da rede, o que é explicado pela relação matemática descrita na Eq.2.1. Na fase *a*, o pico é maior devido ao desequilíbrio das correntes dos braços nessa mesma fase, conforme esperado pela Eq.2.15. O controlo é capaz de controlar as correntes da rede durante todo o teste, como pode ser constatado na Figura 4.15 (b). Isso

deve-se aos fatores de ponderação ( $\lambda_0 = 3.02$  e  $\lambda_1 = 1.28$ ) utilizados na função custo do estágio-I do *Dual-Stage* MPC, que prioriza seguir as correntes de referência da rede do que minimizar as CCs. Finalmente, as tensões dos condensadores dos SMs mantêm-se próximas da sua referência de 50V, o que indica que o estágio-II do *Dual-Stage* MPC está a funcionar corretamente. No entanto, os condensadores do braço superior da fase *a* apresentam um desvio de tensão em relação ao valor de referência, devido ao desequilíbrio das correntes dos braços na fase *a*. Esta diferença também se deve ao facto dos condensadores utilizados não serem ideais, conforme mencionado anteriormente. A ondulação da tensão dos condensadores dos SMs do braço superior da fase *a* é maior do que nos restantes, o que é explicado pela Eq.2.23, que demonstra que a ondulação da tensão dos condensadores dos SMs é proporcional às correntes dos braços.



**Figura 4.16:** Variação da potência no MMC: (a) Correntes dos braços. (b) Correntes circulantes. (c) Tensões dos condensadores dos SMs.

# 5

## Conclusões e Trabalho Futuro

### Conteúdos

---

5.1	Conclusões . . . . .	53
5.2	Trabalho futuro . . . . .	53

---

## 5.1 Conclusões

Nesta dissertação foi proposta a criação de um MMC como estágio de retificação do TES controlado por uma estratégia de controlo preditivo. O primeiro capítulo apresenta uma análise do estado de arte do TES, onde são identificados os vários tipos de TES existentes. Além disso, efetua-se uma seleção das topologias associadas a cada estágio de conversão, bem como um breve enquadramento sobre os transformadores de alta frequência e as aplicações do TES.

Foram obtidos os modelos em tempo contínuo e discreto do MMC, que são necessários para projetar e implementar a estratégia de controlo preditivo. Como o conversor está conectado à rede elétrica, é necessária uma modulação matemática trifásica. De seguida, é investigada a estratégia de controlo utilizado no MMC, tendo sido escolhida a estratégia de controlo preditivo, dado que esta evita o uso de controladores PI, e do estágio de modulação, o que melhora significativamente a resposta dinâmica e a controlabilidade do sistema.

Para validar o método de controlo e o sistema proposto, procedeu-se à montagem experimental do sistema. Para isso, o controlo desenvolvido em *Matlab* e *Simulink* foi enviado para a plataforma de controlo digital *dSpace MicroLabBox*. Os dados obtidos a partir da plataforma *dSpace* foram visualizados e analisados no software *ControlDesk*, onde foi desenvolvido um painel de interface com utilizador.

Os resultados experimentais do regime permanente e transitório do MMC foram analisados para diferentes valores de potência e de fator de potência. Verificou-se que o sistema cumpriu com os objetivos de controlo propostos, permitindo controlar as correntes da rede, minimizar as CCs e controlar a tensão dos condensadores dos SMs de forma eficaz. Além disso, foi possível manter uma baixa distorção harmónica das correntes da rede e estabilidade de tensão no barramento DC nos diferentes testes realizados.

## 5.2 Trabalho futuro

Da realização desta dissertação, surgiram algumas sugestões para dar continuidade a este trabalho, nomeadamente:

- Desenvolvimento e controlo do segundo estágio de conversão para ser interligado com o MMC;
- Implementação do controlo numa plataforma mais rápida e com maior capacidade de

processamento, como é caso de uma *Field-Programmable Gate Array* (FPGA);

- Implementação de diagnóstico de avarias.

# Bibliografia

- [1] M. Marques, “Estudo e aplicação de transformador de estado sólido para redes de distribuição,” Dissertação de Mestrado, Universidade do Porto, 2020. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/10216/132930>
- [2] D. J. R. Pereira, “Transformador electrónico de potência como solução para a regulação da tensão e frequência em redes elétricas isoladas,” Dissertação de Mestrado, Técnico Lisboa, 2015.
- [3] M. E. Blocher, “Solid-state transformer application for a grid-connected energy storage system,” Dissertação de Mestrado, Universidade de Coimbra, 2022.
- [4] S. M. Ângelo da Cruz, *Transformadores de Potência*, Coimbra, 2018.
- [5] P. M. C. Fernandes, “Transformador electrónico de potência para aplicações em sistemas de energia,” Dissertação de Mestrado, Técnico Lisboa, 2014.
- [6] D. R. Pereira, S. F. Pinto, and J. F. A. Silva, “Power electronic transformer as a solution for voltage and frequency regulation in isolated electrical networks,” 2015.
- [7] J. W. Kolar and G. Ortiz, “Solid state transformer concepts in traction and smart grid applications,” 2012, 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (ECCE Europe); Conference Location: Novi Sad, Serbia; Conference Date: September 4-6, 2012.
- [8] X. She, A. Q. Huang, and R. Burgos, “Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 3, pp. 186–198, 2013.
- [9] S. Falcones, X. Mao, and R. Ayyanar, “Topology comparison for solid state transformer implementation,” in *IEEE PES General Meeting*, 2010, pp. 1–8.

- [10] X. She, R. Burgos, G. Wang, F. Wang, and A. Q. Huang, “Review of solid state transformer in the distribution system: From components to field application,” in *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, 2012, pp. 4077–4084.
- [11] I. M. U. C. Correia, “Transformador eletrônico redutor para aplicações distribuídas de tensão contínua,” Master’s thesis, 2019. [Online]. Available: <http://hdl.handle.net/10316/88068>
- [12] M. A. Hannan, P. J. Ker, M. S. H. Lipu, Z. H. Choi, M. S. A. Rahman, K. M. Muttaqi, and F. Blaabjerg, “State of the art of solid-state transformers: Advanced topologies, implementation issues, recent progress and improvements,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 19 113–19 132, 2020.
- [13] M. Liserre, G. Buticchi, M. Andresen, G. De Carne, L. F. Costa, and Z.-X. Zou, “The smart transformer: Impact on the electric grid and technology challenges,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 10, no. 2, pp. 46–58, 2016.
- [14] J.-Y. Kim, H.-S. Kim, J.-W. Baek, and D.-K. Jeong, “Analysis of effective three-level neutral point clamped converter system for the bipolar lvdc distribution,” *Electronics*, vol. 8, no. 6, p. 691, 2019.
- [15] Y. Reyes-Severiano, J. Aguayo-Alquicira, S. E. D. León-Aldaco, and L. M. Carrillo-Santos, “Comparative analysis of pd-pwm technique in the set: Multilevel inverter-induction motor,” *Ingeniería, investigación y tecnología*, vol. 21, no. 1, 2020.
- [16] M. Zygmanski, B. Grzesik, M. Fulczyk, and R. Nalepa, “Selected aspects of modular multilevel converter operation,” *Bulletin of the Polish Academy of Sciences: Technical Sciences*, no. 2, 2014.
- [17] I. Župan, A. Lasić, D. Krušelj, V. Šunde, and Ban, “Power converter circuits for recuperation of the regenerative braking energy in rail vehicles,” in *2019 42nd International Convention on Information and Communication Technology, Electronics and Microelectronics (MIPRO)*, 2019, pp. 174–179.
- [18] Z. Pavlović, J. A. Oliver, P. Alou, Garcia, and J. A. Cobos, “Bidirectional dual active bridge series resonant converter with pulse modulation,” in *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2012, pp. 503–508.

- [19] C. Fontana, “Solid state transformer,” Master’s thesis, 2018. [Online]. Available: <https://hdl.handle.net/11577/3424940>
- [20] S. B. Y. Du, G. Wang, and S. Bhattacharya, “Design considerations of high voltage and high frequency transformer for solid state transformer application,” in *IECON 2010 - 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*, 2010, pp. 421–426.
- [21] G. Ortiz, M. Leibl, J. W. Kolar, and O. Apeldoorn, “Medium frequency transformers for solid-state-transformer applications — design and experimental verification,” in *2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, 2013, pp. 1285–1290.
- [22] A. Dekka, B. Wu, R. L. Fuentes, M. Perez, and N. R. Zargari, “Evolution of topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 5, no. 4, pp. 1631–1656, 2017.
- [23] D. Ronanki and S. S. Williamson, “Modular multilevel converters for transportation electrification: Challenges and opportunities,” *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 4, no. 2, pp. 399–407, 2018.
- [24] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, “Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, 2015.
- [25] K. Ahmed, S. Finney, and B. Williams, “Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation,” in *2007 Compatibility in Power Electronics*, 2007, pp. 1–9.
- [26] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, R. L. Fuentes, and N. R. Zargari, “Model predictive control of high-power modular multilevel converters—an overview,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, no. 1, pp. 168–183, 2019.
- [27] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, and N. R. Zargari, “Model predictive control with common-mode voltage injection for modular multilevel converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 1767–1778, 2017.

- [28] —, “Dual-stage model predictive control with improved harmonic performance for modular multilevel converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6010–6019, 2016.
- [29] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramsu, and N. R. Zargari, “Dual-stage model predictive control of modular multilevel converter,” in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2016, pp. 1073–1078.
- [30] M. Majstorović, M. E. R. Abarca, and L. Ristic, “Review of mpc techniques for mmcs,” in *2019 20th International Symposium on Power Electronics (Ee)*, 2019, pp. 1–7.
- [31] J. Qin and M. Saeedifard, “Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back hvdc system,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 27, no. 3, pp. 1538–1547, 2012.
- [32] J. Böcker, B. Freudenberg, A. The, and S. Dieckerhoff, “Experimental comparison of model predictive control and cascaded control of the modular multilevel converter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 1, pp. 422–430, 2015.
- [33] Y. Wang, W. Cong, M. Li, N. Li, M. Cao, and W. Lei, “Model predictive control of modular multilevel converter with reduced computational load,” in *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, 2014, pp. 1776–1779.
- [34] A. Dekka, B. Wu, V. Yaramasu, and N. R. Zargari, “Integrated model predictive control with reduced switching frequency for modular multilevel converters,” *IET Electric Power Applications*, vol. 11, no. 5, pp. 857–863, 2017.
- [35] D. B. Curto, “Controlo do fator de potência em sistemas de carregamento de veículos elétricos,” Dissertação de Mestrado, Universidade de Coimbra, 2020.

# Apêndice A - Componentes da Montagem



Figura A.1: Autotransformador.

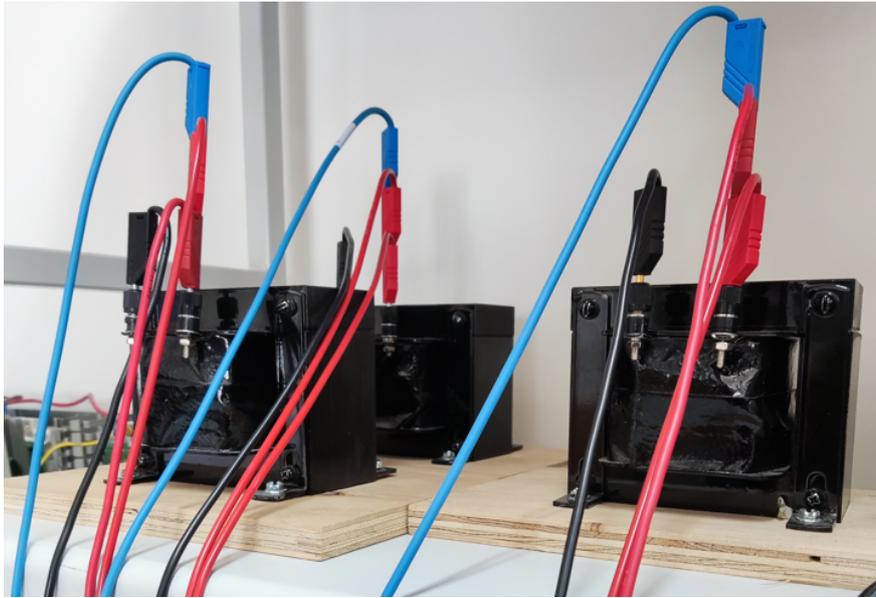


Figura A.2: Filtro L.



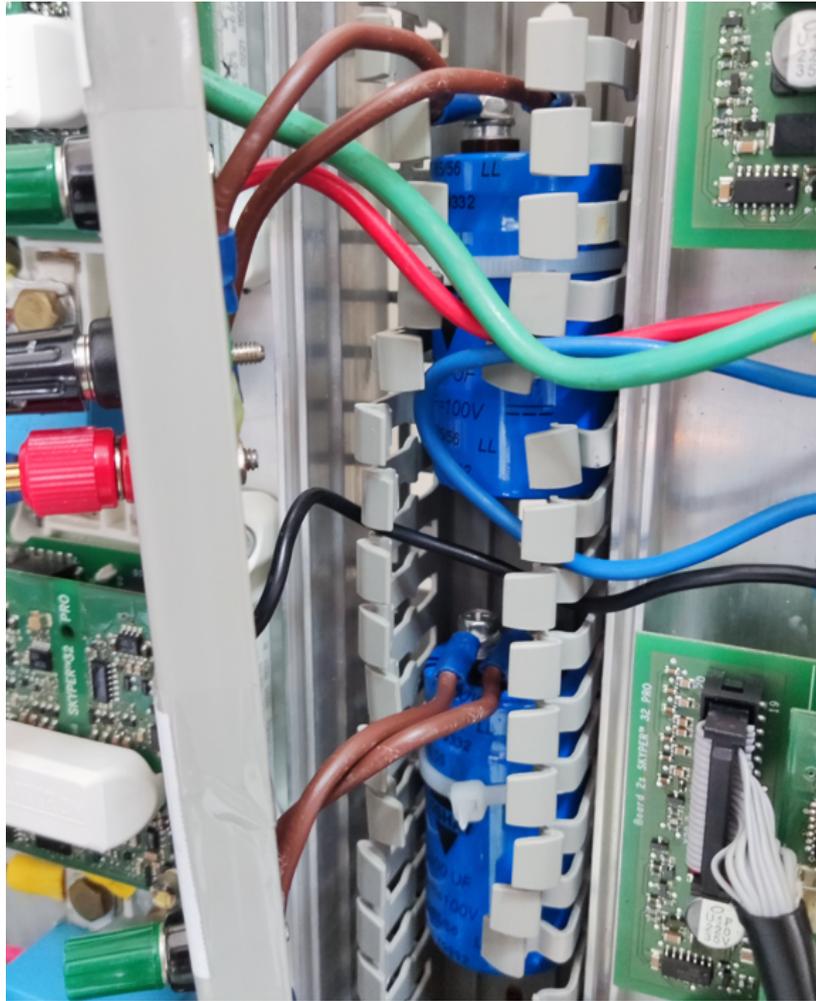
Figura A.3: Carga com duas resistências em paralelo e um *contactor* entre elas.



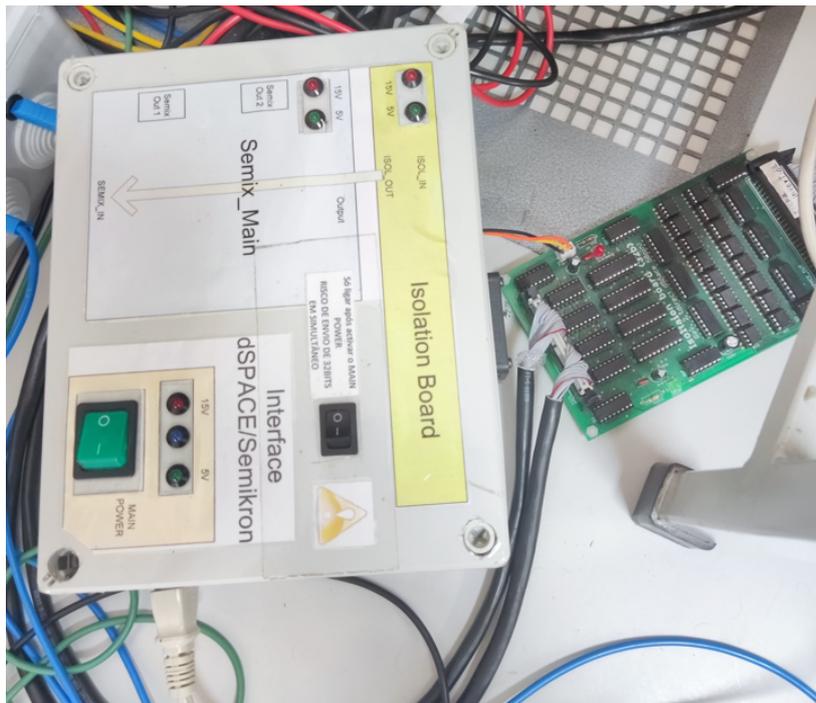
**Figura A.4:** Bobinas dos braços.



**Figura A.5:** Condensador do barramento DC.



**Figura A.6:** Condensadores dos HB-SMs.



**Figura A.7:** Placas PCB *dSpace/Semikron*.

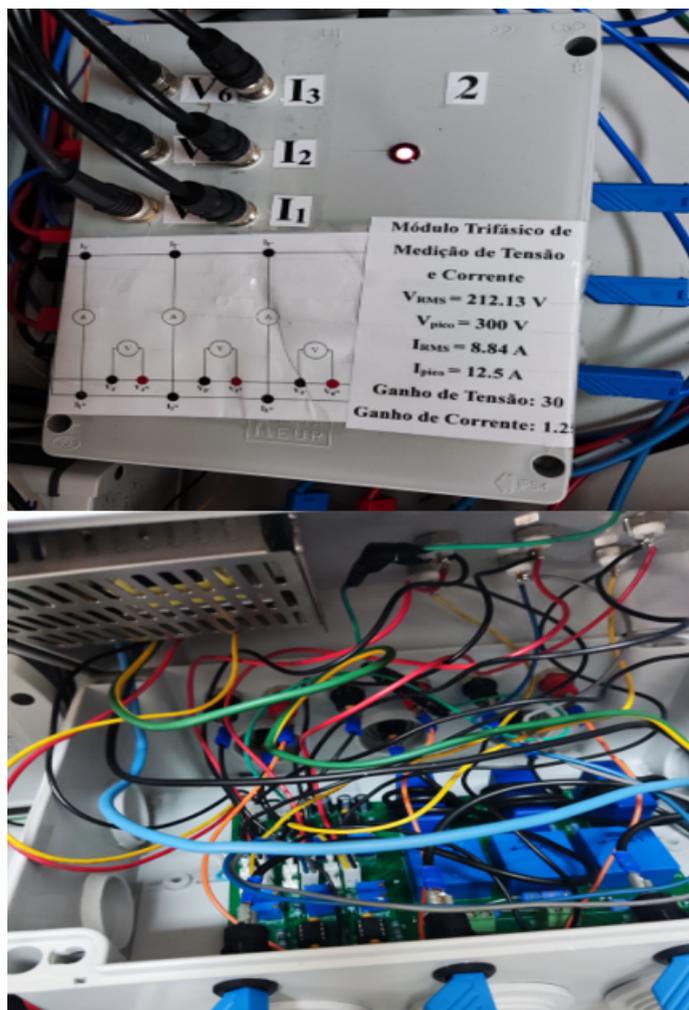


Figura A.8: Sensores de Tensão e Corrente Trifásicos.



Figura A.9: *MicroLabBox*.



Figura A.10: MMC.

# Apêndice B - Parâmetros da Experiência

```
clear all;
clc;
%Controlo
Tsc=70e-6;
%Rede
f=50;
R_r=0.1;
L_r=1e-4;
%Indutancias de Choque
L_f=10e-3;
R_f=0.2;
%Indutancia Equivalente
L_eq=L_r+L_f;
R_eq=R_r+R_f;
%MMC
C=3.3e-3;
R_b=0.4;
L_b=5e-3;
%PI
sat_I_ref=8;
kp_MMC = 0.1;
ki_MMC = 2.69;
%Barramento DC
Vdc=100;
```

# Apêndice C - Determinação das correntes de referência da rede

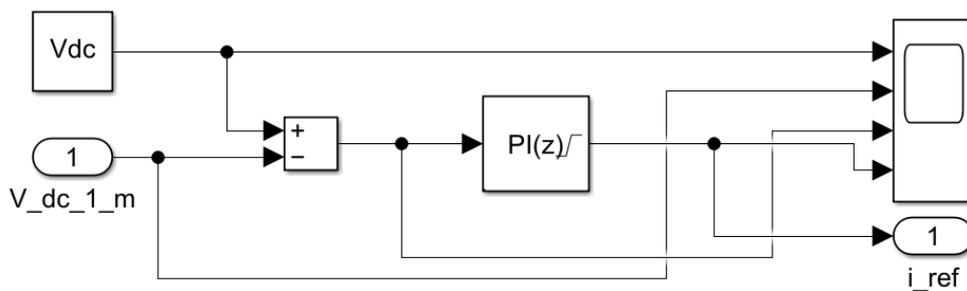


Figura C.1: Controlador PI.

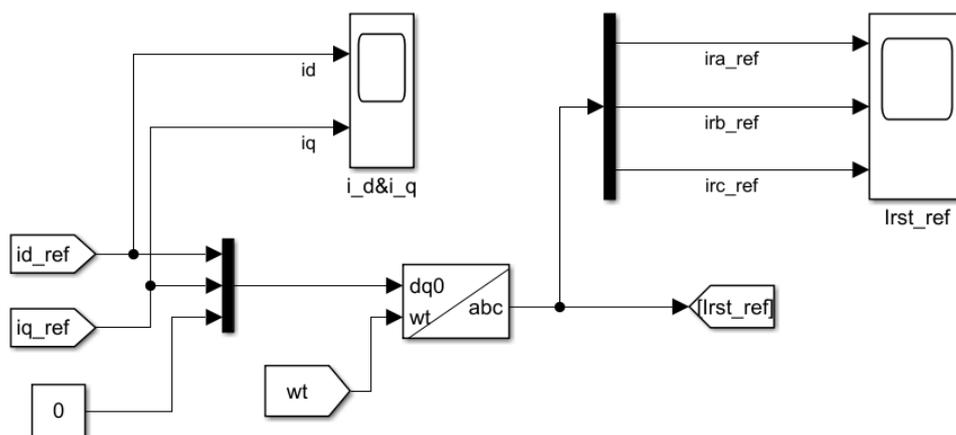


Figura C.2: Transformação de coordenadas dq para abc.

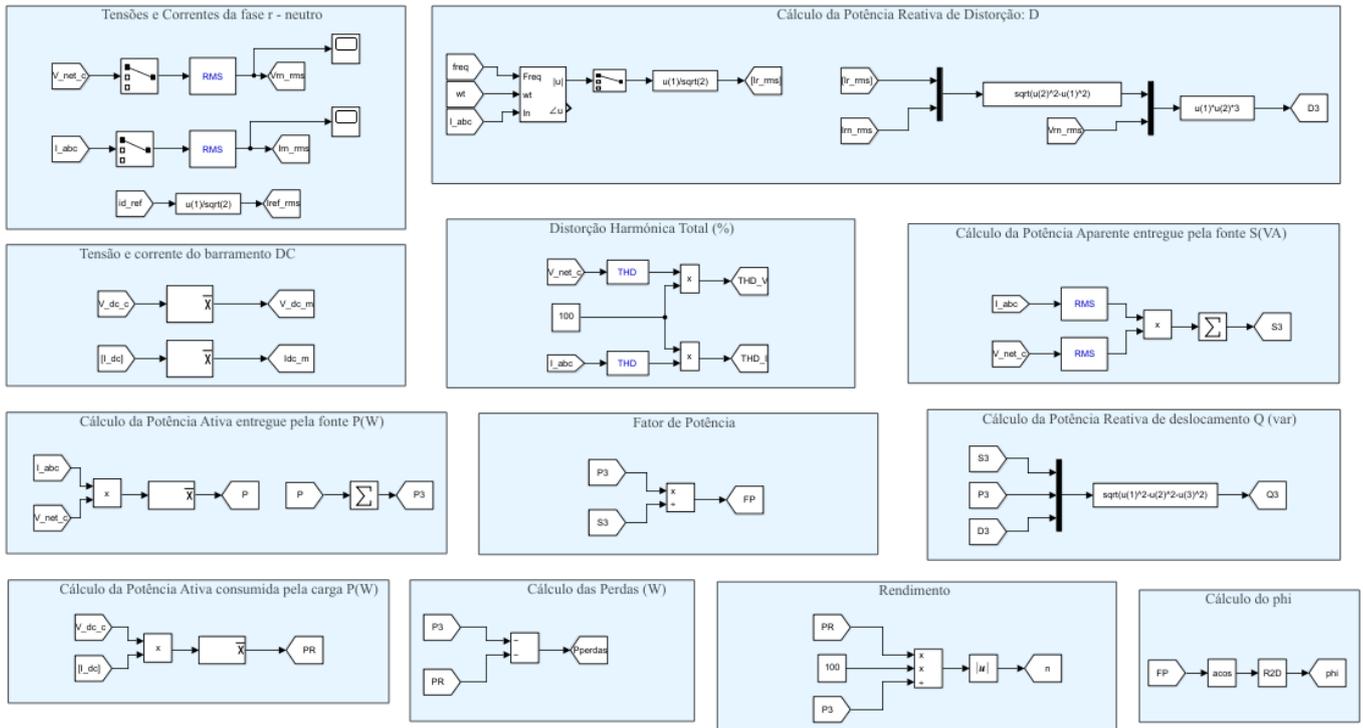


Figura C.3: Cálculos do *Simulink*.

### Função das correntes de referência da rede

```
function [id, iq, lr] = fcn(i_ref_c, v, D, re, c_i, imax, Fpu,
    Vdc, Vdc_ref)
    phi=pi;
    i_ref=i_ref_c;
    lr=-1;

    if (re==0) % utilizador quer FP=-1
        lr=-1; % led azul
        phi=pi;
    end

    if (Vdc>=0.80*Vdc_ref) & (re==1) & (i_ref_c<=imax) %
        utilizador quer reativa
        Q=sqrt((v*imax/sqrt(2))^2-(v*i_ref_c/sqrt(2))^2-(D/3)
            ^2);
        phimax=asin((Q)/(v*imax/sqrt(2)));
        i_ref=imax;
```

```

    lr=1; % led verde
    phi=pi-phimax;
end
if (re==2)
    phi=acos(FPu);
    if phi==pi % FP=-1
        lr=-1; % led azul
    else
        i_ref=(-(4*(D/3)^2 + (v*sqrt(2))^2*i_ref_c^2)/(sin(
            phi)^2 - 1))^(1/2)/(v*sqrt(2)); % calcula a
            corriente para o FP inserido
        lr=1; % led verde
    end
end

iq=i_ref*sin(c_i*phi);
id=i_ref*cos(phi);

```

# Apêndice D - Controlo dos interruptores e proteções

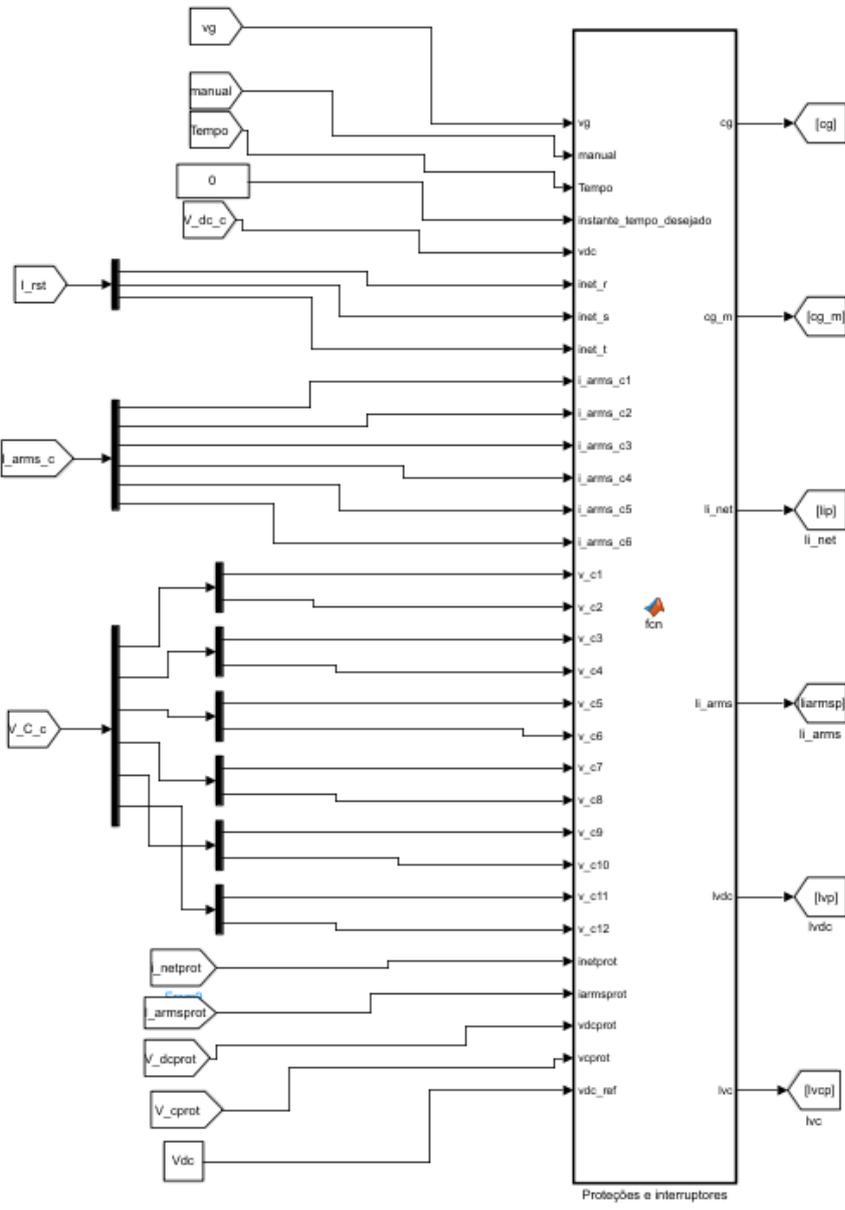


Figura D.1: Função de controlo dos interruptores e proteções.

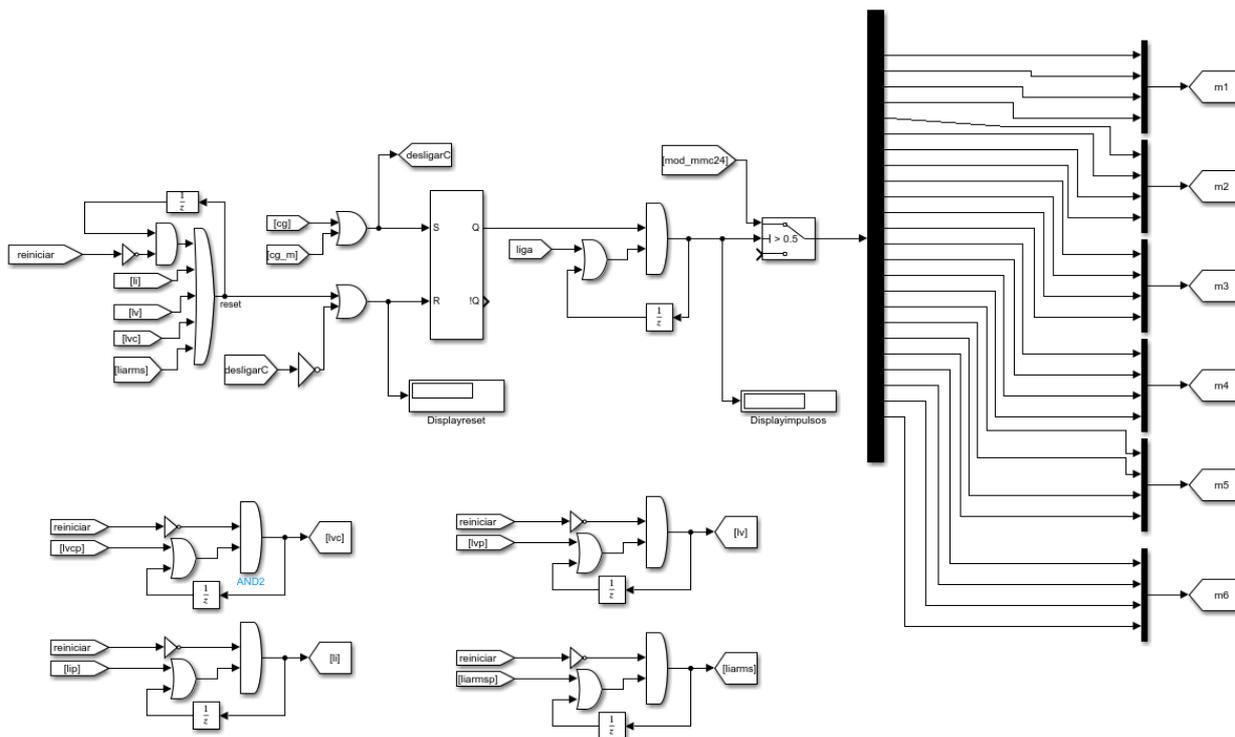


Figura D.2: Blocos de controle dos interruptores e proteções.

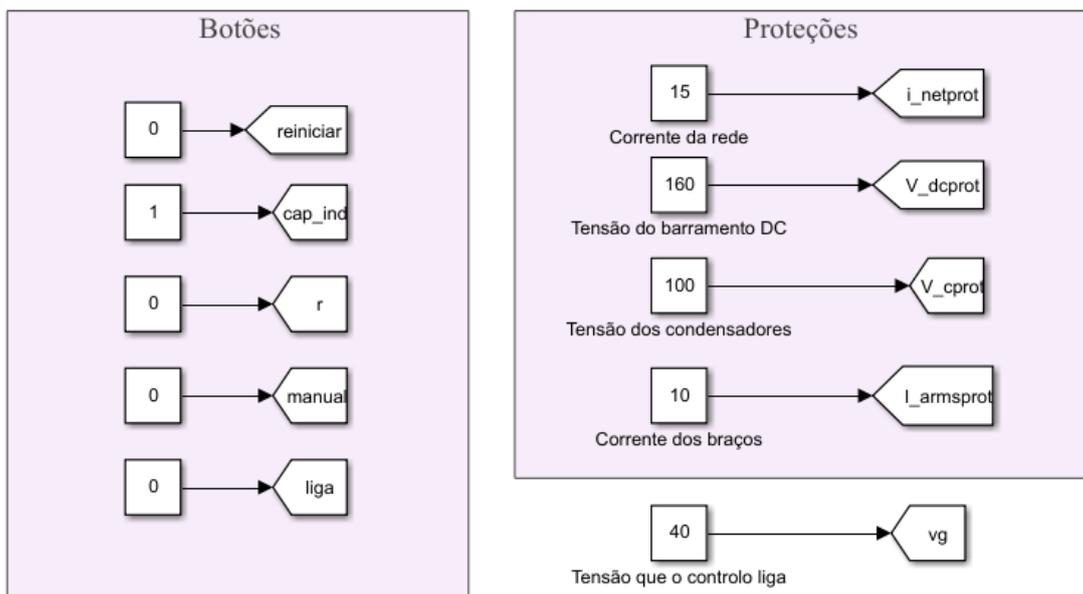


Figura D.3: Referências e variáveis de interruptores.

### Função de controle dos interruptores e proteções

```
function [cg,cg_m,li_net, li_arms, lvdc, lvc] = fcn(vg,manual,
Tempo,instante_tempo_desejado,vdc, inet_r, inet_s, inet_t,
i_arms_c1, i_arms_c2, i_arms_c3, i_arms_c4, i_arms_c5,
i_arms_c6, v_c1, v_c2, v_c3, v_c4, v_c5, v_c6, v_c7, v_c8,
v_c9, v_c10, v_c11, v_c12, inetprot, iarmsprot, vdcprot,
```

```

vcprot, vdc_ref)
if (vdc >= vg) & (manual==0)
    cg=true;
else
    cg=false;
end

if (manual==1) & ((v_c1>=vdc_ref*0.3) & (v_c2>=vdc_ref*0.3)
& (v_c3>=vdc_ref*0.3) & (v_c4>=vdc_ref*0.3) & (v_c5>=
vdc_ref*0.3) & (v_c6>=vdc_ref*0.3) & (v_c7>=vdc_ref*0.3)
& (v_c8>=vdc_ref*0.3) & (v_c9>=vdc_ref*0.3) & (v_c10>=
vdc_ref*0.3) & (v_c11>=vdc_ref*0.3) & (v_c12>=vdc_ref
*0.3))
    cg_m=true;
else
    cg_m=false;
end

if (manual==2)
    cg=false;
    cg_m=false;
end

if ((abs(inet_r) > inetprot) | (abs(inet_s) > inetprot) | (
abs(inet_t) > inetprot)) & (Tempo>=
instante_tempo_desejado)
    li_net=true;
else
    li_net=false;
end

if ((abs(i_arms_c1) > iarmsprot) | (abs(i_arms_c2) >
iarmsprot) | (abs(i_arms_c3) > iarmsprot) | (abs(

```

```
        i_arms_c4) > iarmsprot) | (abs(i_arms_c5) > iarmsprot) |
        (abs(i_arms_c6) > iarmsprot)) & (Tempo>=
        instante_tempo_desejado)
        li_arms=true;
else
        li_arms=false;
end

if (vdc > vdcprot) & (Tempo>=instante_tempo_desejado)
        lvdc=true;
else
        lvdc=false;
end

if ((abs(v_c1) > vcprot) | (abs(v_c2) > vcprot) | (abs(v_c3)
        > vcprot) | (abs(v_c4) > vcprot) | (abs(v_c5) > vcprot)
        | (abs(v_c6) > vcprot) | (abs(v_c7) > vcprot) | (abs(v_c8
        ) > vcprot) | (abs(v_c9) > vcprot) | (abs(v_c10) > vcprot
        ) | (abs(v_c11) > vcprot) | (abs(v_c12) > vcprot)) & (
        Tempo>=instante_tempo_desejado)
        lvc=true;
else
        lvc=false;
end
```