



# Inversor de Potência Trifásico e Bidirecional para Sistemas de Armazenamento de Energia a Baterias

**NUNO GUILHERME COSTA OLIVEIRA**

julho de 2024

# **Inversor de Potência Trifásico e Bidirecional para Sistemas de Armazenamento de Energia a Baterias**

**Nuno Guilherme Costa Oliveira**

**Dissertação para obtenção do Grau de Mestre em  
Engenharia Eletrotécnica – Sistemas Elétricos de Energia**

**Orientador: Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito**

**Júri:**

Presidente:

Professor Doutor Fernando Maurício Teixeira de Sousa Dias, Professor Adjunto, ISEP

Vogal:

Professor Doutor Rui Miguel Monteiro de Brito, Professor Adjunto, ISEP

Professor Doutor Alexandre Miguel Marques da Silveira, Professor Adjunto, ISEP

Página em branco

# Resumo

Este trabalho aborda os princípios gerais para o desenvolvimento de um inversor trifásico e bidirecional para sistemas com armazenamento de energia recorrendo a baterias. Destaca-se a importância dos conversores *Voltage Source Converter* (VSC) em infraestruturas elétricas modernas, assim como, na integração de fontes de energia renováveis ou na sua utilização na mobilidade elétrica.

No decorrer deste estudo explora-se o princípio de funcionamento do conversor, o uso das transformadas de Park e Clarke de forma a simplificar o controlo dos VSCs. Analisa-se igualmente técnicas de modulação, em especial, a *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) e a *Space Vector Modulation* (SVM), comparando os seus princípios de funcionamento e a sua eficácia em diferentes cenários.

Outro foco do estudo em questão é a sincronização do conversor com a rede elétrica, visto que este processo é fundamental para assegurar a coerência dos parâmetros elétricos do sistema de controlo com os da rede, utilizando-se o *Phase-Locked Loops* (PLLs) para garantir a estabilidade e resposta dinâmica dos VSCs.

São efetuadas diversas simulações para comprovação dos diferentes métodos necessários ao correto funcionamento do conversor. A implementação prática é validada com a construção de um protótipo laboratorial, incluindo testes funcionais e análise de desempenho. Conclui-se este estudo destacando a eficácia do sistema desenvolvido e sugerindo novos desafios para futuras pesquisas.

O principal objetivo deste trabalho é demonstrar a viabilidade de um sistema eficiente e robusto para a gestão bidirecional de energia entre a rede elétrica e unidades de armazenamento a baterias, assim como a possibilidade de efetuar o controlo da potência reativa, contribuindo para o avanço das tecnologias existentes para conversão de energia elétrica.

**Palavras-chave:** Inversor trifásico bidirecional, Técnicas de modulação PWM, Transformadas de Park e Clarke, Sincronismo com a rede, Controladores PI.

Página em branco

# Abstract

This work addresses the general principles for the development of a three-phase and bidirectional inverter for energy storage systems using batteries. The importance of Voltage Source Converters (VSC) in modern electrical infrastructures is highlighted, as well as in the integration of renewable energy sources or their use in electric mobility.

During this study, the operating principle of the converter is explored, the use of Park and Clarke transforms in order to simplify the control of VSCs. Modulation techniques are also analysed, in particular, Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) and Space Vector Modulation (SVM), comparing their operating principles and their effectiveness in different scenarios.

Another highlight of the study in question is the synchronization of the converter with the electrical network, as this process is essential to ensure the coherence of the electrical parameters of the control system with those of the network, using Phase-Locked Loops (PLLs) to ensure the stability and dynamic response of VSCs.

Several simulations are carried out to prove the different methods necessary for the correct functioning of the converter. Practical implementation is validated with the construction of a laboratory prototype, including functional tests and performance analysis. The study concludes by highlighting the effectiveness of the developed system and suggesting new challenges for future research.

The main objective of this work is to demonstrate the feasibility of an efficient and robust system for bidirectional energy management between the electrical grid and battery storage units, as well as the possibility of controlling reactive power, contributing to the advancement of technologies existing for electrical energy conversion.

**Keywords:** Voltage Source Converter, PWM modulation techniques, Park and Clarke transforms, Synchronization with the grid, PI controllers.

Página em branco

# Agradecimentos

Nesta fase final de um percurso intenso de 2 anos, cheio de dificuldades, mas também de grandes alegrias, é o momento certo para agradecer a todos que me ajudaram a chegar até aqui:

Aos meus professores, reconheço que fui um aluno difícil... as dúvidas eram muitas e as minhas intervenções durante as aulas ainda mais. Agradeço toda a dedicação, paciência e conhecimento compartilhado.

Ao coordenador, Professor Maurício, pela forma sempre presente e disponível para ouvir e ajudar os seus alunos. Guardo uma frase que nos disse na primeira aula e que fez pensar muitas vezes: "Se desistirmos a meio, nunca mais chegamos ao fim. O segredo é nunca desistir!"

Aos meus colegas de curso, principalmente aos que estiveram mais perto na realização dos trabalhos de grupo ou nas horas de estudo. Obrigado por todos os momentos!

Às minhas chefias, Paulo e Leonardo, pela forma como aceitaram este meu desafio. Desde sempre proporcionaram todas as condições para conseguir conciliar o trabalho e os estudos, sem nunca ser colocado qualquer obstáculo. Agradeço pela compreensão e pela flexibilidade que me foi confiada. Agradeço pelas vezes que aceitaram o meu "não". Aproveito também para agradecer à Ana, pela ginástica nas marcações dos serviços e deslocações, sempre de acordo com os meus pedidos especiais...

A todos os meus familiares: irmã, cunhados, sogros e sobrinhas, por todo o apoio, mas principalmente aos meus pais, que compreenderam a minha ausência nesta fase das suas vidas em que mais precisavam de mim.

Às 3 mulheres da minha vida: Vera, Carolina e Margarida. A vocês não sei se agradeço o extraordinário apoio principalmente nas horas mais difíceis, ou se vos peço desculpa pelas centenas de horas que não consegui estar convosco como pai e marido. Saibam que cada uma de vocês foi fonte constante de motivação e força, e sem o vosso amor e compreensão, este projeto não teria sido possível.

E por fim, a pessoa que merece todas as palavras de agradecimento. É com muito orgulho que digo que não poderia ter escolhido melhor orientador para esta tese final... Apesar de saber que não iria ter a vida facilitada ao ser meu orientador, mesmo assim disponibilizou-se a ajudar-me. Partilhou inúmeros conhecimentos, técnicas e até soluções. Disponibilizou grande parte do seu tempo livre em prol de mais um teste, uma nova funcionalidade ou uma sugestão. A sua dedicação incansável e apoio foram além do esperado. Professor Rui, o meu muito obrigado!!

O meu agradecimento a todos!!

Página em branco

# Índice

<b>1. Introdução</b> .....	<b>1</b>
1.1 Contextualização .....	1
1.2 Objetivos .....	2
1.3 Organização do Documento.....	3
<b>2. Estado da Arte</b> .....	<b>5</b>
2.1 Introdução.....	5
2.2 Conversor VSC.....	7
2.2.1 Configuração Básica.....	8
2.2.2 Modelo Equivalente VSC.....	9
2.3 Técnicas de modulação.....	15
2.3.1 Sinusoidal Pulse With Modulation.....	15
2.3.2 Space Vector Modulation.....	19
2.3.3 Modulação com injeção de harmónico ímpar de 3 <sup>a</sup> ordem .....	22
2.3.4 Índice de modulação $M$ .....	23
2.3.5 Comparativo de métodos de modulação.....	24
2.4 Transformadas Park e Clarke .....	24
2.4.1 Transformada de Clarke.....	24
2.4.2 Transformada de Park .....	25
2.5 Sincronismo com a rede .....	26
2.5.1 Sincronização com a rede PLL.....	27
2.5.2 SRF-PLL .....	28
2.6 Filtros de Rede.....	30
2.6.1 Especificação do filtro.....	31
2.6.2 Filtro LC.....	31
2.7 Conclusões.....	34
<b>3. Modelação do conversor trifásico VSC</b> .....	<b>35</b>
3.1 Controlo do conversor .....	35
3.2 Potência Ativa e Reativa .....	40
3.2.1 Potência no lado DC .....	41
3.3 Modelo completo VSC em $dq$ .....	42
3.4 Controlo de corrente .....	43
3.5 Controlador de tensão.....	45
3.6 Simulação em tempo contínuo .....	46
3.7 Conclusões.....	53
<b>4. Controlo em tempo discreto</b> .....	<b>55</b>

4.1	Controlo digital .....	55
4.2	Simulação em tempo discreto.....	58
4.2.1	SRF-PLL em tempo discreto .....	58
4.2.2	Controlo do conversor em tempo discreto .....	61
4.3	Conclusões.....	62
<b>5.</b>	<b>Protótipo Laboratorial .....</b>	<b>63</b>
5.1	Hardware .....	63
5.1.1	Microcontrolador .....	63
5.1.2	Conversor de Potência.....	64
5.1.3	Tempos de comutação.....	68
5.2	Bobina.....	70
5.3	Sensor de Corrente.....	70
5.4	Sensor de Tensão.....	73
5.5	Baterias .....	75
5.6	Transformador e Autotransformador.....	76
5.7	Equipamentos auxiliares .....	78
5.8	Testes funcionais.....	79
5.8.1	Frequência de PWM e Tempo de execução do código.....	79
5.8.2	Otimização de tempo de execução de código utilizado.....	80
5.8.3	Análise dos sinais de controlo e tensão de saída.....	81
5.9	Esquema Elétrico e Montagem do Protótipo do VSC. ....	84
5.9.1	Esquema Elétrico .....	84
5.9.2	Montagem prática .....	85
5.9.3	Visualização de dados e Controlo do conversor .....	86
5.10	Medição de tensão DC e temperatura.....	87
5.11	SRF-PLL, tensões em $\alpha\beta$ e $dq$ .....	89
5.12	Controlo do Conversor .....	91
5.13	Função arco tangente .....	93
5.14	APP PWM_SVM .....	94
5.15	Resultados.....	96
5.15.1	Ligação de baterias e Rede elétrica.....	96
5.15.2	Transferência de potência ativa da rede para as baterias .....	97
5.15.3	Transferência de potência reativa .....	98
5.15.4	Transferência de potência reativa (Potência ativa < 0).....	100
5.15.5	Alteração do ângulo de funcionamento do conversor .....	102
5.15.6	Tempo de execução do código .....	104
5.16	Conclusão.....	104
<b>6.</b>	<b>Conclusões e Desenvolvimentos futuros .....</b>	<b>107</b>
6.1	Conclusões.....	107

6.2	Trabalhos futuros.....	108
-----	------------------------	-----

Página em branco

# Índice de Figuras

Figura 1 - Aplicações do Conversor VSC .....	8
Figura 2 - Topologia VSC trifásico.....	9
Figura 3 - Ligação do Conversor VSC à rede.....	9
Figura 4 - Modelo simplificado VSC .....	10
Figura 5 – a) Funcionamento como retificador; b) Funcionamento como inversor .....	12
Figura 6 - Funcionamento como retificador, $P$ e $Q > 0$ .....	13
Figura 7 - Funcionamento como retificador, $P > 0$ $Q = 0$ .....	13
Figura 8 - Funcionamento como Inversor, $P > 0$ e $Q = 0$ .....	13
Figura 9 - Diagrama simplificativo de transferência de potências.....	14
Figura 10 - Exemplo de circuito SPWM .....	16
Figura 11 – SPWM – Comparação de ondas Sinusoidal e triangular .....	16
Figura 12 - Formas de onda SPWM $m = 0.8$ .....	17
Figura 13 - Formas de onda SPWM $m = 1,2$ .....	18
Figura 14 - Topologia do circuito elétrico de um inversor de tensão trifásico. ....	19
Figura 15 - Circuito equivalente: a) $Q_1, Q_5, Q_6 = 1$ b) $Q_4, Q_2, Q_6 = 1$ c) $Q_4, Q_5, Q_6 = 1$ .....	19
Figura 16 - Transformação de abc para referencial $\alpha\beta$ .....	20
Figura 17 - Representação espacial dos vetores de tensão .....	21
Figura 18 - Exemplo de circuito THUPWM.....	22
Figura 19 – Formação de SVM (cima) e resultado de onda SVM ou THUPWM (baixo).....	22
Figura 20 - Comparação SVM/THUPWM em relação à portadora, para uma fase .....	23
Figura 21 - Transformação de abc, $\alpha\beta$ , $dq$ .....	25
Figura 22 - Blocos de transformadas em PLECS.....	26
Figura 23 - Simulação das transformadas Park e Clarke e seus resultados .....	26
Figura 24 - Diferentes técnicas de sincronização com a rede .....	27
Figura 25 - Estrutura básica de PLL .....	28
Figura 26 - Estrutura básica de SRF-PLL .....	28
Figura 27 - Bloco SRF-PLL em PLECS.....	29
Figura 28 - Simulação SRF-PLL e transformadas Clarke e Park .....	30
Figura 29 - Circuito Unipolar com Filtro LC .....	32
Figura 30 - Gráfico FFT de componentes harmónicas do circuito .....	33
Figura 31 - Configuração do conversor VSC.....	36
Figura 32 - Modelo trifásico VSC.....	36
Figura 33 - Modelo AC de VSC em modelo $dq$ .....	40
Figura 34 - Representação do lado DC do conversor.....	42
Figura 35 - Modelo $dq$ do conversor trifásico .....	43
Figura 36 - Modelo de controlador de corrente desacoplado.....	44
Figura 37 - Controlador de tensão .....	45
Figura 38 - Controlo de modulação SPWM.....	45
Figura 39 - Simulação VSC_1.....	46
Figura 40 - Simulação VSC_2.....	47

Figura 41 - Resultado simulação circuito VSC da Figura 39 e Figura 40.....	49
Figura 42 - Índice de modelação "M" utilizado .....	50
Figura 43 - Resposta dos controladores PI das correntes $dq$ .....	51
Figura 44 - Circuito de controlo conversor sem desacoplamento .....	51
Figura 45 - Resposta dos controladores de corrente sem desacoplamento.....	52
Figura 46 - Sincronismo SRF-PLL com tensão de rede.....	52
Figura 47 - Discretização de um sinal analógico .....	56
Figura 48 - Métodos de discretização .....	56
Figura 49 - Controlador PI em tempo discreto .....	57
Figura 50 - Simulação SRF-PLL em tempo discreto .....	59
Figura 51 - SRF-PLL em tempo discreto VS Tempo contínuo .....	60
Figura 52 - Zoom de SRF-PLL em Tempo discreto VS Tempo contínuo.....	60
Figura 53 - Circuito comparativo do controlo do conversor em tempo contínuo e tempo discreto.....	61
Figura 54 - Controlo do conversor tempo discreto VS Tempo contínuo.....	62
Figura 55 - XMC4700 Relax Lite Kit .....	64
Figura 56 - X-NUCLEO-IHM08M1 .....	65
Figura 57 - Conversor de potência integrado em X-NUCLEO-IHM08M1 .....	67
Figura 58 - Verificação de tempos de <i>dead time</i> entre sinais de comando .....	69
Figura 59 - Configuração <i>dead time</i> em SVM APP .....	69
Figura 60 - Tempo entre sinais de controlo de semicondutores .....	69
Figura 61 – Bobinas utilizadas .....	70
Figura 62 - Correntes medidas na unidade de potência .....	71
Figura 63 - Circuito implementado ACS712 para aquisição de correntes.....	72
Figura 64 - Sensores de corrente ACS712 e divisor de tensão.....	72
Figura 65 - Leitura de correntes .....	73
Figura 66 - Circuito de medida e condicionamento de sinal para medidas de tensão .....	73
Figura 67 - Comprovação do funcionamento do sensor LEM LV25P.....	74
Figura 68 - Sensores de tensão LV25-P e condicionamento de sinal .....	75
Figura 69 - Baterias instaladas em série.....	75
Figura 70 - Transformadores 230/24V utilizados .....	76
Figura 71 - Autotransformador utilizado para regulação tensão AC .....	77
Figura 72 - Configuração Frequência PWM em APP PWM_SVM .....	79
Figura 73 - Código utilizado para medida de tempos de processamento de funções matemáticas .....	80
Figura 74 - Tempo de cálculo de Seno e Cosseno .....	80
Figura 75 – Tempos necessários para devolução de valores de Seno e Cosseno através de tabela trigonométrica.....	81
Figura 76 - Cálculo de Raiz Quadrada: a) Método sqrt b) Método Fast Square Root.....	81
Figura 77 - Sinais PWM gerados pelo microprocessador com filtro passa baixo.....	82
Figura 78 - Resistência de carga com filtro LC.....	83
Figura 79 - Tensões compostas: a) sem filtro b) com filtro LC.....	83
Figura 80 - Tensão simples na carga com 2 amplitudes distintas .....	83

Figura 81 - Esquema elétrico do circuito VSC - Protótipo laboratorial .....	84
Figura 82 – Montagem prática do circuito VSC.....	85
Figura 83 - Janela de visualização de variáveis e controlo do conversor.....	86
Figura 84 - a) Circuito de medição de tensão DC; b) Circuito de medição de temperatura ....	87
Figura 85 - Temperatura vs Tensão de saída .....	87
Figura 86 - Código para leitura da tensão DC e Temperatura .....	88
Figura 87 - SRF PLL - Três fases e ângulo de rede calculado .....	89
Figura 88 - Sinal de sincronização da SRF PLL com a Fase L1.....	89
Figura 89 - Visualização de Tensões em $\alpha\beta$ .....	90
Figura 90 - Visualização de Tensões em dq .....	90
Figura 91 - Visualização de Tensões em dq comparativamente com onda sinusoidal.....	91
Figura 92 - Resultado controlo do conversor em $V_d\_ref$ e $V_q\_ref$ .....	92
Figura 93 - Sistema de coordenadas Retangulares e Polares .....	93
Figura 94 - Tensão da rede e Tensão gerada pelo Conversor .....	94
Figura 95 - Ângulo SRF-PLL e ângulo utilizado para função SVM_PWM.....	95
Figura 96 - Sincronismo obtido pelo Conversor e Rede Elétrica.....	95
Figura 97 - Estado desligado do conversor .....	96
Figura 98 - Estado desligado do conversor. Corrente = 0 A.....	96
Figura 99 - Seleção de transferência de potência ativa da rede para baterias.....	97
Figura 100 - Comprovação de transferência de energia ativa para baterias.....	97
Figura 101 - Seleção de $I_q\_Ref$ Positivo para $P>0$ .....	98
Figura 102 - Avanço da corrente, face à tensão. – Conversor visto como carga capacitiva .....	98
Figura 103 - Seleção de $I_q\_Ref$ Negativo para $P>0$ .....	99
Figura 104 - Atraso da corrente, face à tensão. – Conversor visto como carga indutiva .....	99
Figura 105 - Seleção de $I_q\_Ref$ Positivo para $P<0$ .....	100
Figura 106 - Atraso da corrente, face à tensão. - Circuito capacitivo para $P<0$ .....	100
Figura 107 - Seleção de $I_q\_Ref$ negativo para $P<0$ .....	101
Figura 108 - Avanço da corrente, face à tensão. - Circuito indutivo para $P<0$ .....	101
Figura 109 - Correção do ângulo do conversor.....	102
Figura 110 - Pormenor de ajuste de ângulo do conversor.....	103
Figura 111 - Mudança de sentido de ângulo entre conversor e rede.....	103
Figura 112 - Tempo de ciclo de programa .....	104

Página em branco

# Índice de Tabelas

Tabela 1 - Relação de ângulo e Tensão $V_c$ para transferência de potências .....	12
Tabela 2 - Tabela de Estados de Comutação do Conversor .....	20
Tabela 3 - Sequência de Controlo do Circuito VSC.....	47
Tabela 4 - Tabela de verdade, controlo MOSFETs .....	65
Tabela 5 - Principais características do Driver L6398 .....	66
Tabela 6 - Principais características do STL220N6F7.....	67
Tabela 7 - Principais características do ACS712-05B.....	71
Tabela 8 - Principais características do LV 25-P .....	74
Tabela 9 - Características de baterias utilizadas .....	76
Tabela 10 - Ensaio a transformadores.....	77

Página em branco

# Acrónimos, Símbolos e Siglas

## Lista de Acrónimos e Siglas

$\alpha\beta$	<i>alpha-beta Reference Frame</i>
abc	<i>abc Reference Frame</i>
AC	<i>Alternate Current</i>
ADC	<i>Analog to Digital Converter</i>
DAC	<i>Digital to Analog Converter</i>
DC	<i>Direct Current</i>
DFTPWM	<i>Discontinuous Flat Top Pulse Width Modulation</i>
<i>dq</i>	<i>Direct-quadrature reference frame</i>
$I_d$	<i>Direct-axis current</i>
IGBT	<i>Insulated-Gate Bipolar Transistor</i>
$I_q$	<i>Quadrature-axis current</i>
LPF	<i>Low-pass filter</i>
<i>m</i>	Índice modulação m
<i>M</i>	Índice modulação M
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
P	Potência Ativa
PI	<i>Proportional-Integral controller</i>
PLL	<i>Phase Locked Loop</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
Q	Potência Reactiva
SPVM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SRF	<i>Synchronous Reference Frame</i>
STATCOM	<i>Static Synchronous Compensator</i>

<b>SVM</b>	<i>Space Vector Modulation</i>
<b>THD</b>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<b>THUPWM</b>	<i>Third Harmonic Uniform Pulse Width Modulation</i>
<b>TRIPWM</b>	<i>Triple Harmonics Injection Pulse Width Modulation</i>
<b>UPS</b>	<i>Uninterruptible Power Supply</i>

## **Lista de Símbolos**

<b>C</b>	Condensador
<b>f</b>	Frequência
<b>I</b>	Corrente
<b>K<sub>i</sub></b>	Ganho Integral
<b>K<sub>p</sub></b>	Ganho Proporcional
<b>L</b>	Indutância
<b>R</b>	Resistência
<b>T</b>	Período
<b>T<sub>i</sub></b>	Tempo Integral
<b>T<sub>s</sub></b>	Período de amostragem
<b><math>\omega</math></b>	Velocidade angular
<b><math>\theta</math></b>	Ângulo de fase
<b><math>\pi</math></b>	pi

# 1. Introdução

## 1.1 Contextualização

À medida que avançamos para um futuro energético mais sustentável e eficiente, a tecnologia de conversores *Voltage Source Converter* (VSC) assume um papel cada vez mais crítico nas infraestruturas e sistemas elétricos globais.

O foco deste estudo centra-se na análise das funcionalidades dos VSCs. Estas são essenciais para a integração de fontes de energia renováveis como solar e eólica, para a utilização em veículos elétricos e para a gestão de cargas em redes elétricas e consequente melhoria da qualidade da energia em aplicações de âmbito industrial ou residencial nos sistemas de conversão de energia. A capacidade dos VSCs efetuar o controlo da tensão, potências e corrente com precisão torna este sistema indispensável para utilizações que requerem elevado nível de confiança e eficiência.

Além disso, este estudo comprova a importância vital das transformadas de Park e Clarke na modulação e controlo dos VSCs. Estas transformações matemáticas são a base dos métodos de controlo vetorial que permitem o controlo preciso do fluxo de energia, comprovando como os conceitos teóricos se traduzem em aplicações práticas.

As técnicas de modulação, particularmente a *Sinusoidal Pulse With Modulation* (SPWM) e a *Space Vector Modulation* (SVM), também são analisadas em detalhe. A comparação entre essas estratégias ajuda a identificar a sua utilização em diferentes cenários de aplicação.

Este estudo inicial para além de apresentar o estado atual do conhecimento sobre VSCs, e suas formas de controlo, também pretende inspirar futuras investigações que continuarão a impulsionar as fronteiras da tecnologia de conversão de energia, no âmbito dos equipamentos e sistemas de eletrónica de potência.

## 1.2 Objetivos

Este tema surge como proposta de tese de mestrado, com o objetivo de aprofundar o conhecimento sobre os conversores de energia.

- Pretende-se desenvolver um inversor trifásico bidirecional que suporte uma unidade de armazenamento de energia a baterias. De forma controlada, este controlador permitirá a transferência de energia da rede elétrica para a bateria e vice-versa.

As principais tarefas ao longo do projeto são as seguintes:

- I. Compreender o funcionamento dos inversores AC/DC trifásicos reversíveis, *Voltage Sourced Converters* – VSC;
- II. Obter o modelo do VSC trifásico no referencial dq;
- III. Compreender o controlo vetorial do VSC;
- IV. Estimar o ângulo da rede, necessário para sincronização do VSC com a rede;
- V. Compreender as modulações, sinusoidal e *Space Vector Modulation*;
- VI. Simular o funcionamento do VSC com trânsitos de potência bidirecionais (AC->DC e DC ->AC), assim como, com diferentes fatores de potência;
- VII. Construção de protótipo funcional demonstrativo, suportado pelo microcontrolador ARM XMC4700. Para suporte à visualização de dados e controlo do circuito será utilizada a interface gráfica Micrium uC-Probe XMC®

## 1.3 Organização do Documento

Este documento está estruturado em seis capítulos principais, cada um abordando diferentes aspectos do desenvolvimento e análise do conversor VSC trifásico bidirecional para sistemas de armazenamento de energia a baterias.

### Capítulo 1: Introdução

Este capítulo apresenta uma visão geral do projeto, incluindo os objetivos principais, a motivação do estudo e a estrutura do documento.

### Capítulo 2: Estado de Arte

Neste capítulo, são discutidos os conceitos teóricos fundamentais e os trabalhos relacionados que formam a base do desenvolvimento do protótipo. A revisão inclui tópicos como conversores de energia, transformadas de sistema trifásico para sistemas de referencial estacionário ou referencial rotativo  $dq$ , técnicas de modulação, técnicas de sincronismo com a rede elétrica e filtragem de conteúdo harmónico gerado pelos conversores.

### Capítulo 3: Modelação do conversor

Este capítulo detalha a metodologia adotada para o controlo do conversor em função das correntes  $I_d$  e  $I_q$ . A importância dos controladores PI bem como uma simulação em tempo contínuo é implementada para efeito de teste e validação dos modelos adotados.

### Capítulo 4: Controlo em Tempo Discreto

Neste capítulo, são descritos os algoritmos de controlo em tempo discreto utilizados no protótipo. A implementação desses algoritmos é crucial para a operação eficiente e estável do conversor.

### Capítulo 5: Protótipo Laboratorial

Este capítulo foca na implementação prática do protótipo e nos testes experimentais realizados. São apresentados os esquemas elétricos, a montagem dos componentes, os resultados obtidos, a análise de desempenho e a discussão das principais conclusões, validando a eficiência do sistema.

### Capítulo 6: Conclusões e Trabalhos Futuros

O capítulo final resume as conclusões do estudo, destacando as contribuições principais e propondo sugestões para trabalhos futuros na área.

Página em branco

## 2. Estado da Arte

### 2.1 Introdução

Nos últimos anos, os conversores *Voltage Source Converters* emergiram como uma tecnologia fundamental para o desenvolvimento de uma ampla gama de novas aplicações de energia elétrica, desempenhando um papel crucial em sistemas como high-voltage direct current (HVDC) [1], no acionamento de veículos elétricos, nomeadamente comboios, metros e veículos ligeiros, na compensação de energia reativa nas redes de transporte de energia (STATCOM), na produção de energia com fonte eólica, no controlo de geradores e interligação com a rede elétrica. No estado de arte, pretende-se fornecer uma revisão exaustiva dos VSCs, evidenciando os princípios operacionais subjacentes e o controlo avançado necessário para a eficiente transferência de energia ativa e reativa [2] e controlo bidirecional de corrente alternada (AC) para corrente contínua (DC).

Este capítulo aborda duas técnicas de modulação mais utilizadas para o controlo de VSCs. É analisado o funcionamento da técnica de Sinusoidal Pulse With Modulation (SPWM) e Space Vector Modulation (SVM). A SPWM é bastante conhecida devido à sua simples implementação, no entanto, e apesar de uma maior necessidade de recursos computacionais, que atualmente não são significativos, devido aos rápidos processadores disponíveis no mercado, a SVM, apresenta mais vantagens em relação à SPWM, pois permite uma zona de operação extra de funcionamento linear [1]. A escolha da utilização entre SPWM e SVM é crucial, pois poderá ter impacto direto no desempenho do sistema [3], assim como diferentes níveis de conteúdo harmónico injetado na rede e consequente necessidade de dimensionamento de filtros [2].

A importância das transformadas de Clarke e Park na modelação de sinais de VSCs torna-se cada vez mais evidente à medida que a procura por sistemas de energia mais eficientes e confiáveis aumenta. A capacidade de converter coordenadas tridimensionais estacionárias em

coordenadas rotativas de duas dimensões permite uma análise mais fácil e um controlo mais eficaz do conversor [4].

A implementação eficaz de Phase-Locked Loops (PLL) garante não apenas a sincronização e estabilidade dos sistemas elétricos, mas também contribui para a resposta dinâmica dos VSCs. O controlo preciso da fase e frequência é um pré-requisito para a qualidade do fornecimento de energia, influenciando diretamente a capacidade do sistema para lidar com variações de carga e manter a estabilidade operacional.

Outro aspeto crucial abordado neste estudo é a importância dos filtros de rede na mitigação de distorções harmónicas e no seu contributo para melhoria da qualidade da energia fornecida pelos VSCs. Com a crescente diversidade de cargas não-lineares nos sistemas elétricos, a presença de harmónicos indesejados torna-se uma preocupação significativa em qualquer instalação.

Espera-se assim, consolidar de forma abrangente, os métodos necessários para o entendimento mais aprofundado e eficaz dos princípios, para controlo do conversor proposto.

## 2.2 Voltage Source Converter

Um *Voltage Source Converter* (VSC) é um conversor eletrónico bidirecional que pode converter energia eléctrica de Corrente Contínua (DC) para Corrente Alternada (AC) e vice-versa. Este tipo de conversor é conhecido pela sua capacidade de retificação e inversão. O princípio de funcionamento do VSC consiste na comutação dos semicondutores com capacidade de entrar e sair de condução de forma controlada e de alta frequência de comutação (*hard-switching*) como por exemplo *insulated-gate bipolar transistor* (IGBT) ou *metal oxide semiconductor field-effect transistor* (MOSFET), onde o controlo em alta frequência é usado para amplificar um sinal modulante de baixa frequência da rede. O controlo utilizado para funcionamento do VSC permite definir o trânsito de potência ativa ( $P$ ) que flui através do conversor do lado AC para o lado DC e vice-versa, através do controlo da corrente directa ( $I_d$ ), e a potência reactiva ( $Q$ ) que é trocada entre a fonte AC (exemplo, rede eléctrica) e o lado AC do conversor VSC. A potência reactiva é gerida pelo comando da corrente quadratura ( $I_q$ ) e pode ser definida como indutiva, capacitiva ou nula, isto é, o conversor é visto como resistivo ( $\cos \varphi = 1$ ) independente do valor e sentido da potência activa ( $P$ ).

De forma resumida apresenta-se como benefícios da utilização VSC[3]:

- Permite o controlo independente de potência activa e reactiva, proporcionando maior flexibilidade e controlo nos sistemas de potência.
- Trânsito de potências bidireccionais.
- Possibilidade de funcionamento independente da rede (sistema autónomo).
- Baixa quantidade de harmónicos injetados na rede, devido à capacidade do VSC gerar uma corrente praticamente sinusoidal.

Uma representação de algumas aplicações do conversor VSC, pode ser verificada na Figura 1.

No entanto, devido às altas frequências de comutação, deverão ser consideradas as perdas de comutação [4]. Apesar desta situação, o uso de conversores VSC, está a ter uma enorme expansão, nomeadamente no que concerne ao transporte de energia renovável, particularmente solar e eólica [5], por intermédio de tensão contínua em alta tensão (HVDC).

Este tipo de conversor é cada vez mais utilizado em aplicações de mobilidade eléctrica, na indústria, em acionamentos de motores onde seja necessária a regeneração de energia para máquinas com bastante inércia, ou na transmissão e distribuição de energia eléctrica [6] em redes HVDC.

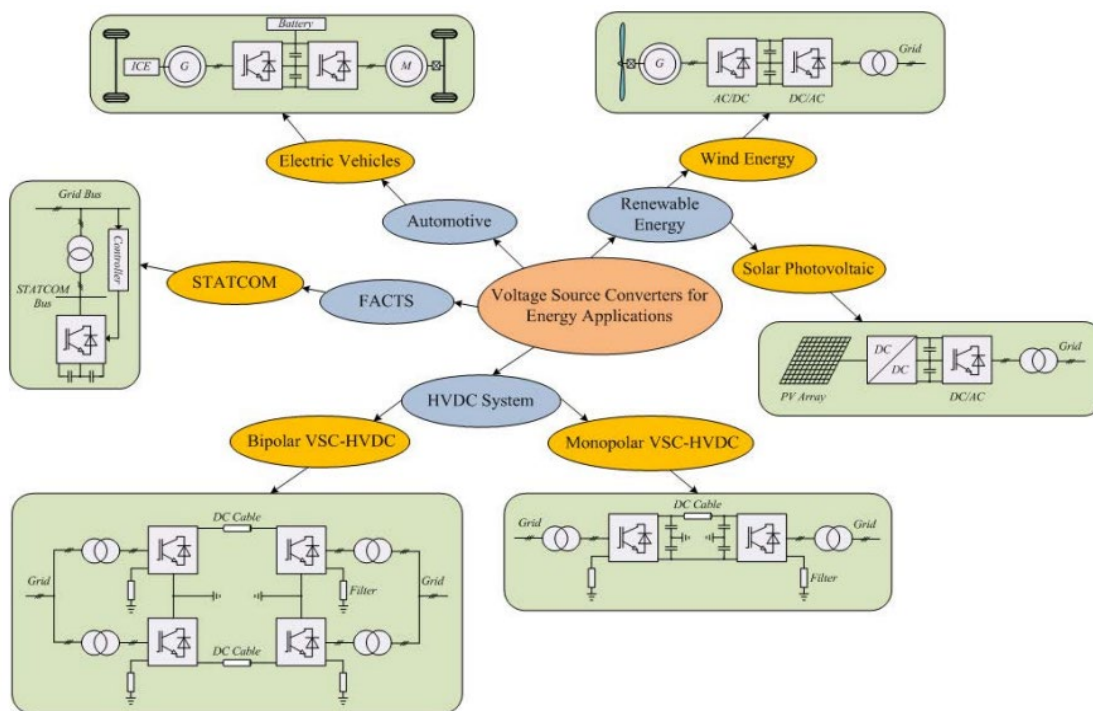


Figura 1 - Aplicações do Conversor VSC [6]

### 2.2.1 Configuração Básica

A configuração típica de um conversor VSC trifásico é ilustrada na Figura 2.

Este tipo de conversor possibilita o funcionamento como inversor ou como retificador ativo, permitindo o trânsito de potência ativa em ambas as direções.

Do lado da rede AC, pode ser considerado ideal no sentido de que é capaz de fornecer ou absorver uma potência infinita. O lado da carga DC pode ser uma bateria, um motor de corrente contínua (DC motor), uma resistência, um condensador, entre outros [1].

A bidirecionalidade do conversor, permite assim a transferência de energia nos dois sentidos. O conversor, em modo de retificador, a transferência de energia ocorre do lado AC para o lado DC e, em modo inversor a energia é transferida do lado DC para o lado AC. Os níveis de tensão, bem como, a direção do sentido da potência ativa e reativa, será efetuado através do controlo adequado do conversor.

A bobina instalada do lado AC é um dos componentes fundamentais nesta configuração, uma vez que permite a redução de conteúdo harmónico de alta frequência, devido ao seu efeito de filtro passa-baixo, limitando as correntes de curto-circuito. Constitui igual preponderância o facto de atuar como dispositivos de armazenamento de energia necessário para o funcionamento do conversor como retificador ativo [7].

Esta configuração necessita também da instalação de diodos em antiparalelo com os interruptores IGBT de forma a garantir o funcionamento adequado do conversor.

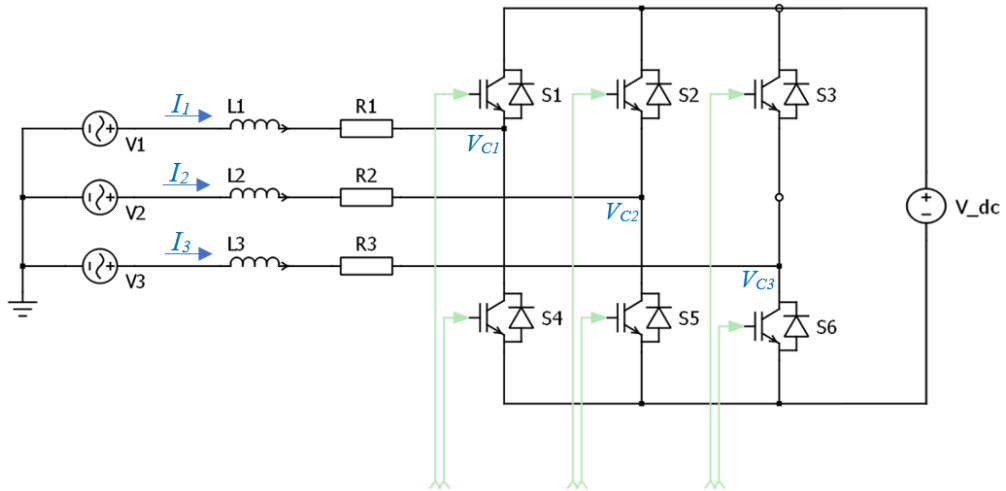


Figura 2 - Topologia VSC trifásico

### 2.2.2 Modelo Equivalente VSC

A configuração trifásica do conversor VSC, pode ser analisada através do teorema da sobreposição [8]. Esta análise só poderá ser efetuada considerando que o sistema trifásico é equilibrado e sem componente harmónica. A partir desta análise é possível verificar o comportamento do circuito e correspondente ângulo e tensões envolvidas para troca de energia. Apesar de representado na Figura 3, o valor de  $R$  deve ser o mais baixo possível, representando apenas a resistência existente entre as ligações dos diversos componentes envolvidos, assim como, a resistência interna da própria bobina que não é ideal.

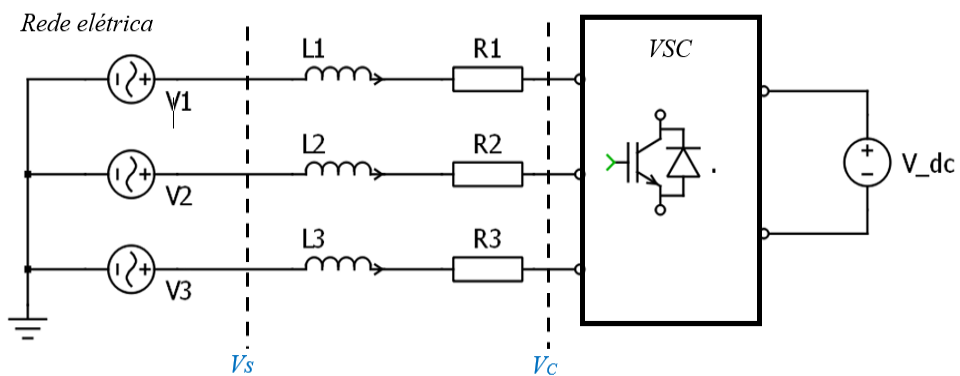


Figura 3 - Ligação do Conversor VSC à rede

Desta forma a simplificação do circuito a uma fase para análise está representado na Figura 4, sendo a fonte  $V_s$  a tensão proveniente da rede elétrica, e  $V_c$  a tensão do lado AC do conversor.

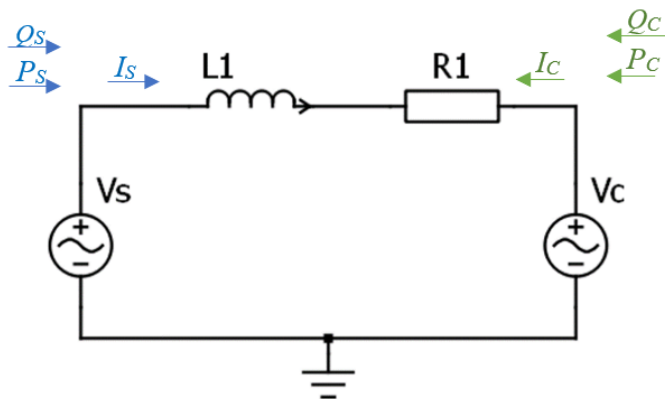


Figura 4 - Modelo simplificado VSC

Neste modelo, a componente sinusoidal é expressa no domínio fasorial. Isso significa que as tensões fase-neutro, correntes, impedâncias e potências são representadas usando números complexos, tendo a tensão da rede como referência de fase.

É considerado para efeito de dedução o sentido positivo como sendo o sentido de transferência de  $V_s$  para  $V_c$ . Com as equações seguintes, pretende-se compreender o comportamento do conversor mediante a energia ativa ou reativa a transferir [9].

No domínio do tempo:

$$V_s(t) = \sqrt{2} \cdot V_{S_{rms}} \cdot \sin(\omega t), \quad \text{onde } (\omega t) = \theta_1 \quad (2.1)$$

$$V_c(t) = \sqrt{2} \cdot V_{C_{rms}} \cdot \sin(\omega t + \delta), \quad \text{onde } (\omega t + \delta) = \theta_2 \quad (2.2)$$

$$\delta = \theta_2 - \theta_1 \quad (2.3)$$

No domínio da frequência, as tensões e correntes sinusoidais são representadas como números complexos, o que facilita a análise dos circuitos AC.

$$\bar{V}_s = |V_s| \cdot e^{j\theta_1}, \quad \bar{V}_c = |V_c| \cdot e^{j\theta_2} \quad (2.4)$$

$$\text{onde,} \quad |V_s| = V_{S_{rms}} = V_s \quad \text{e} \quad |V_c| = V_{C_{rms}} = V_c \quad (2.5)$$

Do ponto de vista de  $V_S$  :

$$\bar{S}_S = P_S + jQ_S = \bar{V}_S \cdot \bar{I}_S^* \quad (2.6)$$

$$\bar{I}_S^* = \frac{\bar{V}_S^* - \bar{V}_C^*}{\bar{Z}^*} \quad (2.7)$$

Foram efetuadas algumas deduções de acordo com [9];

Potência vista de  $V_S$  :

$$\bar{S}_S = P_S + jQ_S = \frac{RV_S^2 - RV_S V_C \cos \delta - XV_S V_C \sin \delta}{R^2 + X^2} + j \frac{XV_S^2 - XV_S V_C \cos \delta + RV_S V_C \sin \delta}{R^2 + X^2} \quad (2.8)$$

Potência vista de  $V_C$  :

$$\bar{S}_C = P_C + jQ_C = \frac{RV_C^2 - RV_S V_C \cos \delta + XV_S V_C \sin \delta}{R^2 + X^2} + j \frac{XV_C^2 - XV_S V_C \cos \delta - RV_S V_C \sin \delta}{R^2 + X^2} \quad (2.9)$$

Desprezando a resistência, as equações poderão ser simplificadas da seguinte forma:

$$\bar{S}_S = P_S + jQ_S = \frac{-V_S V_C \sin \delta}{X} + j \frac{V_S^2 - V_S V_C \cos \delta}{X} \quad (2.10)$$

$$\bar{S}_C = P_C + jQ_C = \frac{V_S V_C \sin \delta}{X} + j \frac{V_C^2 - V_S V_C \cos \delta}{X} \quad (2.11)$$

Considerando a tensão  $V_S$  constante, é possível concluir que é o ângulo  $\delta$  e a tensão  $V_C$  que definem o fluxo de potências entre a rede e o lado AC do conversor. As duas variáveis estão interligadas, e mudanças em apenas uma variável, pode afetar ambos os fluxos de potência no sistema.

Se  $\delta < 0$ ,  $P_S > 0$  , então existe transferência de potência ativa de AC para DC.

Se  $\delta > 0$ ,  $P_S < 0$  , então existe transferência de potência ativa de DC para AC.

Se  $V_S > V_C \cos \delta$  , então  $Q_S > 0$ , o conversor é considerado como carga indutiva pela rede.

Se  $V_S < V_C \cos \delta$  , então  $Q_S < 0$ , o conversor é considerado como capacitiva visto pela rede.

Como forma a obter os valores de  $\delta$  e  $V_c$  ( $V_s$  é imposto pela rede), a equação geral é resumida por:

$$\begin{cases} \delta = \tan^{-1} \frac{P_s}{Q_s - \frac{V_s^2}{X}} \\ V_c = - \frac{P_s \cdot X}{V_s \cdot \sin \delta} \end{cases} \quad (2.12)$$

A Tabela 1, mostra os valores de  $\delta$  e  $V_c$ , para os cenários descritos considerando-se a tensão eficaz da fonte  $V_s = 230 \text{ V}$ , Frequência 50 Hz e  $L = 1 \text{ mH}$ :

Tabela 1 - Relação de ângulo e Tensão  $V_c$  para transferência de potências

		Potência Ativa (Rede) - $P_s$			
		5 kW	- 5 kW	2 kW	- 2 kW
Potência Reativa - $Q_s$	2 kVAr	$\delta = - 1,721^\circ$	$\delta = 1,721^\circ$	$\delta = - 0,689^\circ$	$\delta = 0,689^\circ$
		$V_c = 227,4 \text{ v}$	$V_c = 227,4 \text{ v}$	$V_c = 227,3 \text{ v}$	$V_c = 227,3 \text{ v}$
	0	$\delta = - 1,701^\circ$	$\delta = 1,701^\circ$	$\delta = - 0,680^\circ$	$\delta = 0,680^\circ$
		$V_c = 230,1 \text{ v}$	$V_c = 230,1 \text{ v}$	$V_c = 230,1 \text{ v}$	$V_c = 230,1 \text{ v}$
	- 2 kVAr	$\delta = - 1,681^\circ$	$\delta = 1,681^\circ$	$\delta = - 0,673^\circ$	$\delta = 0,673^\circ$
		$V_c = 232,8 \text{ v}$	$V_c = 232,8 \text{ v}$	$V_c = 232,7 \text{ v}$	$V_c = 232,7 \text{ v}$

O funcionamento do conversor é assim conseguido como retificador (AC  $\rightarrow$  DC), atrasando o ângulo de fase da tensão do conversor face ao ângulo da tensão do circuito AC (Rede) - Figura 5 a), e conseqüentemente o funcionamento do conversor como inversor (DC  $\rightarrow$  AC) é conseguido com o avanço da tensão do conversor, face à tensão do lado da rede - Figura 5 b).

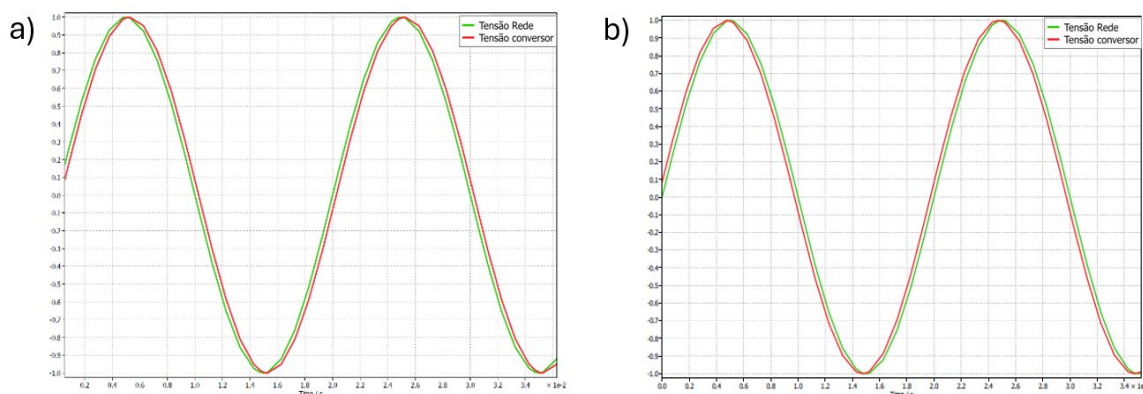


Figura 5 – a) Funcionamento como retificador; b) Funcionamento como inversor

O diagrama fasorial, da Figura 6, representa o modo de funcionamento como retificador com transferência de potência ativa do lado AC para DC e potência reativa da rede para o lado AC do conversor. A Figura 7 representa o funcionamento como retificador, mas com potência reativa nula, (sem transferência de energia reativa), uma vez que o sentido de  $I_S$  é o mesmo da tensão  $V_S$ , enquanto que na Figura 8 está representado o modo de funcionamento inversor onde a componente real da corrente está em oposição de fase com a tensão da rede. Neste modo de funcionamento é o lado DC que transfere potência ativa para o lado AC, sem transferência de potência reativa [1] [10].

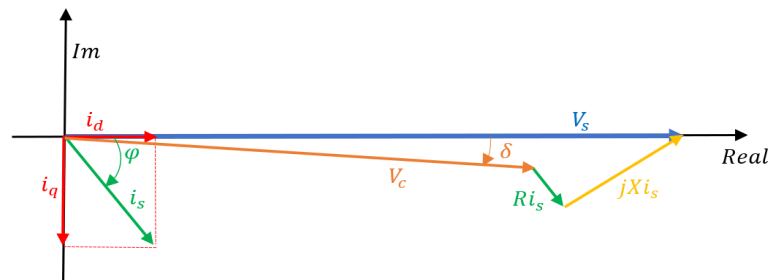


Figura 6 - Funcionamento como retificador,  $P > 0$  e  $Q > 0$

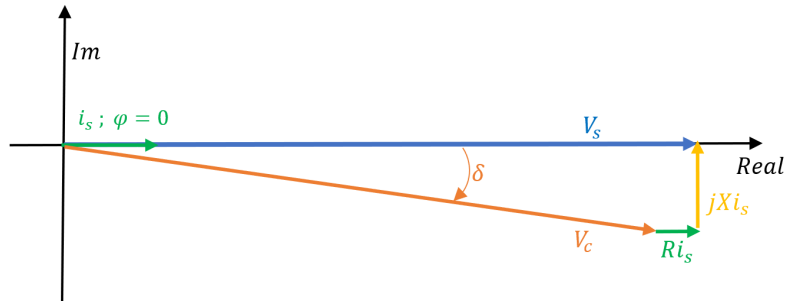


Figura 7 - Funcionamento como retificador,  $P > 0$  e  $Q = 0$

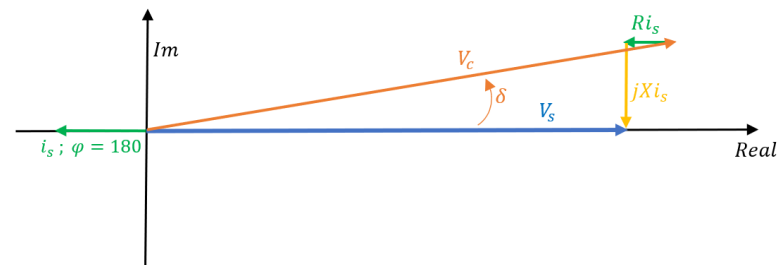


Figura 8 - Funcionamento como Inversor,  $P > 0$  e  $Q = 0$

Resumindo, a Figura 9, ilustra, para melhor compreensão, como é efetuada a transferência da potência ativa e reativa por intermédio da orientação do vetor de corrente  $i_s$  em relação a  $V_s$ , que por sua vez define o valor de  $\delta$  e  $V_C$ .

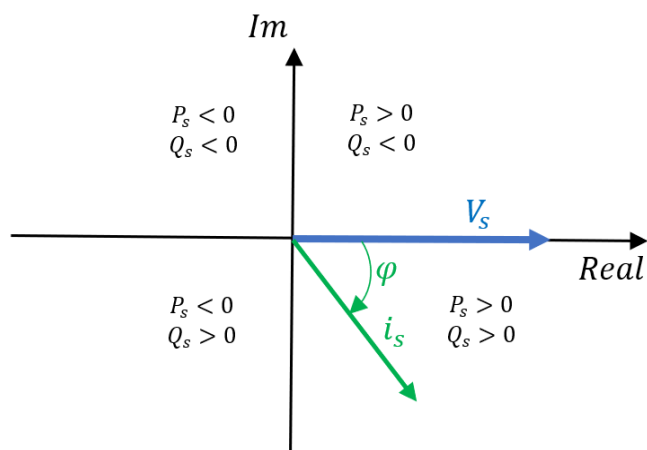


Figura 9 - Diagrama simplificado de transferência de potências

A relação das potências  $P$  e  $Q$  é dada pelas seguintes equações:

$$\bar{S}_S = P_S + jQ_S = \bar{V}_S \bar{I}_S^* \quad (2.13)$$

$$\bar{I}_S^* = I_S \cos \varphi - jI_S \sin \varphi \quad (2.14)$$

Onde:

$$\begin{cases} P_S = V_S I_S \cos \varphi \\ Q_S = -V_S I_S \sin \varphi \end{cases} \quad (2.15)$$

Conclui-se que a potência ativa  $P$  e potência reativa  $Q$  do conversor, podem assumir valores dependendo apenas do ângulo  $\varphi$ , que influencia também o valor de  $V_C$ , tornando assim ambas as potências interligadas e dependentes apenas de um fator.

No capítulo 3 deste documento, são abordadas as expressões que tornam as potências independentes por meio do controle das correntes direta  $I_d$  e quadratura  $I_q$  no sistema  $dq$  de um sistema trifásico.

## 2.3 Técnicas de modulação

Uma parte crucial do desempenho dos conversores VSC, é a forma como são comandados os semicondutores de potência. Este funcionamento será da responsabilidade das técnicas de modulação utilizadas para controlo do conversor. Como verificado em (2.15), o controlo da potência ativa e reativa, consiste na variação de duas variáveis fundamentais:

- Amplitude da tensão do lado do conversor;
- Diferença de ângulo de rede e ângulo do conversor;

O controlador PWM é assim responsável pelo controlo do sistema. As técnicas de modulação mais utilizadas são:

- *Sinusoidal Pulse With Modulation (SPWM)*
- *Space Vector Modulation (SVM)*
- Modulação com injeção de harmónico ímpar de 3º ordem - THIPWM

Outras técnicas também populares nos sistemas de controlo poderão ser utilizadas para o controlo como é o caso de:

- Modulação descontínua com topo liso - DFTPWM
- Modulação sinusoidal com injeção de harmónicos ímpares de 3ª ordem – TRIPWM

### 2.3.1 Sinusoidal Pulse With Modulation

A técnica SPWM é de simples implementação, uma vez que consiste na comparação de uma onda portadora de frequência e amplitude fixa, normalmente de amplitude unitária com uma onda sinusoidal de frequência e amplitude variável. O resultado da comparação determina o *duty-cycle* do funcionamento do conversor e conseqüentemente define o valor da tensão média da conversão. Apesar do lado AC em PWM, o seu valor médio faz com que a tensão de saída seja o mais próximo de uma onda sinusoidal.

O princípio de funcionamento do SPWM inclui as seguintes características:

- A frequência da onda sinusoidal moduladora irá definir a frequência de saída.
- O valor da amplitude da onda sinusoidal irá influenciar diretamente a tensão de saída.
- A frequência da onda triangular define a frequência de saída do PWM, que deverá ser grande o suficiente comparativamente com a onda moduladora.

Na Figura 10, apresenta-se o circuito típico para este tipo de controlo.

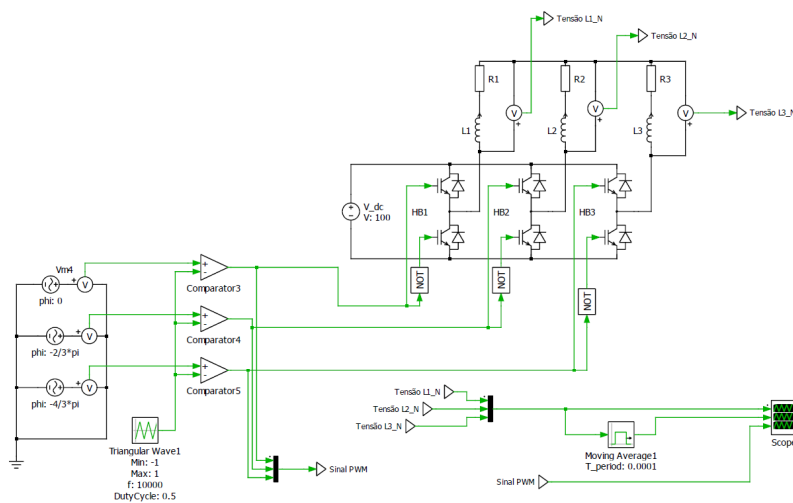


Figura 10 - Exemplo de circuito SPWM

Nas técnicas de modulação, o resultado do circuito de comparação é um sinal PWM com duty-cycle variável dentro de cada ciclo, mas que se repete periodicamente ao longo do tempo.

A frequência da onda moduladora é tipicamente a frequência da rede, no entanto pode tomar outros valores de acordo com a frequência de saída necessária, para aplicações como variadores de velocidade. As frequências da onda portadora normalmente variam na gama dos quilohertz. As frequências mais altas resultam numa saída com melhor resolução e menor distorção harmónica, mas tem como desvantagem o aumento das perdas de comutação dos semicondutores.

A razão entre a amplitude das duas ondas, é chamado índice de modulação da amplitude ( $m$ ). A amplitude da tensão de saída é proporcional a  $m$ . A razão de modulação  $m$  é assim definido por:

$$m = \frac{\text{Amplitude de Onda Moduladora}}{\text{Amplitude de onda Portadora}} = \frac{V_{\text{Pico Moduladora}}}{V_{\text{Pico Portadora}}} \quad (2.16)$$

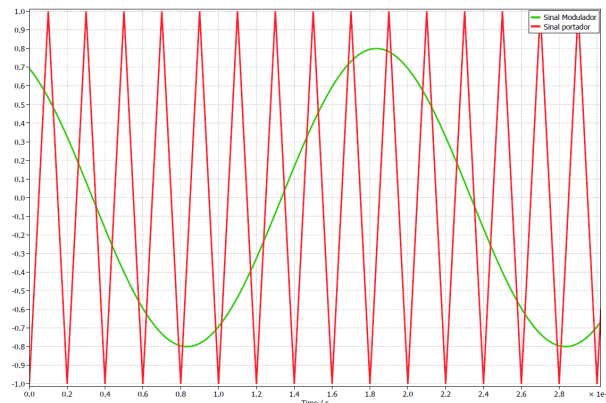


Figura 11 – SPWM – Comparação de ondas Sinusoidal e triangular

Assim, o valor de tensão aplicada no circuito (fase e neutro) é dado por:

$$V_{an} = m * \frac{V_{DC}}{2} \quad (2.17)$$

No caso da Figura 11, para um valor  $V_{DC} = 100V$  e com  $m = 0,8$ , a tensão aplicada à carga será de 40 V (valor de pico), como é possível verificar na Figura 12.

A figura representa as tensões aplicadas a uma carga (Fase-Neutro) nas 3 fases em sinal de tensão PWM, uma vez que a tensão de saída aplicada à carga é o resultado de um processo de modulação por largura de pulso. Às mesmas tensões é aplicado um filtro de média, (filtro passa-baixo) de forma a eliminar a frequência portadora de 10 kHz, resultando em uma onda sinusoidal, e por último pode ser analisado o respetivo resultado do sinal PWM para controlo dos semicondutores, proveniente da comparação entre a onda portadora e moduladora.

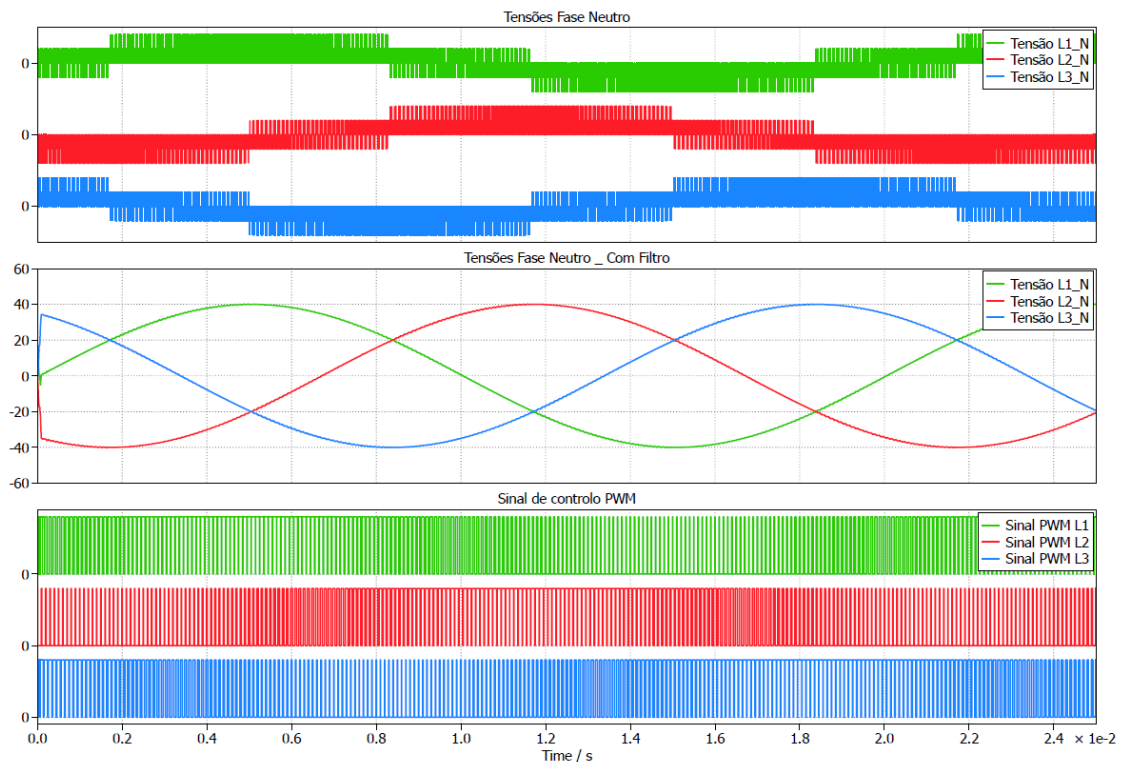


Figura 12 - Formas de onda SPWM  $m = 0.8$

O índice de modulação para esta técnica de modulação, poderá variar de 0 a 1, pelo que a tensão máxima disponibilizada será metade de  $V_{DC}$ . Acima deste valor o conversor entra em sobremodulação ou “*overmodulation*”, trazendo algumas implicações, tais como [10]:

- Distorção da forma de onda de saída como se pode verificar na Figura 13;
- Aparecimento de harmónicos de baixa frequência (3º; 5º; 7º; ...)

Uma vez que poderá não existir qualquer vantagem em ter  $m > 1$ , o controlo deverá inibir o funcionamento nesta zona de funcionamento.

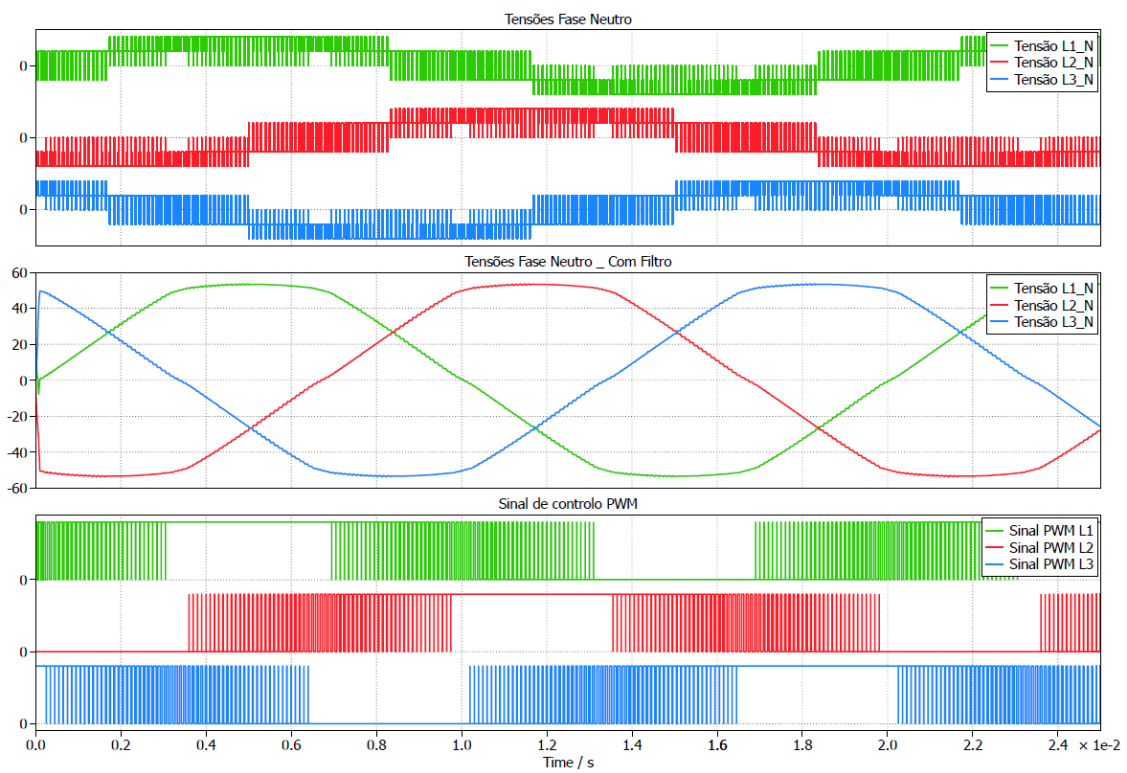


Figura 13 - Formas de onda SPWM  $m=1,2$

### 2.3.2 Space Vector Modulation

A técnica *Space Vector Modulation* (SVM), é uma técnica de modulação para inversores de tensão trifásicos. Esta técnica de modulação é bastante utilizada em conversores para várias aplicações, tem como principal característica a redução do número de comutações dos semicondutores e, portanto, menos perdas de comutação. Destaca-se por permitir uma faixa de funcionamento linear de aproximadamente 15% superior comparativamente com a SPWM [1].

A técnica SVM consiste em determinar as combinações possíveis para comutação dos semicondutores de potência do inversor como o da Figura 14, de acordo com um valor de referência (vetor calculado), ligando ou desligando os respectivos semicondutores em cada período da onda de tensão.

O objetivo da SVM é produzir uma tensão de saída trifásica sinusoidal com a amplitude e frequência desejada de acordo com a velocidade do vetor de referência.

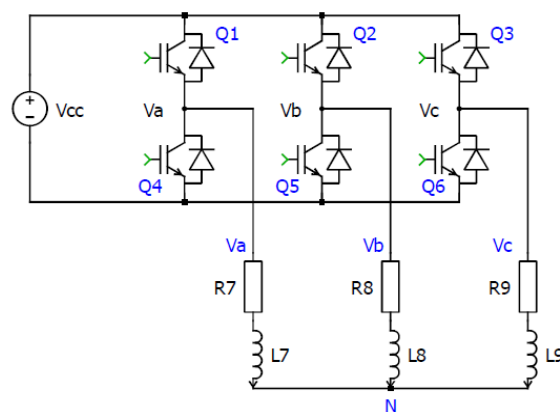


Figura 14 - Topologia do circuito elétrico de um inversor de tensão trifásico.

Esta topologia permite obter oito combinações diferentes de estados de acordo com a Tabela 2. Os Interruptores de cada ramo não podem ser ligados em simultâneo, uma vez que causaria um curto-circuito na fonte DC.

O circuito equivalente que originam as tensões  $V_a$ ,  $V_b$ , e  $V_c$  para diferentes cenários é ilustrado na Figura 15.

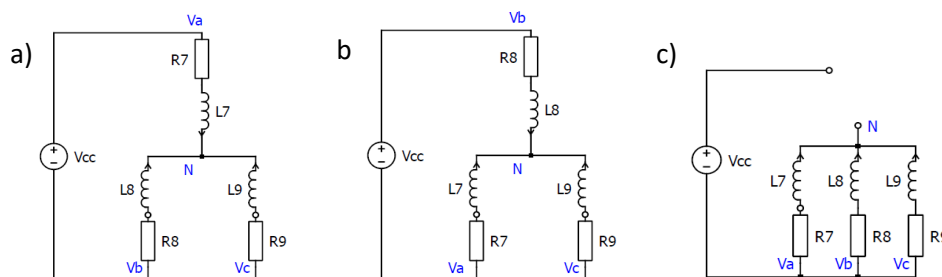


Figura 15 - Circuito equivalente: a)  $Q_1, Q_5, Q_6 = 1$  b)  $Q_4, Q_2, Q_6 = 1$  c)  $Q_4, Q_5, Q_6 = 1$

Para a situação particular da Figura 15 a) :  $V_a = \frac{2}{3} V_{DC}$  e  $V_b = V_c = -\frac{1}{3} V_{DC}$  ; b)  $V_b = \frac{2}{3} V_{DC}$  e  $V_a = V_c = -\frac{1}{3} V_{DC}$  ; c)  $V_a = V_b = V_c = 0 V$ .

Tabela 2 - Tabela de Estados de Comutação do Conversor

Estado	Semicondutores ativos	$V_a$	$V_b$	$V_c$	Space Vector Voltage
0	Q4 Q5 Q6	0	0	0	$\vec{V}0 (000)$
1	Q1 Q5 Q6	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\vec{V}1 (100)$
2	Q1 Q2 Q6	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\vec{V}2 (110)$
3	Q4 Q2 Q6	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\vec{V}3 (010)$
4	Q4 Q2 Q3	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\vec{V}4 (011)$
5	Q4 Q5 Q3	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{1}{3} V_{DC}$	$\frac{2}{3} V_{DC}$	$\vec{V}5 (001)$
6	Q1 Q5 Q3	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$-\frac{2}{3} V_{DC}$	$\frac{1}{3} V_{DC}$	$\vec{V}6 (101)$
7	Q1 Q2 Q3	0	0	0	$\vec{V}7 (111)$

Verifica-se a existência de 6 estados ativos (1 a 6) e 2 nulos (0 e 7).

A análise do sistema trifásico pode ser simplificado por meio da transformação matemática de Clarke, que converte um sistema trifásico de tensões ou correntes, num referencial de duas componentes,  $\alpha, \beta$  como exemplificado na Figura 16.

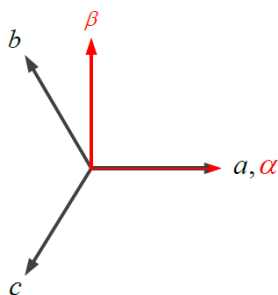


Figura 16 - Transformação de abc para referencial  $\alpha\beta$

Os sete vetores podem ser representados num plano de duas dimensões, no qual os vetores ativos formam um hexágono e os vetores nulos estão representados no seu centro. A representação do espaço vetorial encontra-se ilustrada na Figura 17, sendo dividida em 6 setores divididos por  $60^\circ$  cada.

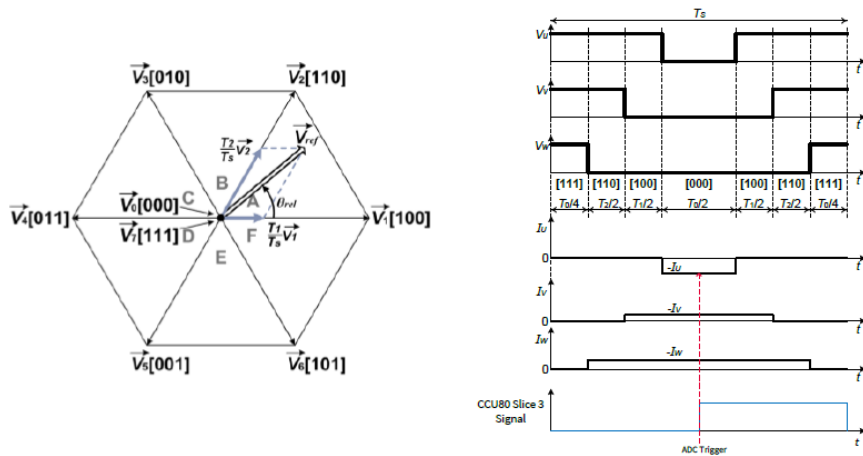


Figura 17 - Representação espacial dos vetores de tensão [11]

Aplicando a transformada de Clarke, obtém-se a seguinte relação entre as tensões de fase  $\alpha, b, c$  para  $\alpha, \beta$  de acordo com a equação (2.18) e (2.19).

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$\begin{cases} V_\alpha = \frac{2}{3} \left( v_a - \frac{1}{2} v_b - \frac{1}{2} v_c \right) \\ V_\beta = \frac{2}{3} \left( \frac{\sqrt{3}}{2} v_b - \frac{\sqrt{3}}{2} v_c \right) \end{cases} \quad (2.19)$$

Obtendo-se o vetor  $\vec{V}$ :

$$\vec{V} = \frac{2}{3} \left( V_\alpha + \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_b + \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) V_c \right) \quad (2.20)$$

Usando como exemplo o vetor  $\vec{V}_1$  obtemos:

$$\vec{V}_1 = \frac{2}{3} \left( \frac{2}{3} V_{dc} + \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left( -\frac{1}{3} V_{dc} \right) + \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \left( -\frac{1}{3} V_{dc} \right) \right) \quad (2.21)$$

Para criar a tensão de saída é necessário sintetizar o vetor  $\vec{V}^*$  em todo o plano complexo.

O vetor  $\vec{V}^*$ , é assim responsável por definir quais os semicondutores que irão comutar ao longo do tempo e estão diretamente relacionados com as amplitudes de  $V_\alpha$  e  $V_\beta$ .

A forma de onda gerada pelo SVM, é idêntica ao modo THUPWM, abordado de seguida.

### 2.3.3 Modulação com injeção de harmônico ímpar de 3ª ordem

De modo a conseguir resultados idênticos ao SVM, poderá ser utilizada modulação com injeção de harmônico ímpar de 3ª ordem, ou do inglês *Third Harmonic Uniform Pulse Width Modulation* (THUPWM). A forma de onda a injetar pode ser obtida pela soma de cada onda moduladora a uma onda de 3ª ordem obtida pela equação (2.22).

$$V_{inj} = -\frac{1}{2} (\max(V_a, V_b, V_c) + (\min(V_a, V_b, V_c))) \quad (2.22)$$

O resultado da equação é uma onda muito semelhante a uma onda triangular com o triplo da frequência das ondas moduladoras [8].

Na Figura 18, apresenta-se o circuito típico para este tipo de controlo, e na Figura 19, representa-se na parte superior as ondas portadoras (rede) com a onda triangular de 3ª ordem, resultante da equação (2.22), e na parte inferior o sinal gerado pela soma do 3º harmónico nas ondas portadoras, para posterior comparação da onda moduladora triangular e serem gerados os sinais para comando dos semicondutores do circuito de potência.

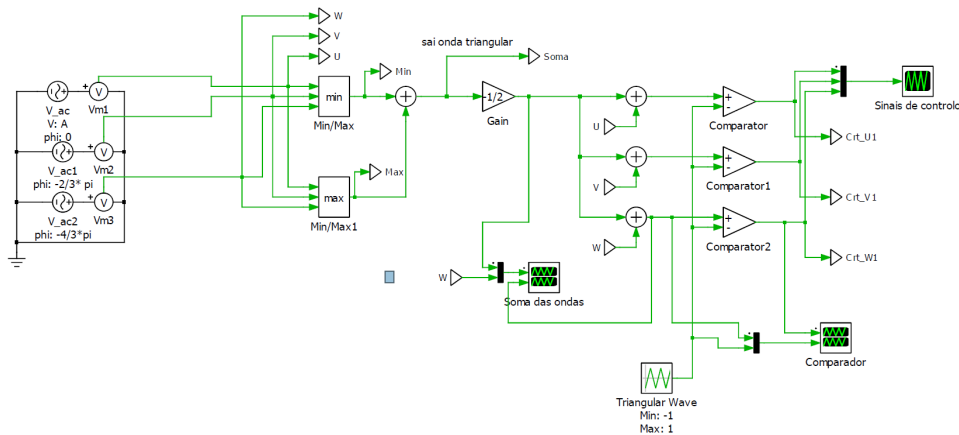


Figura 18 - Exemplo de circuito THUPWM

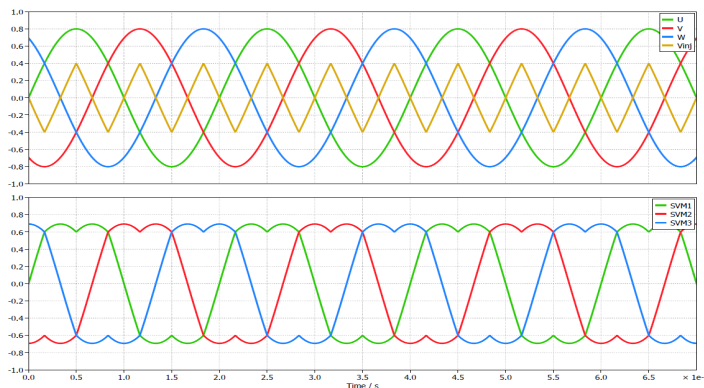


Figura 19 – Formação de SVM (cima) e resultado de onda SVM ou THUPWM (baixo)

Como pode ser verificado, as ondas portadoras deixam de ser puramente sinusoidais, e sofrem uma diminuição do valor de pico, o que resulta no aumento do índice de modulação, resultando que o conversor não entre em sobremodulação.

A Figura 20, representa comparação entre a onda moduladora SVM/THUPWM e onda portadora com  $m = 1$ , sendo que ainda existe espaço para aumentar a amplitude da onda moduladora até ser atingido a sobremodulação. O valor máximo de  $m$  assume assim o valor de 1.155[1].

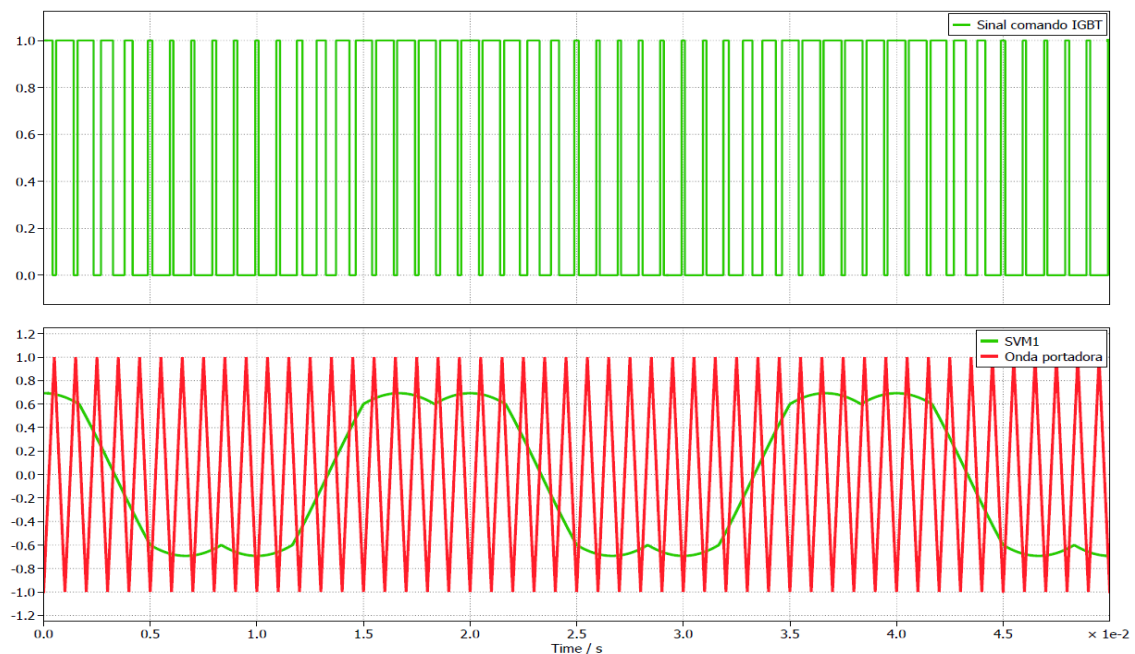


Figura 20 - Comparação SVM/THUPWM em relação à portadora, para uma fase

### 2.3.4 Índice de modulação $M$

Para além do fator de modulação  $m$  que relaciona as amplitudes das ondas moduladora e portadora, influenciando diretamente o ganho do conversor, existe outro índice de modulação representado por  $M$ , relacionando a tensão do circuito contínuo  $V_{DC}$ , com a tensão de pico simples do lado AC, ( $V_p$ ), de forma a ser possível a comparação das diversas técnicas de modulação. A relação é dada por [1]:

$$M = \frac{\pi V_p}{2V_{DC}} = \frac{\pi \sqrt{V_d^2 + V_q^2}}{2V_{DC}} \quad (2.23)$$

Na técnica SPWM, o valor máximo de  $M$ , dentro da zona linear de funcionamento  $0 < m < 1$ , assume o valor de  $M_{m\acute{a}x} = \frac{\pi}{4} = 0,7854$ , enquanto para a técnica SVM ou THUPWM e para  $m$  compreendido entre os limites de funcionamento linear de 0 a 1,155, o  $M_{m\acute{a}x} = \frac{\pi}{2\sqrt{3}} = 0,9069$ . Acima destes valores de funcionamento surgem os harmónicos de baixa frequência[1].

### 2.3.5 Comparativo de métodos de modulação

Apesar de maior complexidade da SVM comparativamente a SPWM, verifica-se que é possível obter um maior nível de tensão AC com o mesmo nível de tensão DC, sem que haja distorção das ondas de saída. Em ambos os tipos de modulação estudados, os harmônicos aparecem apenas na ordem das frequências da onda portadora, (kHz), pelo que se torna fácil o dimensionamento de um filtro, de modo a estes não serem transmitidos para a rede.

Como exemplo:

Para uma tensão disponível de  $V_{DC} = 100V$ :

Tensão simples máxima que se pode obter do lado AC:  $V_{SPWM} = 50 V_{AC}$  ;  $V_{SVM} = 57.75 V_{AC}$  .

Para uma se obter  $V_{an} = 100V_{AC}$ , necessário em:  $V_{DC SPWM} = 199V_{DC}$  ;  $V_{DC SVM} = 173 V_{DC}$ .

Aproveitamento  $\approx 15\%$  de SVM superior a SPMW.

## 2.4 Transformadas Park e Clarke

As Transformadas de Park e Clarke são técnicas matemáticas usadas para a simplificação de sistemas de corrente alternada trifásicos, para componentes bidimensionais, nomeadamente nos sistemas de potência para o controlo de motores ou conversores de energia, como sendo o nosso caso de estudo.

### 2.4.1 Transformada de Clarke

A Transformada de Clarke, também é conhecida como transformação  $abc$  em  $\alpha\beta$ . Consiste na projeção das 3 componentes do sistema trifásico (correntes ou tensões) num conjunto de duas componentes ( $\alpha$  e  $\beta$ ) no plano ortogonal desfasado de  $90^\circ$ .

A abordagem desta técnica já foi referida anteriormente conforme Figura 16, e pelas equações (2.18) e (2.19).

A grande vantagem desta transformada é a redução do número de variáveis a controlar, além de possibilitar a obtenção do valor do módulo das tensões  $abc$ , quando equilibradas, assim como o ângulo da rede[2].

$$|V| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (2.24)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{V_\alpha}{V_\beta} \quad (2.25)$$

### 2.4.2 Transformada de Park

A Transformada de Park, é também conhecida como transformação  $dq$ . O seu objetivo consiste na rotação dos eixos estacionários  $\alpha\beta$ , para um eixo rotativo à velocidade de frequência da rede ( $\omega$ ) para os eixos  $dq$  [1]. Para efetuar esta transformação é necessário conhecer o ângulo  $\theta$  (equação 2.25). O resultado desta transformação gera duas grandezas contínuas.

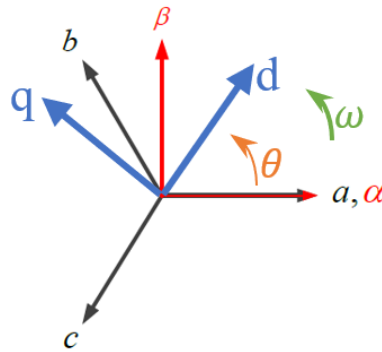


Figura 21 - Transformação de  $abc, \alpha\beta, dq$

Dependendo dos sistemas de controlo utilizado, poderá existir a possibilidade de conversão diretamente do referencial  $abc$  para  $dq$  (transformada direta de Park), como se pode verificar na Figura 22, sendo o inverso também possível com blocos transformação idênticos.

A decomposição das fases  $abc$  para  $d$  (*direct axis*) e  $q$  (*quadrature axis*) é dado pelas equações:

$$d = a \cos \theta + b \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) + c \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.26)$$

$$q = -a \sin \theta - b \sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) - c \sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (2.27)$$

Em forma de matriz:

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta & -\sin \left( \theta - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left( \theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

Na Figura 22, é representada, de uma forma simples, como é possível obter os valores das variáveis resultantes das transformadas no programa de simulação PLECS. Neste circuito para obtenção do ângulo  $\theta$ , é utilizado um bloco programado para cálculo do ângulo de sincronismo com a rede, estudado no próximo ponto deste documento.

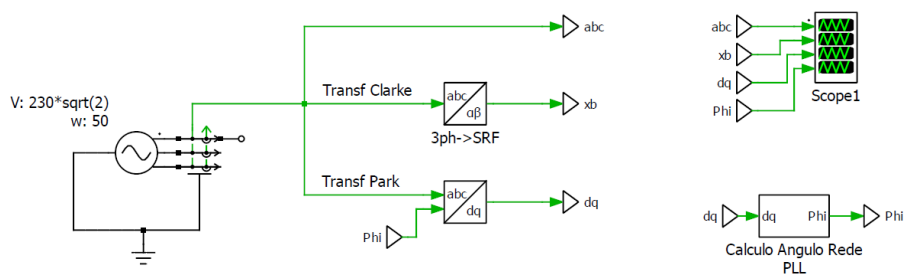


Figura 22 - Blocos de transformadas em PLECS

A vantagem da utilização do controlo em  $dq$ , é simplificar o controlo e modulação do conversor de potência [1], uma vez que os sinais de controlo são basicamente tensões DC. Na Figura 23, apresentam-se os resultados da simulação acima representada.

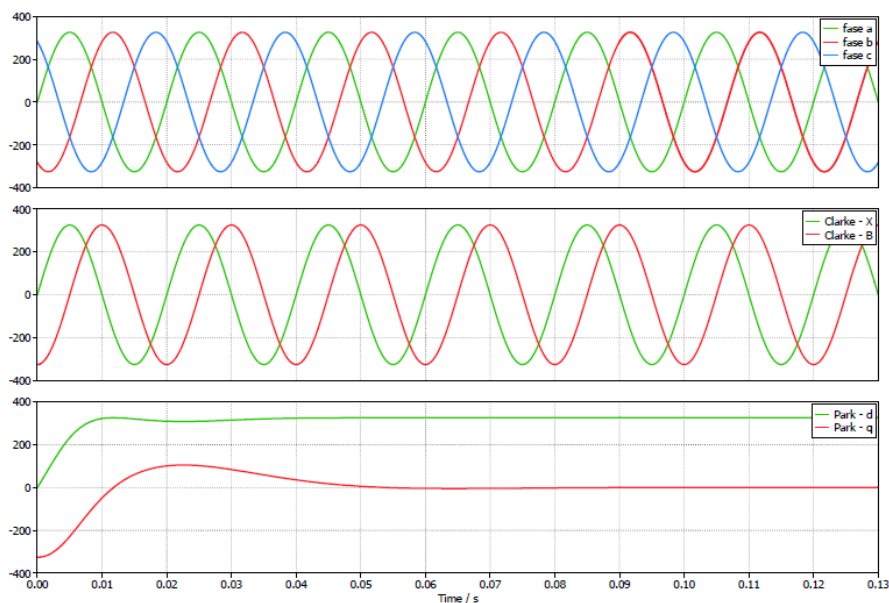


Figura 23 - Simulação das transformadas Park e Clarke e seus resultados

## 2.5 Sincronismo com a rede

A sincronização de um sistema de energia com a rede elétrica é um processo crucial para assegurar a congruência dos parâmetros elétricos do sistema de controlo com os da rede. Isso é particularmente crítico nos inversores ligados à rede, onde a frequência, a fase e a amplitude da tensão são parâmetros fundamentais que necessitam ser precisamente medidos e controlados [12].

Estes métodos asseguram que os sistemas se possam ligar às infraestruturas elétricas existentes de forma segura, mantendo a qualidade da energia e a confiabilidade da rede. A escolha do método de sincronização apropriado pode depender de vários fatores, incluindo o tipo de sistema de energia, as exigências de precisão e a complexidade operacional desejada.

Os diversos métodos de implementação para sincronização com a rede surgem indicados na Figura 24. Os métodos de sincronização podem estar divididos em 2 tipos: malha aberta, que apesar da sua simplicidade e rapidez de processamento, apresentam um fraco desempenho caso ocorram variações na rede, e os métodos de malha fechada, que oferecem uma melhor eficácia [12]. O método proposto para o desenvolvimento deste trabalho será o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame Phase Lock Loop*), dada a sua simplicidade de implementação e conseqüentemente por ser um dos métodos mais utilizados nos sistemas de conversão de energia.

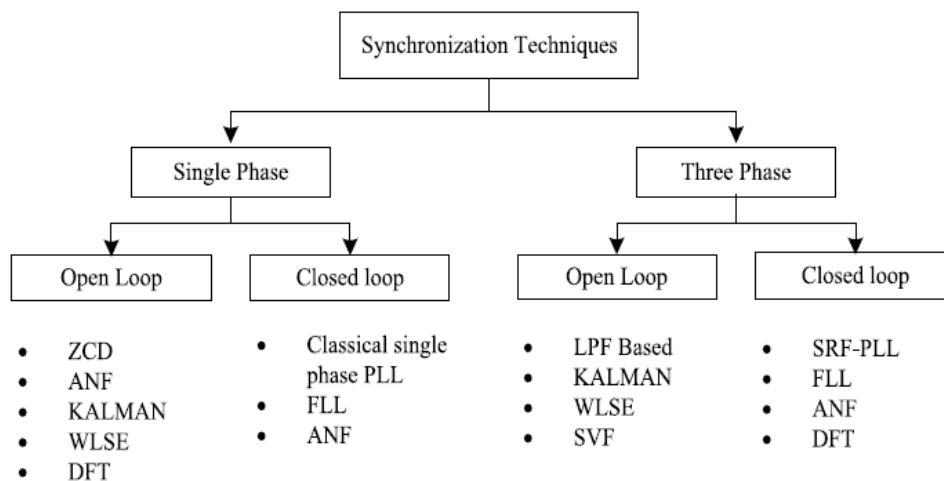


Figura 24 - Diferentes técnicas de sincronização com a rede [13]

### 2.5.1 Sincronização com a rede PLL

A estrutura do *Phase-Locked Loop* (PLL), consiste na análise de um sinal de entrada (detetor de fase), um filtro passa baixo e um oscilador controlado por tensão, conforme Figura 25, tendo como objetivo gerar um sinal de saída sincronizado ao longo do tempo com o sinal de referência de entrada.

O detetor de fase, funciona como um comparador entre o sinal de entrada e o sinal de saída, produzindo um erro.

O filtro é composto por um controlador do tipo PI (proporcional + integral), ou filtro passa baixo de forma a atenuar as componentes alternadas.

O último bloco gera um sinal em onda alternada com uma determinada frequência, diretamente proporcional ao sinal de tensão de saída do filtro.

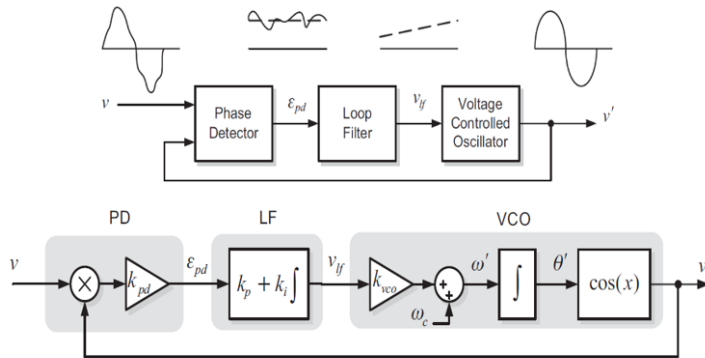


Figura 25 - Estrutura básica de PLL [2]

O Sinal de entrada aplicado ao sistema é dado por:

$$V = A \text{sen} (w_i t + \theta_i) \tag{2.29}$$

O Sinal de saída é dado por:

$$V' = \text{cos} (w_0 t + \theta_0) \tag{2.30}$$

A PLL só estará em sincronismo, quando  $V' = 0$  , o que implica que  $\theta_0 = \theta_i$  [2].

### 2.5.2 SRF-PLL

O princípio de funcionamento é baseado no PLL, contudo o sinal de entrada sinusoidal é substituído pelas componentes  $dq$ . Como resultado, o valor obtido é o ângulo de rotação do sistema que será usado para o controlo da transformada de Park conforme ilustrado na Figura 26.

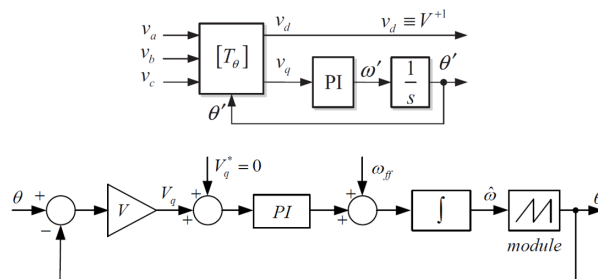


Figura 26 - Estrutura básica de SRF-PLL [1], [2]

A velocidade de reação para encontrar o ângulo de fase do sistema é da responsabilidade do controlador  $PI$ . Os parâmetros  $K_p$  e  $T_i$ , podem ser definidos de acordo com [14] de forma praticamente automática, podendo existir posteriormente um pequeno ajuste, caso seja necessário. Os parâmetros são:

$F_n$ , frequência da rede elétrica;

$\omega_n$ , frequência natural do sistema, sendo considerado  $\frac{1}{3}$  da frequência da rede. O parâmetro irá influenciar diretamente a componente  $K_i$ , o que define a velocidade com que o sistema PLL pode corrigir os erros de fase. Uma maior frequência natural implica uma resposta mais rápida.

$\xi$ , é representado em [14], como um fator de amortecimento, isto é, o sistema retorna o equilíbrio sem oscilações no menor tempo possível. O valor sugerido é de  $\frac{1}{\sqrt{2}}$ .

Os parâmetros sugeridos para um controlo eficaz da PLL são:

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{V_n} \quad ; \quad K_p = 2 \cdot \varepsilon \cdot \sqrt{\frac{K_i}{V_n}} \quad (2.31)$$

Onde:

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad e \quad \omega_n = 2\pi \cdot \left(\frac{F_n}{3}\right) \quad ; \quad (2.32)$$

O bloco criado para obter a sincronização SRF-PLL em PLECS, é demonstrado na Figura 27.

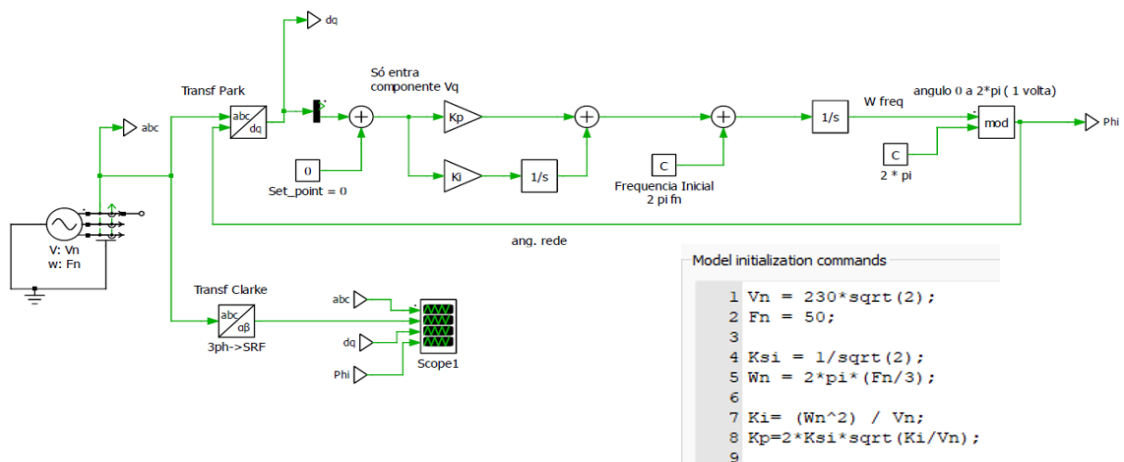


Figura 27 - Bloco SRF-PLL em PLECS

Na Figura 28, apresentam-se os resultados da simulação acima representada. Verifica-se que no primeiro ciclo, ainda não existe o correto sincronismo, mas no segundo ciclo, o sistema já está praticamente sincronizado com a rede. Como referenciado, para uma resposta mais rápida, o valor de  $\omega_n$  poderá ser aumentado.

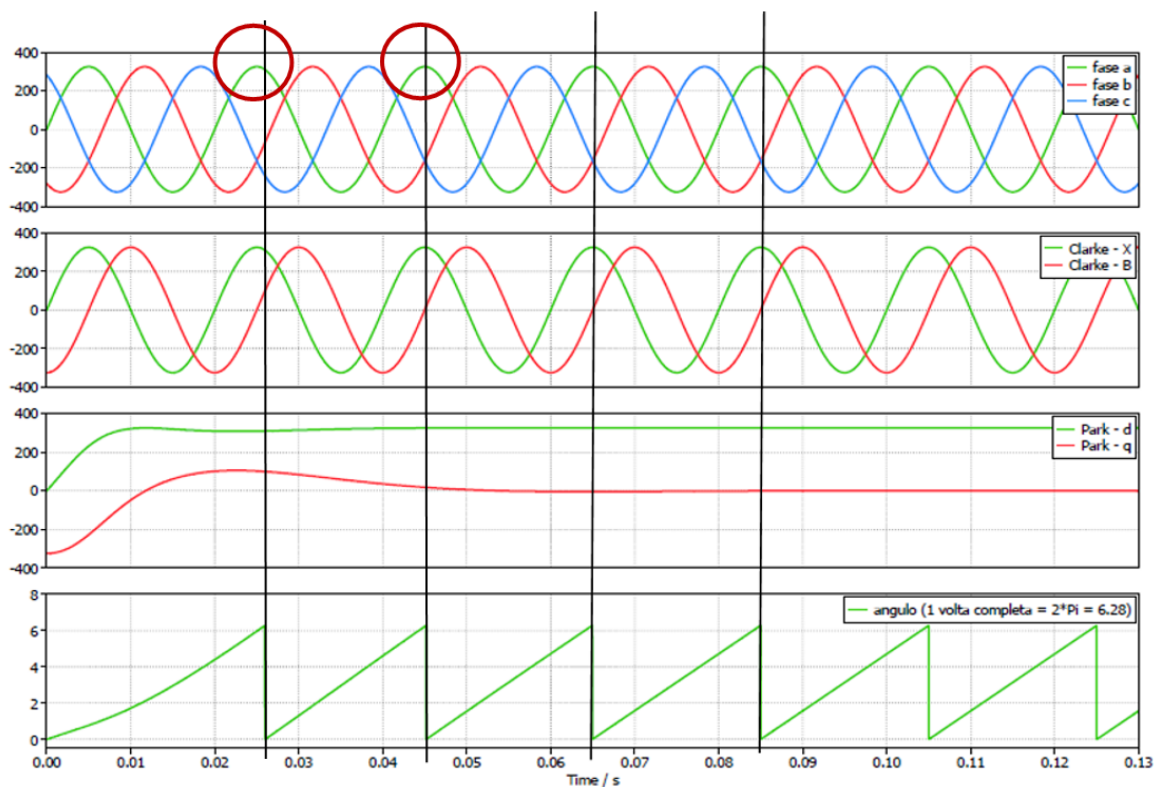


Figura 28 - Simulação SRF-PLL e transformadas Clarke e Park

## 2.6 Filtros de Rede

A presença de harmônicos na rede elétrica é uma realidade que pode afetar significativamente o desempenho e a estabilidade desses mesmos sistemas. Os harmônicos são componentes de frequência não desejados que surgem quando há distorções na forma de onda de um sinal elétrico, geralmente associados a cargas não lineares, ou conversores eletrônicos [15]. Esta distorção poderá ser transmitida até à fonte de energia, podendo assim afetar todos os equipamentos ligados ao circuito [16].

As consequências da presença de harmônicos incluem aumento da perda de energia nos equipamentos elétricos, aquecimento excessivo, degradação da qualidade da energia elétrica e, em casos mais graves, danos aos equipamentos conectados à rede. Além disso, os harmônicos podem provocar interferências eletromagnéticas que interferem com outros dispositivos elétricos.

A legislação em vigor estabelece os níveis de compatibilidade ou limites definidos nas normas apropriadas não só para os harmônicos individuais, mas também para a distorção harmônica total *THD*, para que se possa garantir o correto funcionamento de todos os equipamentos, independente das diferentes condições de funcionamento [17].

Para lidar com esses desafios, torna-se essencial a utilização de filtros de rede. Estes filtros, frequentemente baseados em bobinas e condensadores, são projetados para reduzir a presença de harmônicos, filtrando as componentes indesejadas do sinal elétrico. As bobinas são eficazes na atenuação de harmônicos de alta frequência (filtros passa baixo), enquanto os condensadores com baixa resistência série (*ESR*), ajudam a limitar os harmônicos existentes no lado DC do circuito [1].

Existem vários filtros que poderão ser utilizados, dependendo do nível de filtragem pretendida. Alguns tipos de filtros mais utilizados em circuitos eletrônicos de potência são os filtros passivos do tipo L, LC e LCL, podendo funcionar de forma individual ou combinados entre os vários tipos.

### 2.6.1 Especificação do filtro

Um dos parâmetros mais importantes para especificação do filtro é a frequência de corte ( $f_c$ ), representando a frequência a partir da qual as frequências de ordem superior começam a ser atenuadas. A frequência de corte é geralmente definida como a frequência na qual a resposta em frequência do filtro atinge -3 decibéis (dB) em relação ao ganho máximo na banda de passagem, para filtros de primeira ordem. Este ganho é dado por equação (2.33) e (2.34), obtendo-se que para um ganho de -3dB, a amplitude da saída do circuito é aproximadamente 0,707 (ou 70,7%) da amplitude na entrada.

$$G_{(db)} = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{A_{Saída}}{A_{Entrada}} \right) \quad (2.33)$$

Se  $G = -3 \text{ db}$ :

$$\left( \frac{A_{Saída}}{A_{Entrada}} \right) = 10^{-\frac{3}{20}} = 0,707 = 70,7\% \quad (2.34)$$

### 2.6.2 Filtro LC

A escolha dos filtros depende das necessidades específicas do sistema, das características dos harmônicos a serem filtrados e dos requisitos de qualidade de energia. Os filtros mais simples (L) podem ser adequados para algumas aplicações, enquanto filtros mais complexos (LCL) oferecem maior flexibilidade e eficácia em situações onde a atenuação precisa ser mais seletiva ou em amplas faixas de frequências, no entanto o custo das bobinas adicionais podem constituir uma desvantagem. O Filtro LC, é assim o filtro escolhido para o estudo e implementação, uma vez que o incremento do condensador ao circuito do tipo L, não origina aumento significativo de custo, mas aumenta a eficácia do sistema de filtragem, aumentando a atenuação do conteúdo harmônico.

O filtro LC é considerado um filtro de segunda ordem, com capacidade de atenuação para as altas frequências de 20 db/década, isto é, por cada aumento de 10 vezes da frequência, existe uma atenuação de 20 db e o seu volume é reduzido face ao filtro L [18].

Para dimensionamento do filtro, são utilizadas as seguintes equações:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.35)$$

$$L = \frac{1}{4\pi^2(f_c)^2C} \quad (2.36)$$

$$C = \frac{1}{4\pi^2(f_c)^2L} \quad (2.37)$$

Na Figura 29, é representado um circuito de ponte H unipolar controlado, que tem como objetivo demonstrar o funcionamento do filtro passa baixo LC, composto por L2 e C1.

Como é possível verificar na Figura 30 a), para uma modulação de 10kHz (verde), os harmónicos aparecem em torno dos 20kHz, sendo o dobro da moduladora, da mesma forma quando a frequência de modulação é de 15kHz (vermelho) os harmónicos aparecem em torno dos 30kHz. Assim para um filtro passa baixo, torna-se fácil o seu dimensionamento para uma década abaixo, isto é, para uma frequência de corte de 2KHz, sendo garantida a correta filtragem do circuito. O mesmo já não é válido para quando possuímos sobre modulação, assunto já abordado em 2.3. Quando isto acontece, aparecem também frequências como 3°, 5° e 7° harmónicos (150Hz, 250Hz e 350Hz), em que o filtro LC não consegue filtrar, dada a proximidade da componente fundamental de 50Hz. Situação retratada na Figura 30 b).

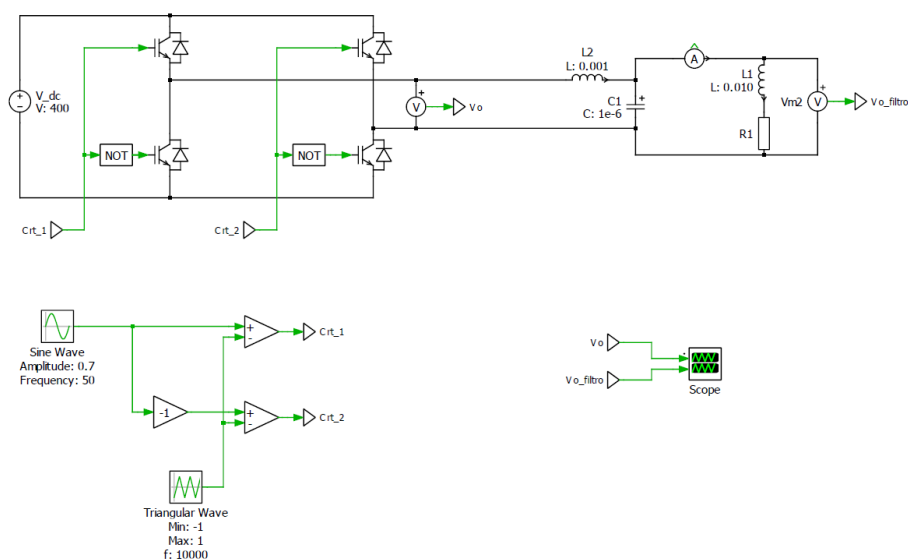


Figura 29 - Circuito Unipolar com Filtro LC

A Figura 30 a), representa as frequências em 20,40,60 kHz (verde), quando a modulação é de 10 kHz, e de 30,60 e 90 kHz (vermelho) quando a modulação é de 15 kHz. No mesmo gráfico verifica-se que existe uma tensão máxima de aproximadamente 50% da componente fundamental nas frequências mais baixas. Ao instalar o filtro, as amplitudes em causa, ficam praticamente desprezáveis.

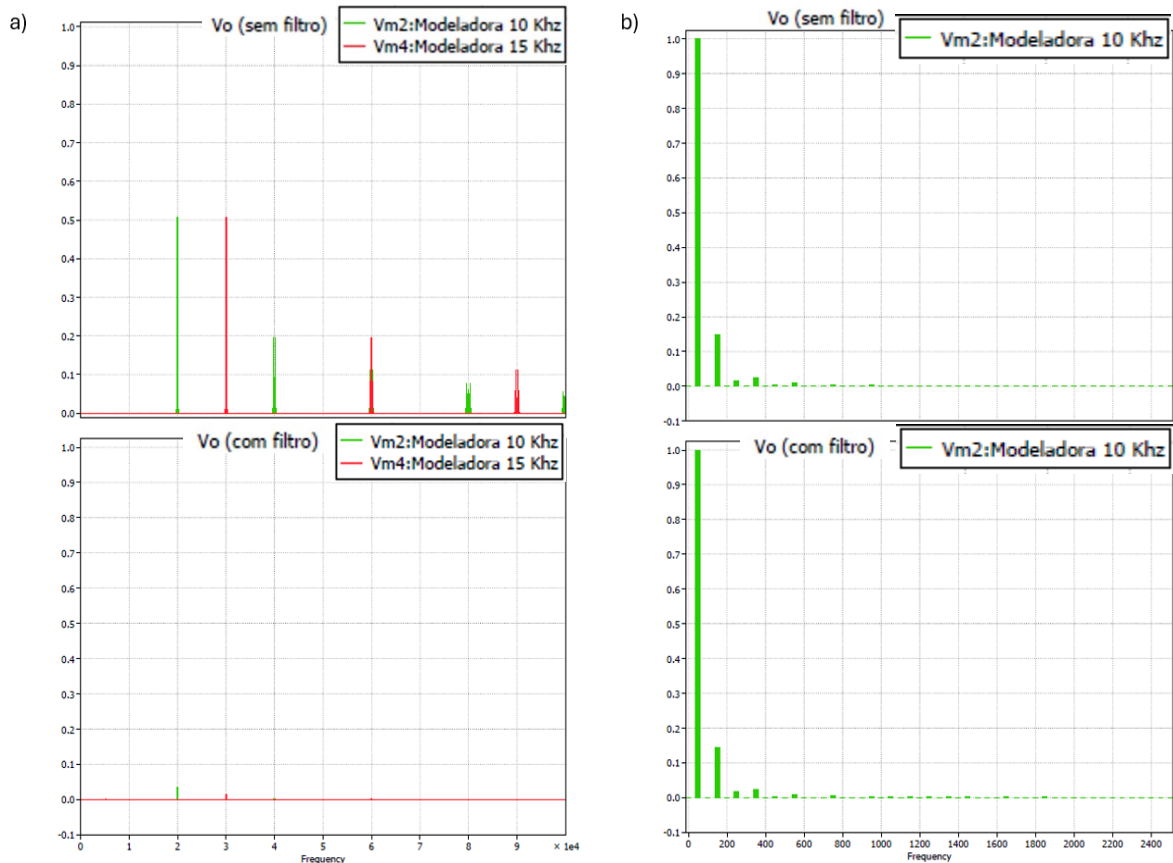


Figura 30 - Gráfico FFT de componentes harmónicas do circuito

No entanto quando o sistema está em sobremodulação, Figura 30 b), o filtro é incapaz de efetuar qualquer correção nos harmónicos que passam para a carga, uma vez que estes se encontram muito próximos da frequência fundamental de trabalho.

O correto dimensionamento do filtro, ou da frequência de corte pretendida, irá depender nomeadamente da frequência de comutação dos semicondutores do circuito de potência. Uma frequência de comutação baixa, origina uma frequência de corte baixa, implicando a necessidade de instalação de indutâncias e condensadores com capacidades mais elevadas, que poderão ser mais volumosos, mais pesados e mais caros. Em contrapartida, se a frequência de comutação aumentar, será mais fácil efetuar a filtragem pretendida, conseguindo-se uma redução dos componentes L e C. No entanto, deve-se ter em consideração as perdas de comutação associadas ao aumento da frequência de comutação dos mesmos.

Exemplo para frequência de modulação de:

10kHz e  $f_c = 1 \text{ KHz} \Rightarrow L = 0,001 \text{ mH}$  e  $C = 25 \mu\text{F}$ .

20kHz e  $f_c = 2 \text{ KHz} \Rightarrow L = 0,001 \text{ mH}$  e  $C = 6,3 \mu\text{F}$ .

40kHz e  $f_c = 4 \text{ KHz} \Rightarrow L = 0,0005 \text{ mH}$  e  $C = 12,6 \mu\text{F}$ .

É necessário desta forma estabelecer um compromisso entre a frequência da portadora, frequência de corte e perdas nos semicondutores de potência [1].

## 2.7 Conclusões

O estudo efetuado das técnicas utilizadas para o controlo e funcionamento dos conversores Voltage Source Converter (VSC), permitiu alcançar o conhecimento necessário para iniciar o projeto numa base mais sólida e melhor compreensão e otimização desses sistemas.

Ao explorar a configuração básica do VSC, foi possível identificar os elementos essenciais para o funcionamento eficiente deste tipo de sistemas de conversores.

O estudo das diferentes técnicas de modulação foram cruciais para futura seleção da técnica de modulação pretendida, com base nas necessidades específicas do sistema.

A simplificação do controlo através das transformadas de Clarke e Park é vital para simplificar as equações e facilitar a análise de desempenho do circuito.

O sincronismo com a rede, é fundamental em circuitos com regeneração, mas também necessários para obter a correta velocidade de rede para cálculos das transformadas.

A consideração dos filtros de rede, com uma análise detalhada sobre a especificação e o uso de filtros LC, destaca a importância da sua utilização, permitindo assegurar uma melhor qualidade de energia para as cargas e conseqüentemente evitar problemas relacionados com os harmónicos provocados pelas comutações dos semicondutores.

## 3. Modelação do conversor trifásico VSC

Neste capítulo, são deduzidas as expressões matemáticas que permitem o controlo preciso do conversor VSC no referencial  $dq$ . É efetuada a demonstração da obtenção das potências ativa e reativa em função das correntes de referência.

O capítulo também aborda a implementação de controladores PI para ajuste e regulação das tensões de controlo, garantindo um controlo eficaz do conversor com recurso ao desacoplamento das correntes de referência.

A simulação em tempo contínuo, permite uma análise detalhada ao comportamento dinâmico do VSC e fornece uma visão precisa da resposta dos controladores PI, essencial para o desenvolvimento de sistemas de controlo robustos e eficientes.

### 3.1 Controlo do conversor

A forma de ligação do *Voltage Source Converter*, entre a rede elétrica e uma fonte de energia DC é representado na Figura 31. Como visto anteriormente na equação (2.12) o controlo das grandezas da potência ativa e reativa, são facilmente controladas com as variáveis de  $\delta$  e  $V_c$ . Contudo, este acoplamento existente entre as potências poderá dificultar o controlo uma vez que a variação da potência ativa, influencia diretamente a potência reativa ou vice-versa.

Com o recurso às transformadas de Clarke e Park, o conversor poderá ser modelado no referencial  $dq$ , possibilitando assim o desacoplamento e o controlo individual das potências ativa e reativa [1], [9].

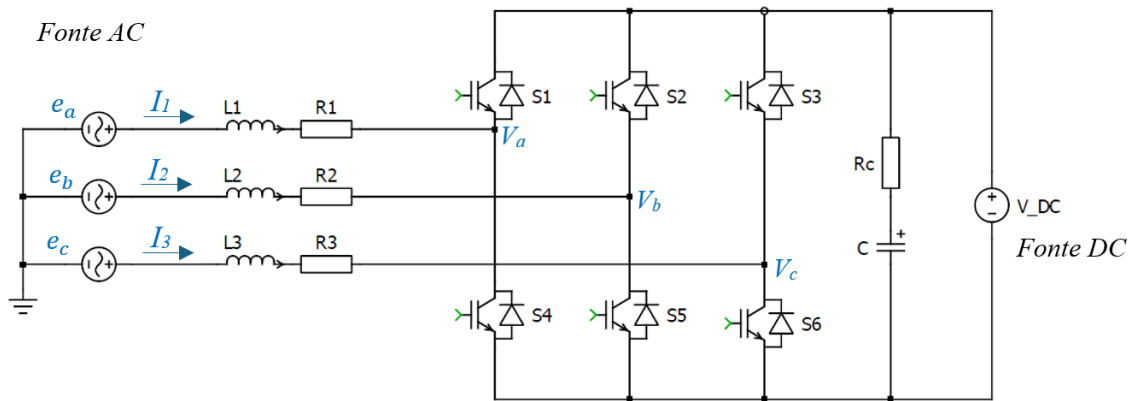


Figura 31 - Configuração do conversor VSC

O objetivo da utilização de um modelo matemático na análise do circuito em estudo é proporcionar uma representação precisa do sistema, tornando-se útil para o desenvolvimento de um controlador eficaz garantindo uma resposta satisfatória. Além disso, o modelo matemático pode ser utilizado na avaliação do sistema, na análise das suas características dinâmicas, bem como na análise e seleção dos corretos parâmetros do sistema de controle.

Na modelação do conversor, alguns parâmetros são assumidos como fixos. A tensão de entrada do conversor é representada apenas pela sua frequência fundamental, ignorando eventuais harmônicos existentes.

De forma a simplificar o estudo, as perdas nas comutações dos semicondutores de potência também são desprezadas, considerados para efeito de modulação como sendo ideais. As únicas perdas consideradas serão aquelas relacionadas à resistência da indutância da bobina e a resistência do condensador localizado no barramento DC [1].

O lado AC do conversor, pode ser analisado, com a interligação por meio de bobinas entre as duas fontes de tensão, conforme representado na Figura 32.

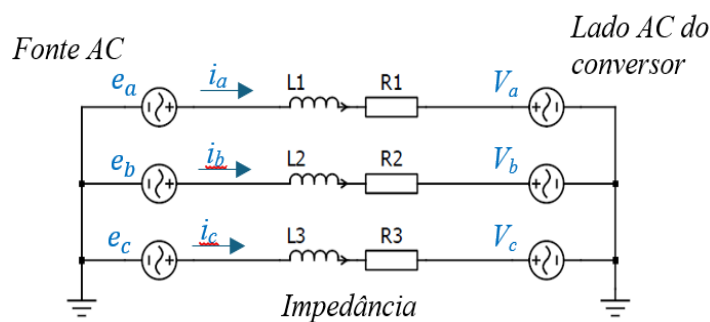


Figura 32 - Modelo trifásico VSC

A modulação do conversor trifásico em referencial abc é definida por:

$$\begin{cases} e_a = E \cos(\theta_e) \\ e_b = E \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ e_c = E \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (3.1)$$

Um sistema equilibrado trifásico sem neutro como apresentado na Figura 31, pode ser representado pela equação (3.2).

$$\begin{cases} e_a = Ri_a + L \frac{di_a}{dt} + v_a \\ e_b = Ri_b + L \frac{di_b}{dt} + v_b \\ e_c = Ri_c + L \frac{di_c}{dt} + v_c \end{cases} \quad (3.2)$$

De forma a simplificar a análise matemática e respetivo projeto do conversor, a transformação para coordenadas síncronas é aplicado ao sistema trifásico. As coordenadas síncronas são um sistema de coordenadas rotativas que giram com a velocidade síncrona do sistema elétrico, o que facilita a análise de sistemas elétricos de corrente alternada (AC), especialmente em sistemas trifásicos. As transformadas de Park são particularmente úteis na análise de máquinas elétricas rotativas, como motores síncronos e de indução, pois permite a simplificação das equações do sistema para análise e controlo.

Considerando o sistema trifásico da equação (3.1), e aplicando-se a transformada de Clarke obtém-se:

$$\begin{cases} e_\alpha = E \cos \theta_e \\ e_\beta = E \sin \theta_e \end{cases} \quad (3.3)$$

Aplicando-se a transformada de Park às equações anteriores;

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Obtendo-se;

$$\begin{cases} e_d = E \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (3.5)$$

O valor de  $E$ , possui a amplitude do valor de pico da tensão de fase no sistema trifásico.

Para o referencial  $\alpha\beta$ , as equações são as seguintes, tendo como ponto de partida a equação (3.2);

$$\begin{cases} e_\alpha = Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_\alpha \\ e_\beta = Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_\beta \end{cases} \quad (3.6)$$

Com recurso à transformada de Park do sistema de coordenada  $\alpha\beta$  para  $dq$ , é possível obter-se a equação do circuito do lado AC do conversor [1]. A tensão e a corrente da rede são dadas por;

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_\alpha \\ e_\beta \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Isolando as correntes  $i_\alpha$  e  $i_\beta$  da equação (3.8);

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.6) em (3.7);

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Ri_\alpha + L \frac{di_\alpha}{dt} + v_\alpha \\ Ri_\beta + L \frac{di_\beta}{dt} + v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

A matriz inversa de (3.9) é dada por;

$$\begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Sendo os valores de  $i_\alpha$  e  $i_\beta$ :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Desenvolvendo matematicamente (3.10);

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Equivalente a:

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Substituindo (3.12) em (3.13);

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot L \frac{d}{dt} \left( \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} \right) + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Usando a derivada da multiplicação e considerando que;

$$\theta_e = \omega_e t, \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \quad (3.16)$$

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e & \sin \theta_e \\ -\sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \cdot L \left( \begin{bmatrix} -\omega_e \sin \theta_e & -\omega_e \cos \theta_e \\ \omega_e \cos \theta_e & -\omega_e \sin \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta_e & -\sin \theta_e \\ \sin \theta_e & \cos \theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} \right) + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

Desenvolvendo a equação (3.17);

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega_e \\ \omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} + R \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Obtém-se a equação no sistema de coordenadas  $dq$ , correspondente à Figura 32.

$$\begin{cases} e_d = Ri_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_e Li_q + v_d \\ e_q = Ri_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_e Li_d + v_q \end{cases} \quad (3.19)$$

Neste momento é possível verificar pela equação anterior, que as tensões de rede  $e_d$  e  $e_q$ , se encontram relacionadas entre si pelos termos  $\omega_e L i_d$  e  $\omega_e L i_q$ , originando o acoplamento pretendido entre os eixos  $d$  e  $q$  [1].

A Figura 33, representa o lado AC do conversor em sistema  $dq$  conforme equação (3.19), evidenciando o acoplamento cruzado entre as componentes  $d$  e  $q$ , ficando o controlador responsável por anular estes mesmos efeitos.

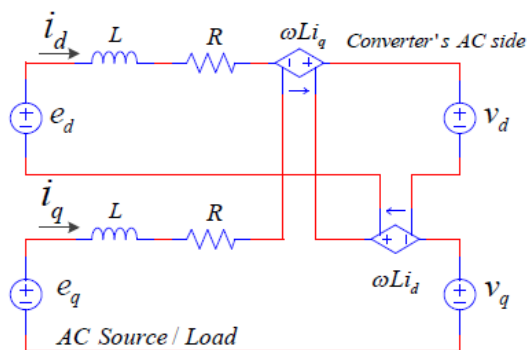


Figura 33 - Modelo AC de VSC em modelo  $dq$  [1]

### 3.2 Potência Ativa e Reativa

As potências instantâneas num sistema equilibrado trifásico podem ser descritas como [1]:

$$\bar{S}_e = P_e + j_e Q \quad (3.20)$$

Sendo;

$$P_e = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c \quad (3.21)$$

$$\bar{Q}_e = j \frac{1}{\sqrt{3}} (e_{bc} i_a + e_{ca} i_b + e_{ab} i_c) \quad (3.22)$$

No sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ ;

$$P_e = e_\alpha i_\alpha + e_\beta i_\beta \quad (3.23)$$

$$\bar{Q}_e = j (e_\beta i_\alpha - e_\alpha i_\beta) \quad (3.24)$$

No sistema de coordenadas  $dq$ ;

$$P_e = e_d i_d + e_q i_q \quad (3.25)$$

$$\overline{Q_e} = j(e_q i_d - e_d i_q) \quad (3.26)$$

Tendo em consideração a equação (3.5), a potência aparente em  $dq$  é dada por [1];

$$S_e = \frac{3}{2}(e_d i_d + j e_q i_q) \quad (3.27)$$

Como  $e_d = E$ , num sistema de coordenadas  $dq$ , a potência ativa e reativa fornecida ou recebida pela fonte  $e$  é dado por;

$$\begin{cases} P_e = \frac{3}{2} E i_d \\ Q_e = -\frac{3}{2} E i_q \end{cases} \quad (3.28)$$

Ao analisar a equação (3.28), verifica-se que a potência ativa e reativa são assim apenas dependentes de  $i_d$  e  $i_q$  respetivamente, o que permite o controlo individual de cada potência. Ao igualar a corrente  $i_q$  a zero, não ocorrerá transferência de potência reativa, resultando em um fator de potência unitário. Esta equação torna-se assim crucial para o controlo do fator de potência pretendido no circuito.

### 3.2.1 Potência no lado DC

No que concerne ao lado contínuo (DC) do circuito, e assumindo que não existem perdas nas comutações dos semicondutores, toda a potência ativa do lado AC do conversor, pode ser transferida para o lado DC sendo o seu inverso também válido.

$$P_{Lado\ AC\ VSC} = P_{Lado\ DC\ VSC} \quad (3.29)$$

A tensão do lado DC do conversor é influenciada pelo tipo de carga ou fonte conectada neste lado do conversor. Geralmente, a carga pode ser do tipo resistivo, um motor de corrente contínua (exemplos da utilização em veículos elétricos) ou uma bateria (armazenamento de energia). Para maior estabilidade da tensão do barramento DC, assim como filtragem das altas frequências e respetivos harmónicos produzidos pelo conversor é proposto a instalação de um pequeno filtro constituído por um condensador [1]. A Figura 34, representa o lado contínuo do conversor VSC, tendo como objetivo a análise da potência a ser transferida para a carga, com a inclusão do condensador  $C$  e da sua resistência interna  $R_c$ .

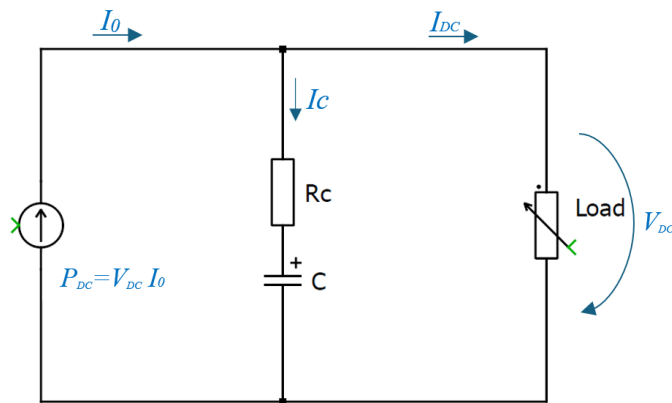


Figura 34 - Representação do lado DC do conversor

Tratando-se de um circuito e tensão contínua, a potência da fonte DC é dada por;

$$P_{DC} = V_{DC} \cdot I_0 \quad (3.30)$$

No que concerne à potência da carga é dado por;

$$P_{carga} = V_{DC} \cdot I_{DC} \quad (3.31)$$

### 3.3 Modelo completo VSC em $dq$

Uma vez apuradas as relações de potência do lado AC e DC do conversor, é possível relacionar os dois lados do conversor como;

$$\frac{3}{2}(e_d i_d + e_q i_q) = V_{DC} \cdot I_0 \quad (3.32)$$

A Figura 35 retrata assim a transferência de potência no conversor VSC entre o seu lado AC e DC. Esse circuito modela o VSC usando o fluxo de potência solicitado ao conversor como parâmetro do modelo. Nesse circuito, o VSC pode ser interpretado como um dispositivo de transferência de energia, convertendo potência ativa AC em potência DC e vice-versa. Este tipo de análise, como já referido anteriormente, possui vantagens significativas para fins de controle, uma vez que apenas são consideradas correntes do tipo DC.

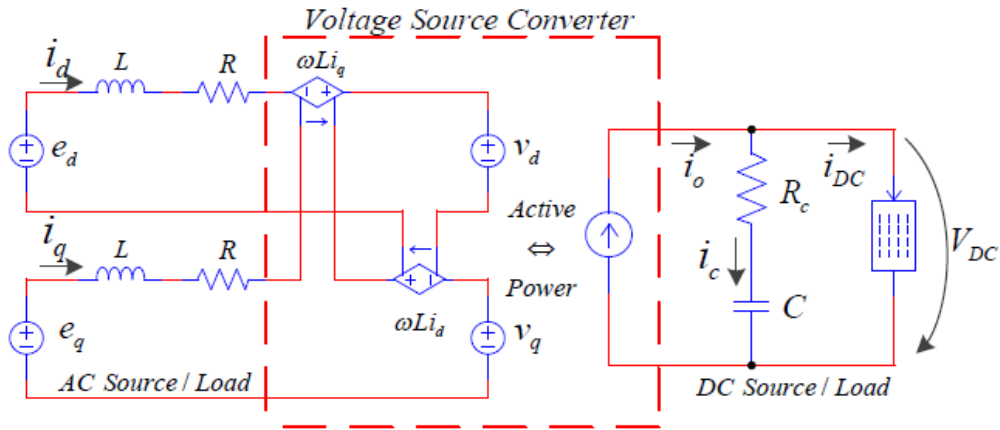


Figura 35 - Modelo dq do conversor trifásico [1]

### 3.4 Controlo de corrente

O controlo de corrente nos conversores VSC é uma área complexa e crítica, que requer o uso de técnicas avançadas de controlo de forma a garantir o desempenho adequado do sistema, assim como a segurança dos componentes envolvidos.

Como visto anteriormente, a potência transferida entre o lado AC e DC, depende diretamente das correntes  $i_d$  e  $i_q$  (Figura 35). O controlador de corrente tem como objetivo fazer com que as correntes  $i_d$  e  $i_q$  consigam chegar o mais rápido e estável possível às correntes de referência denominadas por  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ .

O controlador de corrente, possui como entradas as  $i_{dref}$  e  $i_{qref}$ , e gera as tensões de controlo  $V_d$  e  $V_q$  com o objetivo de efetuar a modulação dos sinais aplicados aos semicondutores de potência.

De acordo com várias publicações [19], [20], [21] e para aplicações onde a precisão é necessária, deverão ser utilizados controladores do tipo *PI*, constituído por uma componente proporcional e outra integral de acordo com a equação (3.33).

$$PI = k_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.33)$$

Onde  $k_p$ , é a constante proporcional do controlador que multiplica ao erro gerado entre o valor de referência e o valor atual da corrente e  $k_i$  é a constante integral do controlador multiplicada pela integral do erro.

Para os valores de  $k_p$  e  $k_i$ , foram utilizados os valores descritos em [11].  $\omega_c$  é a frequência de corte, tendo sido considerado 3 vezes a frequência da rede. Os parâmetros *PI* são dados por:

$$K_p = \omega_c \cdot L \quad ; \quad K_i = \omega_c \cdot R \quad ; \quad T_i = \frac{k_p}{k_i} = \frac{L}{R} \quad (3.34)$$

As equações do controlador derivam de (3.19), sendo;

$$\begin{cases} v_d = -Ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega_e Li_q + e_d \\ v_q = -Ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega_e Li_d + e_q \end{cases} \quad (3.35)$$

Simplificando as equações devido às quedas de tensão na bobina de entrada (L);

$$\begin{cases} v_d = -Ri_d - \Delta v_d + \omega_e Li_q + e_d \\ v_q = -Ri_q - \Delta v_q - \omega_e Li_d + e_q \end{cases} \quad (3.36)$$

Onde  $\Delta v_d$  e  $\Delta v_q$ , correspondem às ações de controlo dos controladores PI do sistema;

$$\begin{cases} \Delta v_d = k_p (i_{dref} - i_d) + k_i \int (i_{dref} - i_d) dt \\ \Delta v_q = k_p (i_{qref} - i_q) + k_i \int (i_{qref} - i_q) dt \end{cases} \quad (3.37)$$

Tendo em conta as equações (3.36) e (3.37), é possível garantir o correto desacoplamento com o cancelamento da corrente por intermédio do fator  $\omega L$ , conseguindo-se que qualquer variação da corrente  $i_d$ , não interfira no valor da corrente  $i_q$  e o inverso também se verifica. O controlador *PI*, por sua vez, também se torna mais eficiente após o referido desacoplamento [1].

Na Figura 36, é representada a equação (3.36) em modelo de blocos, para o controlo de corrente desacoplado do VSC.

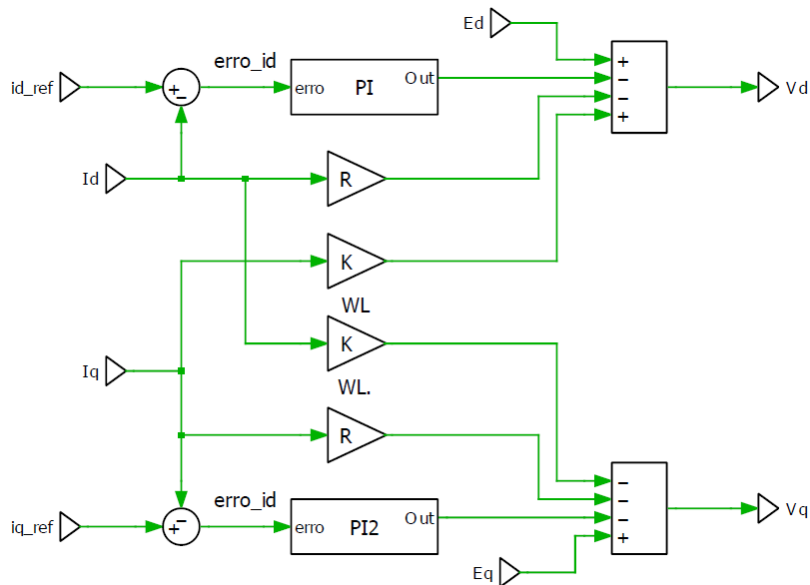


Figura 36 - Modelo de controlador de corrente desacoplado

### 3.5 Controlador de tensão

Durante o funcionamento do VSC, poderá existir a necessidade de manter uma tensão constante no barramento DC, de forma a evitar tensões elevadas ou fora de um determinado nível de funcionamento de forma a evitar a descarga completa de uma bateria.

Uma das técnicas mais utilizadas, é efetuar o controlo da corrente  $i_{d_{ref}}$ , uma vez que é esta a responsável pela transferência de potência ativa no circuito.

O controlador é de fácil implementação, sendo conhecido como *two loop voltage controller* [1]. Este controlador compara as tensões DC de referência e a atual, sendo o seu erro aplicado a um controlador *PI* e a um limitador, que por sua vez define a corrente  $i_{d_{ref}}$ .

A estrutura do controlador é representada na Figura 37.

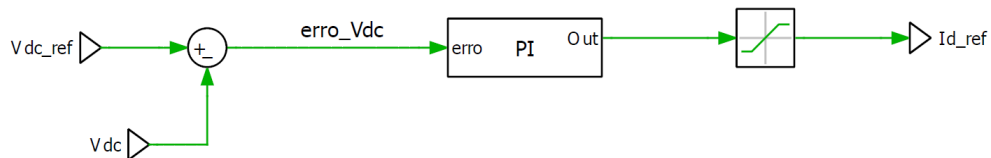


Figura 37 - Controlador de tensão

Desta forma, quando ocorre uma variação na tensão do barramento DC, o controlador de tensão irá efetuar o ajuste necessário, alterando a referência no controlador de corrente. Este controlador, por sua vez, influencia a tensão  $v_d$  e  $v_q$ , permitindo que a corrente seja capaz de fornecer a potência necessária para regular a tensão no barramento DC.

As tensões  $v_d$  e  $v_q$  representadas na Figura 36, serão posteriormente convertidas para o referencial trifásico *abc* através das transformadas inversas de Park e Clarke, sendo responsáveis por gerar os sinais moduladores utilizados para controlar os semicondutores de potência por meio da modulação PWM.

Na Figura 38, é representada a última etapa no controlo do conversor VSC com a saída de modulação para o comando das gates dos IGBTs. A modulação representada é do tipo SPWM.

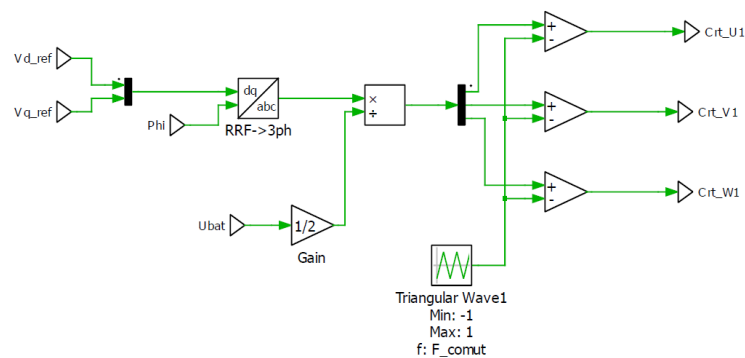


Figura 38 - Controlo de modulação SPWM

### 3.6 Simulação em tempo contínuo

Neste subcapítulo apresenta-se uma simulação resumida do circuito proposto para esta dissertação, em software *PLECS*, com o objetivo de aprofundar e testar os conhecimentos e métodos adquiridos até este momento. A simulação apresentada está dividida em 2 partes para melhor visualização, contudo, ambas as imagens são referentes à mesma simulação. O circuito apresentado da Figura 39, apenas mostra o circuito de potência e o seu controlo com as correntes direta e quadratura, e na Figura 40, os circuitos de transformadas de forma a serem obtidas as componentes em *dq* das correntes e tensões, assim como a obtenção do ângulo de rede para sincronismo. Com esta simulação, demonstra-se o trânsito de potências ativa e reativa entre a rede elétrica e uma bateria. De forma a simplificar a simulação, foi utilizada a modulação do tipo SPWM. Algumas variáveis utilizadas para a simulação podem ser consultadas no Anexo 1.A.

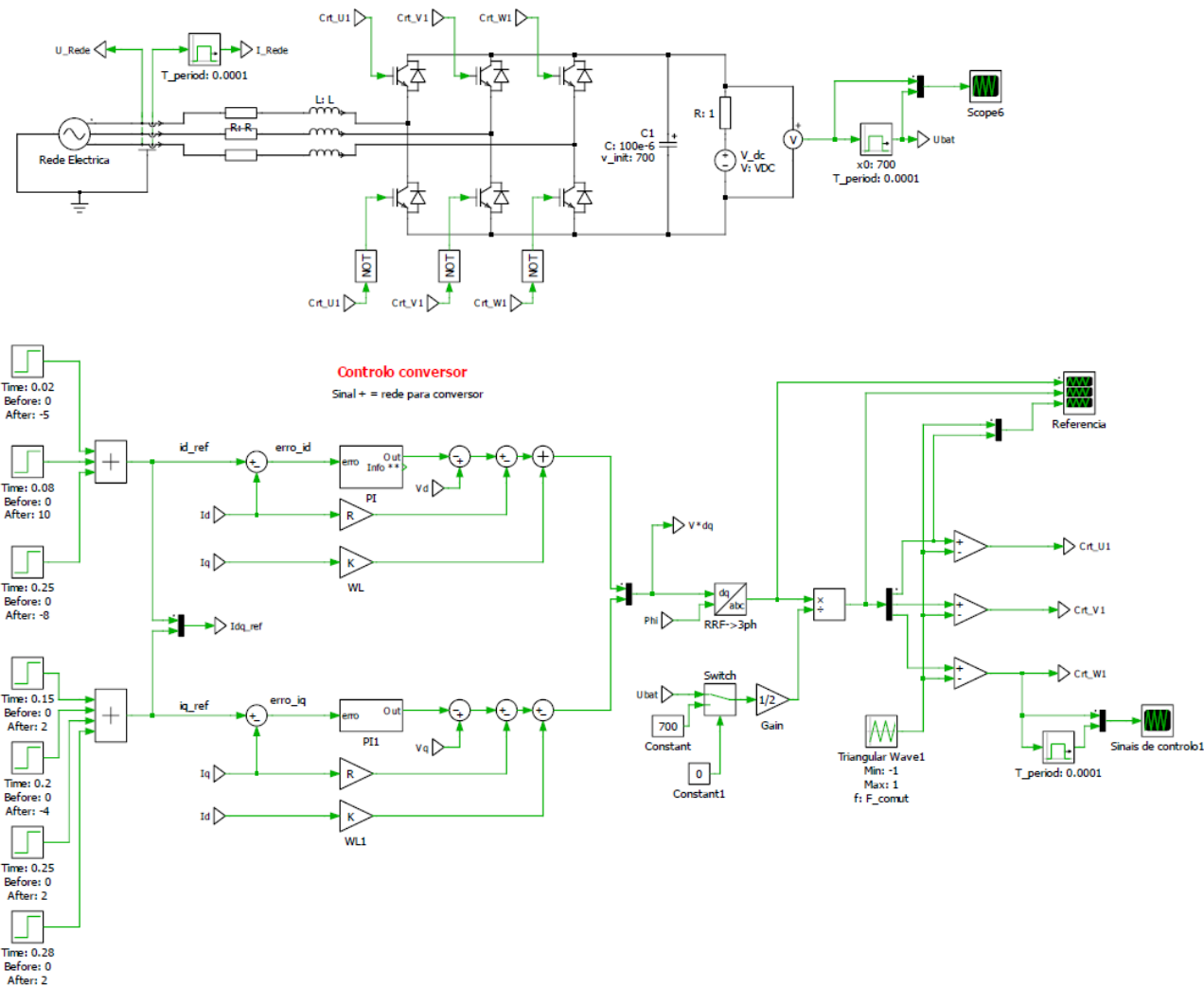


Figura 39 - Simulação VSC\_1

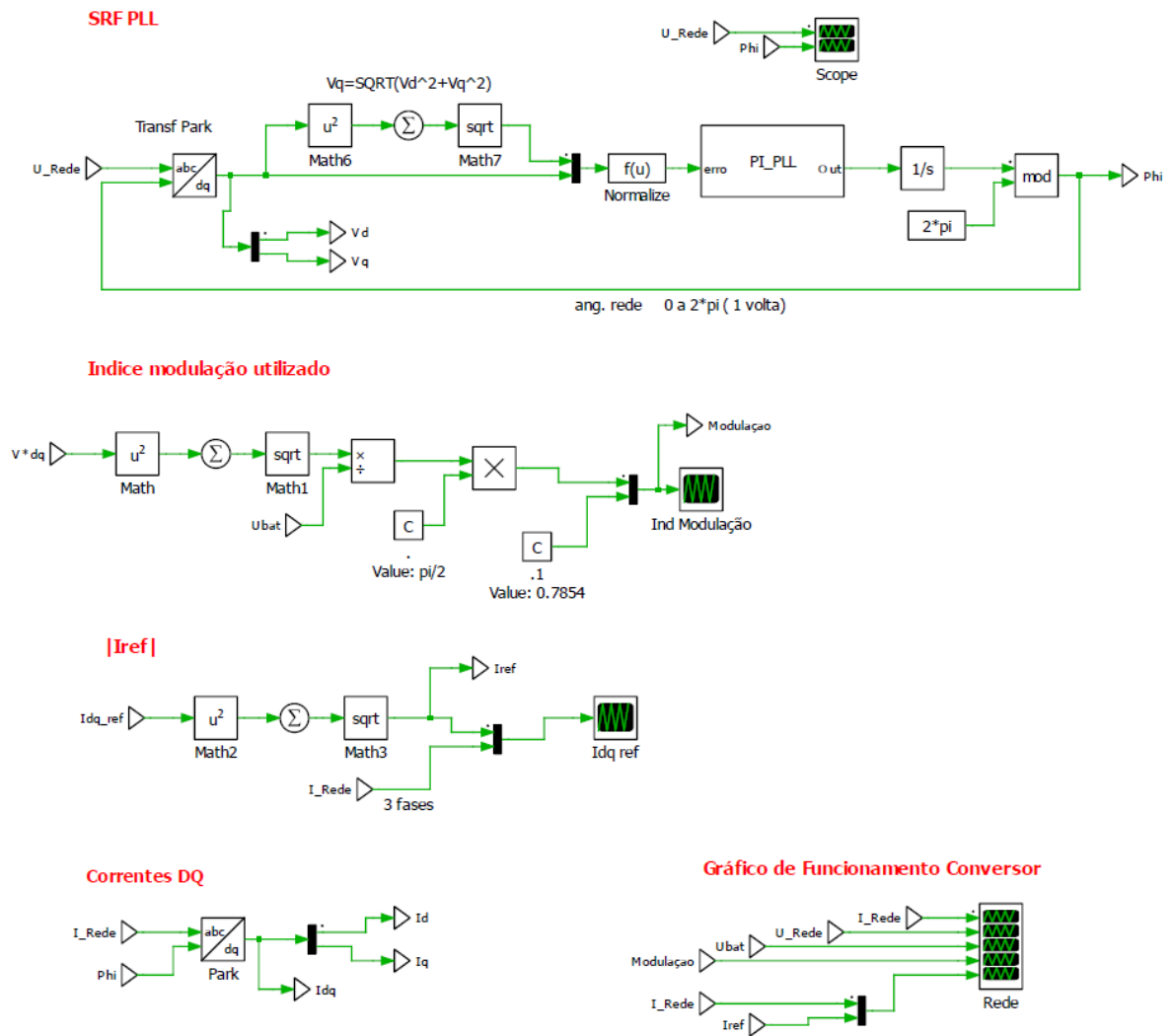


Figura 40 - Simulação VSC\_2

A Tabela 3 define as transições efetuadas na referência da corrente  $i_d$  e  $i_q$ , que consequentemente comanda o trânsito de potências do circuito.

Tabela 3 - Sequência de Controlo do Circuito VSC

Instante (Seg.)	Controlo Corrente		Consequência no trânsito de potências do VSC
	$I_d$ (A)	$I_q$ (A)	
1: 0.00 - 0.02	0	0	Não existe qualquer transferência de potência
2: 0.02 - 0.08	-5	0	Transferência de potência Ativa da Bateria -> Rede
3: 0.08 - 0.15	5	0	Transferência de potência Ativa da Rede -> Bateria
4: 0.15 - 0.20	5	2	Transferência de potência Ativa da Rede -> Bateria + VSC Capacitivo ( $Q_s < 0$ )
5: 0.20 - 0.25	5	-2	Transferência de potência Ativa da Rede -> Bateria + VSC Indutivo ( $Q_s > 0$ )
6: 0.25 - 0.28	-2	0	Transferência de potência Ativa da Bateria -> Rede
7: 0.28 - 0.35	-2	2	Transferência de potência Ativa da Bateria -> Rede + VSC Capacitivo ( $Q_s < 0$ )

O funcionamento do conversor VSC conforme controle realizados nas correntes  $i_d$  e  $i_q$ , é demonstrado na Figura 41. De forma resumida este exemplo pode ser interpretado do seguinte modo:

Estado 1: Não existe qualquer potência e conseqüentemente correntes a circular entre o lado AC e DC.

Estado 2: Existe transferência de potência ativa da bateria para a rede elétrica (2,44 kW). Esta ação pode ser verificada pela análise da sequência de fases entre tensão e corrente que se encontram em oposição de fases (180°). A tensão da bateria também diminui para valores inferiores à sua tensão nominal, devido à resistência interna da bateria, que provoca queda de tensão interna na passagem de corrente. Neste modo, o VSC está em modo de funcionamento inversor.

Estado 3: Existe transferência de potência ativa da rede para a bateria (também de 2,44 kW). Pode ser verificada a mesma sequência de fases entre tensão e corrente. A tensão da bateria, por sua vez, tem um incremento da sua tensão nominal, conseqüência da resistência interna da bateria, provocando queda de tensão interna. Neste estado o VSC está em funcionamento em modo de retificador.

Estado 4: Continua a transferência de potência ativa da rede para a bateria, mas é adicionada a componente  $i_q$  positiva, o que provoca um avanço da corrente face à tensão. Do ponto de vista da rede, o conversor é visto como sendo uma carga capacitiva. O total da potência aparente transferida é  $S=2.6$  kVA, sendo  $P=2,44$  kW e  $Q=-0,98$  VAR.

Estado 5: Continua a transferência de potência ativa da rede para a bateria, mas é adicionada a componente  $i_q$  negativa, o que provoca um atraso da corrente face à tensão. Do ponto de vista da rede, o conversor é visto como sendo uma carga indutiva.

Estado 6: Estado transitório, idêntico ao estado 2, só com potência ativa da bateria para a rede, no entanto como a corrente solicitada é inferior ao estado 2, a queda de tensão é inferior, sendo a tensão  $V_{DC}$  mais próxima da tensão nominal da bateria.

Estado 7: Estando o conversor a efetuar transferência de energia ativa da bateria para a rede, é adicionado a componente  $i_d$  positiva, o que faz com que o conversor seja visto pela rede como sendo capacitivo. Esta situação não é de fácil verificação gráfica, no entanto com apoio do gráfico da Figura 9, e equação (3.28),  $Q < 0$ , o conversor é visto na rede como uma fonte com característica capacitiva.

Como referido anteriormente, é importante salientar, que só existe transferência de potência ativa entre o lado AC e o lado DC, ou vice-versa, no entanto e devido ao desacoplamento provocado pelas bobinas  $L$ , é possível colocar o conversor visto pela rede como sendo: resistivo, fator de potência = 1 (estados 2, 3 e 6); indutivo, quando a corrente está em atraso face à tensão (estado 5), ou capacitivo, quando a corrente está em avanço face à tensão.

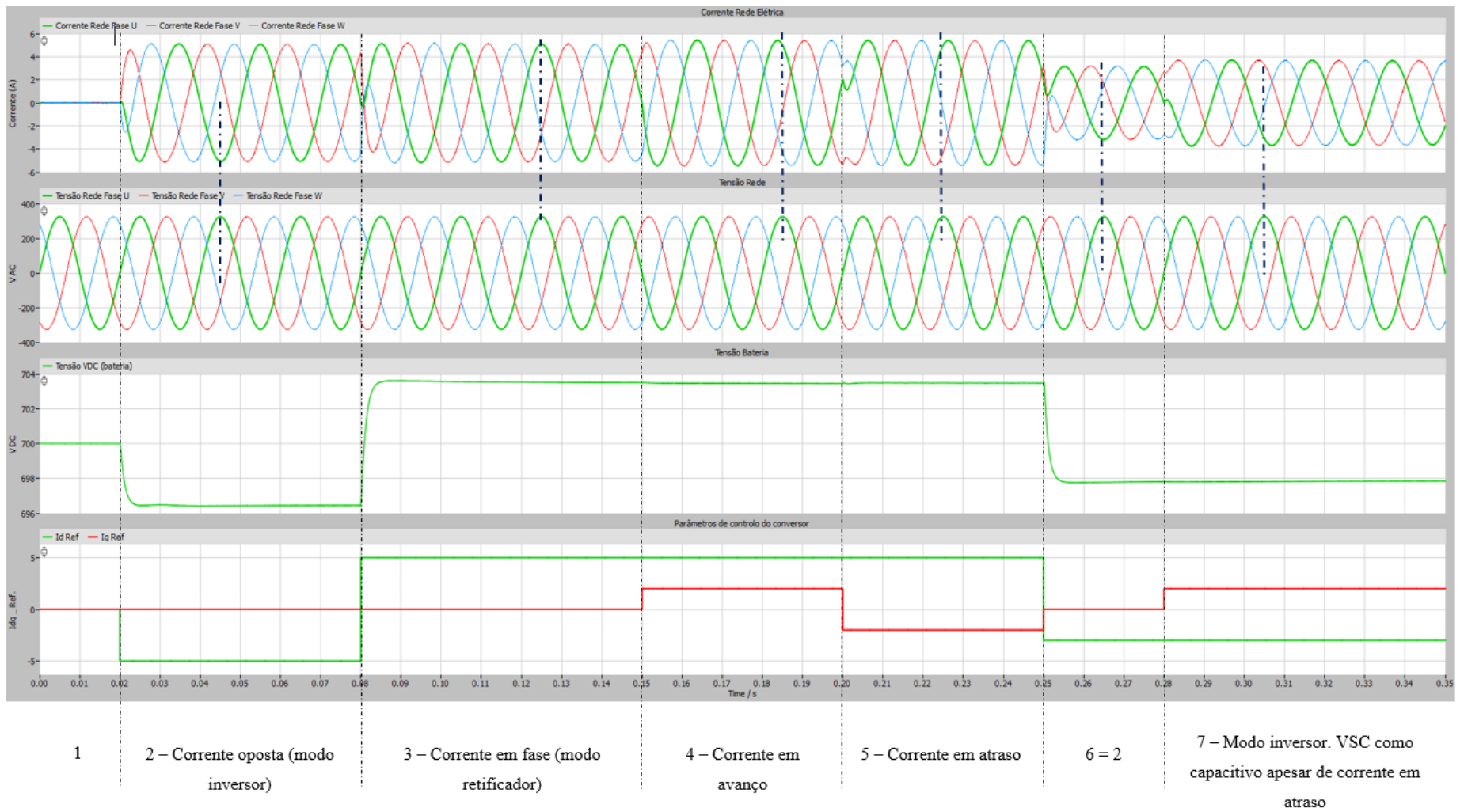


Figura 41 - Resultado simulação circuito VSC da Figura 39 e Figura 40

O índice de modulação também é estudado nesta simulação. A modulação escolhida foi a Sinusoidal PWM. De acordo com a equação (2.18), o  $M_{m\acute{a}x}$  de 0.7854, sendo ultrapassada no instante 0.25, onde se solicita a inversão do conversor de modo retificador para inversor, o que poderá originar distorção da forma de onda das tensões e correntes e consequente injeção de harmónicos nesses instantes. Para atenuação destas situações, poderiam ser efetuadas ajustes nos controladores PI dos controladores de corrente ou a utilização de técnicas de modulação mais eficazes. Nas próximas simulações, a modulação utilizada passará para SVM, que aumenta cerca de 15% a capacidade da utilização do conversor, sem entrar em sobremodulação, como já verificado anteriormente.

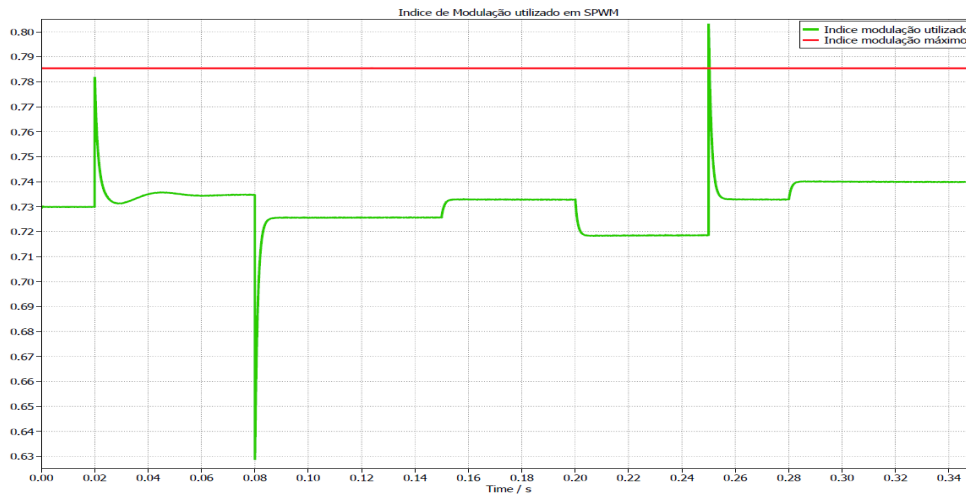


Figura 42 - Índice de modelação "M" utilizado

Na Figura 43, é efetuada a comparação entre as correntes de referência e resposta  $i_d$  e  $i_q$ , de acordo com (3.33 e 3.34). Desta forma é possível validar a resposta do controlo tendo em consideração os valores de  $Kp$  e  $Ti$  considerados.

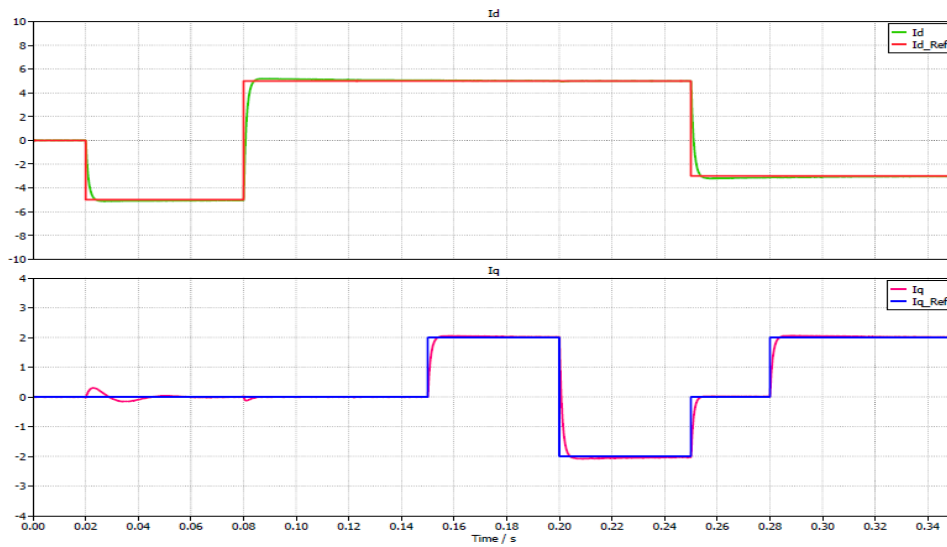


Figura 43 - Resposta dos controladores PI das correntes  $dq$

É possível verificar, que existe alteração da corrente  $i_q$  (azul), sempre que ocorre uma variação na corrente  $i_d$ , e o inverso também se verifica, contudo, o desacoplamento produzido pelo fator  $\omega L$  existente pelas equações (3.36) e (3.37) garante a estabilidade do sistema.

Na Figura 44, é representado o circuito de controlo do conversor e na Figura 45, mostra a mesma resposta sem o referido desacoplamento.

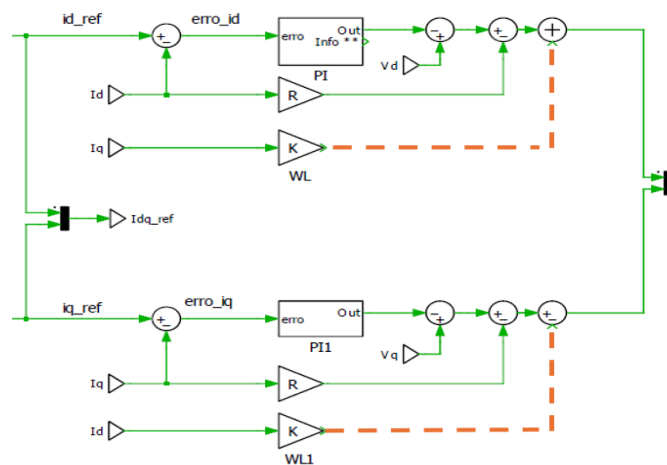


Figura 44 - Circuito de controlo conversor sem desacoplamento

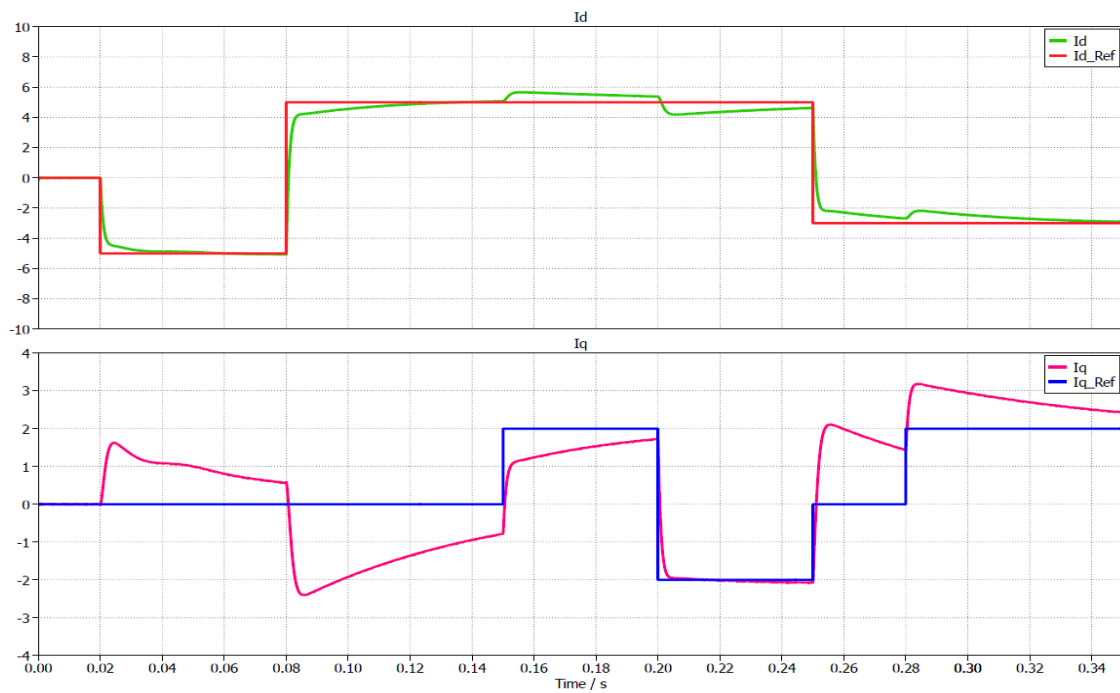


Figura 45 - Resposta dos controladores de corrente sem desacoplamento

No que concerne à PLL utilizada, na Figura 46, é possível verificar o correto sincronismo da rede entre o segundo e terceiro ciclo de onda. Entende-se por sincronismo quando a frequência estimada para obtenção do ângulo de rede, é igual à frequência da rede elétrica.

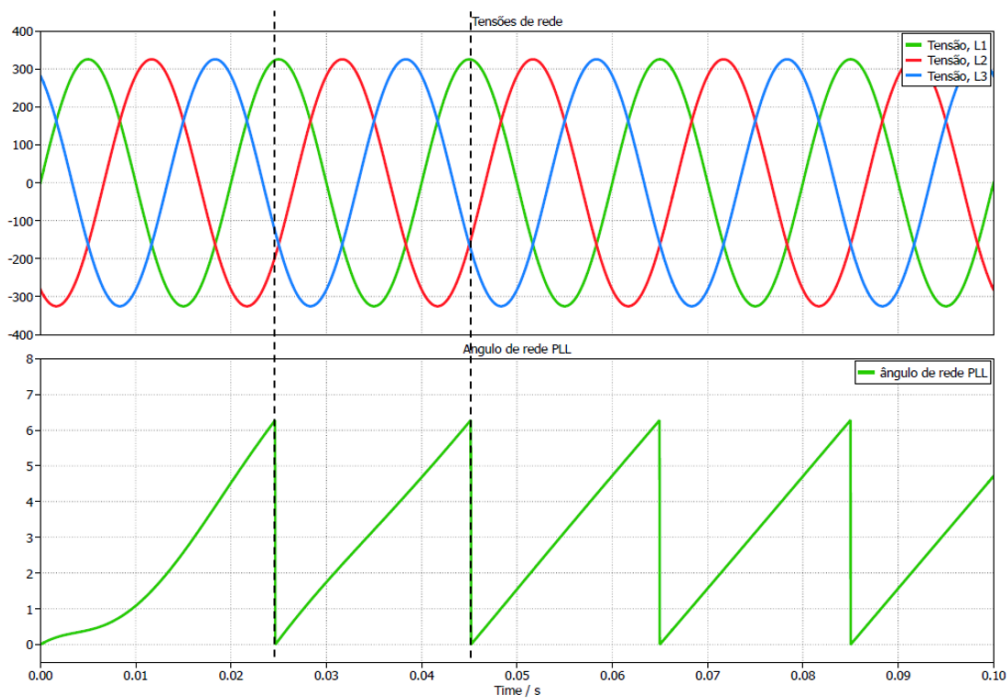


Figura 46 - Sincronismo SRF-PLL com tensão de rede

### **3.7 Conclusões**

As expressões matemáticas desenvolvidas permitem um controlo preciso das potências ativa e reativa em função das correntes de referência.

A utilização das transformadas de Clarke e Park permite a simplificação, a análise e o controlo do sistema, facilitando o desacoplamento das variáveis e o controlo independente das potências.

A implementação de controladores *PI* mostrou-se eficaz no ajuste das correntes de referência, essencial para a operação estável do conversor.

A simulação em tempo contínuo forneceu uma visão aprofundada do comportamento dinâmico do VSC, validando a precisão dos modelos matemáticos e a eficácia das estratégias de controlo propostas.

Página em branco

## 4. Controlo em tempo discreto

O controlo digital envolve a discretização do sinal analógico, um processo que requer a leitura do sinal em intervalos uniformes de tempo, determinados pelo tempo de amostragem definido.

Este capítulo foca-se no controlo em tempo discreto, essencial para o funcionamento de conversores quando controlados por microcontroladores. O uso de microcontroladores exige o processamento de dados em intervalos de tempo discretos, o que implica a adaptação dos controladores do tipo PI, originalmente projetados para tempo contínuo, para funcionarem de maneira eficiente em tempo discreto.

Esta secção também aborda a simulação do controlo em tempo discreto utilizando o software *PLECS*, onde são avaliadas as respostas dos sistemas e efetuadas comparações com os métodos contínuos, destacando a precisão e a eficácia do método de controlo escolhido.

### 4.1 Controlo digital

O método do controlo digital em tempo discreto, é fundamentado na discretização do sinal que está a ser controlado, num processo que envolve a reconstrução de um sinal analógico num sinal discreto por meio de leituras realizadas em intervalos uniformes de tempo, determinados pelo período de amostragem definido para execução do processo ( $T_s$ ).

A escolha do método de discretização mais adequado é crucial para garantir o funcionamento eficiente e estável do sistema de controlo digital. Isso implica a consideração da precisão da reconstrução do sinal analógico, assim como a complexidade computacional e a robustez do algoritmo de controlo em relação às variações no sistema.

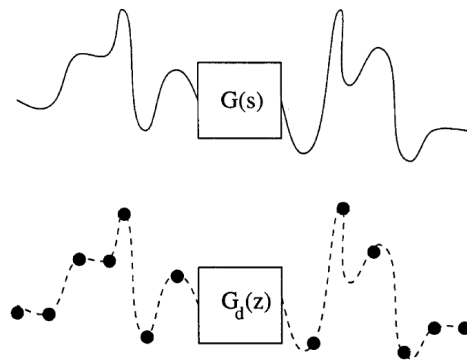


Figura 47 - Discretização de um sinal analógico [22].

Os três métodos mais conhecidos são:

- Forward Euler Method;
- Backward Euler Method;
- Método de Tustin/Transformada Bilinear/Aproximação Trapezoidal;

Sendo a sua representação indicada na Figura 48.

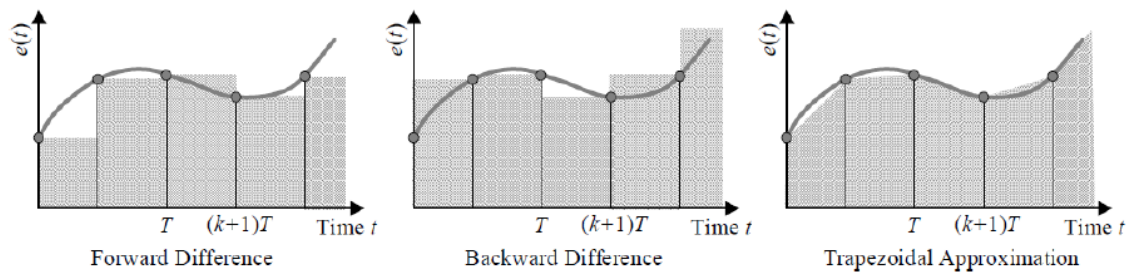


Figura 48 - Métodos de discretização [23].

O método escolhido para estudo e implementação é o de Tustin. Este método só é comparável ao desempenho em tempo contínuo se os intervalos de amostragem forem suficientemente pequenos [24]. Como é possível verificar na Figura 48, obtém-se a resposta mais aproximada ao sinal em tempo contínuo e, por isso, também conhecido por método de Aproximação trapezoidal.

A função transferência de um PI representado na Figura 49, é dado por:

$$\frac{U(s)}{E(s)} = Kp + \frac{Ki}{s} \quad (4.1)$$

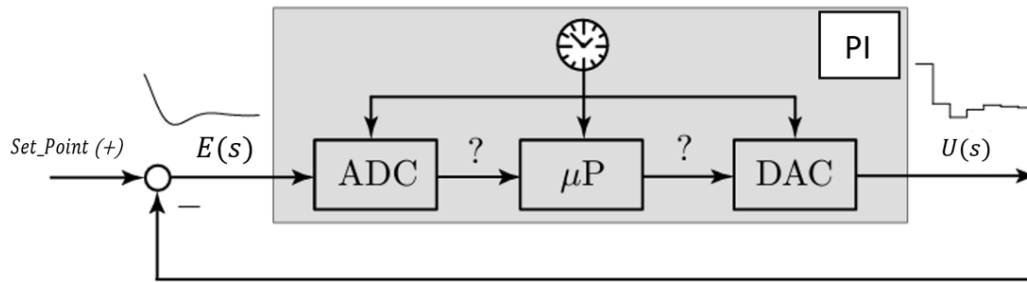


Figura 49 - Controlador PI em tempo discreto (adaptada de [24]).

A conversão do domínio das frequências (s), para o domínio (Z) é obtida por [24]:

$$S = \frac{2}{T_s} \frac{Z - 1}{Z + 1} \quad (4.2)$$

Com  $T_s$ , representando o período de amostragem, a função de transferência em domínio Z, é dado por:

$$U(z) = K_p E(z) + K_i \frac{2}{T_s} \frac{Z - 1}{Z + 1} E(z) \quad (4.3)$$

Desenvolvendo a equação;

$$(U(z) - K_p E(z))(Z - 1) = K_i \frac{2}{T_s} (Z + 1) E(z) \Leftrightarrow$$

$$ZU(z) - U(z) - K_p(ZE(z) - E(z)) = K_i \frac{T_s}{2} (ZE(z) + E(z)) \Leftrightarrow \quad (4.4)$$

$$U(z) = Z^{-1}U(z) + K_p(E(z) - Z^{-1}E(z)) + K_i \frac{T_s}{2} (E(z) + Z^{-1}E(z))$$

Assumindo que Z corresponde ao valor da amostra atual  $n$ , e  $Z^{-1}$ , ao valor da amostra anterior  $n - 1$ , obtém-se;

$$u(n) = u(n - 1) + K_p (e(n) - e(n - 1)) + K_i \frac{T_s}{2} (e(n) + e(n - 1)) \quad (4.5)$$

Sendo que  $u(n)$  e  $e(n)$ , representam a saída e o erro atual do sistema de controlo, e  $u(n - 1)$  e  $e(n - 1)$ , representam os valores calculados na iteração anterior, a equação (4.5) pode ser reescrita por:

$$\text{Saída} = \text{Saída anterior} + K_p (\text{erro} - \text{erro anterior}) + K_i \frac{T_s}{2} (\text{erro} + \text{erro anterior}) \quad (4.6)$$

Da mesma forma, para o cálculo da componente integral;

$$u(n) = u(n - 1) + Ki \frac{T_s}{2} (e(n) + e(n - 1)) \quad (4.7)$$

Ou;

$$Saída = Saída anterior + Ki \frac{T_s}{2} (erro + erro anterior) \quad (4.8)$$

## 4.2 Simulação em tempo discreto

O circuito da simulação em tempo discreto é em tudo idêntico ao utilizado no tempo contínuo de forma a ser possível efetuar as devidas comparações e ajustes necessários, nomeadamente nos ganhos dos *PI* de forma a adequar o correto comportamento na resposta do sistema de controlo.

A simulação terá um tempo de amostragem de 50µs, o que corresponde a uma frequência de 20kHz.

Para efeitos de simulação em tempo discreto, será utilizado um bloco de programação em linguagem “C” denominado por *C-Script* no simulador utilizado *PLECS*.

Para melhor avaliação das diferentes partes que compõem o sistema, a simulação será efetuada por partes, isto é, será avaliada a resposta da PLL e de seguida o controlo do conversor em função das correntes de referência  $i_d$  e  $i_q$ , originando a respetiva potência ativa e reativa.

### 4.2.1 SRF-PLL em tempo discreto

O circuito para simulação da SRF-PLL em tempo discreto pode ser verificado na Figura 50. Nesta simulação estão implementadas em tempo contínuo e em tempo discreto para possível comparação entre ambos.

Para esta simulação o bloco *C-Script*, possui como entrada as tensões de rede, e a sua saída apenas o valor do ângulo de rede pretendido. Apesar de o valor de “pi” estar a ser utilizado como entrada, este valor também poderá ser definido como uma variável constante na declaração de variáveis. Todo o código utilizado poderá ser analisado em Anexo 1.B.

Na Figura 51, é possível verificar que não existiu diferenças entre os dois métodos utilizados para o sincronismo. Os ângulos e tempos de resposta, são idênticos, pelo que não existe a necessidade de ajuste dos ganhos utilizados previamente em tempo contínuo. Os valores utilizados são obtidos pela equação (2.32) obtendo-se os valores de  $Kp = 157,1$  e  $Ti = 3,33$  ms.

Na Figura 52, pretende-se mostrar com *zoom* a um determinado momento, as diferenças entre os 2 métodos. Em tempo discreto, a verde, é possível identificar os pequenos *steps* utilizados com duração de 50  $\mu$ s.

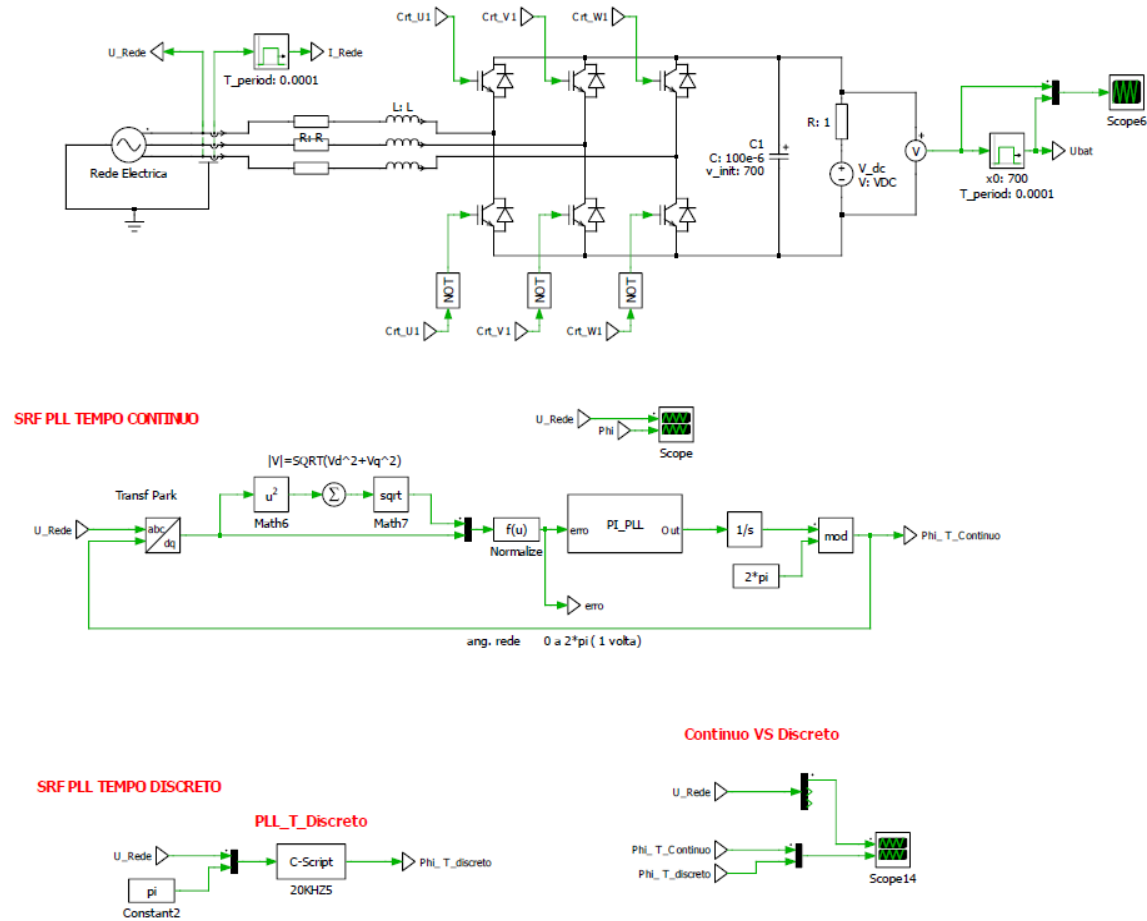


Figura 50 - Simulação SRF-PLL em tempo discreto

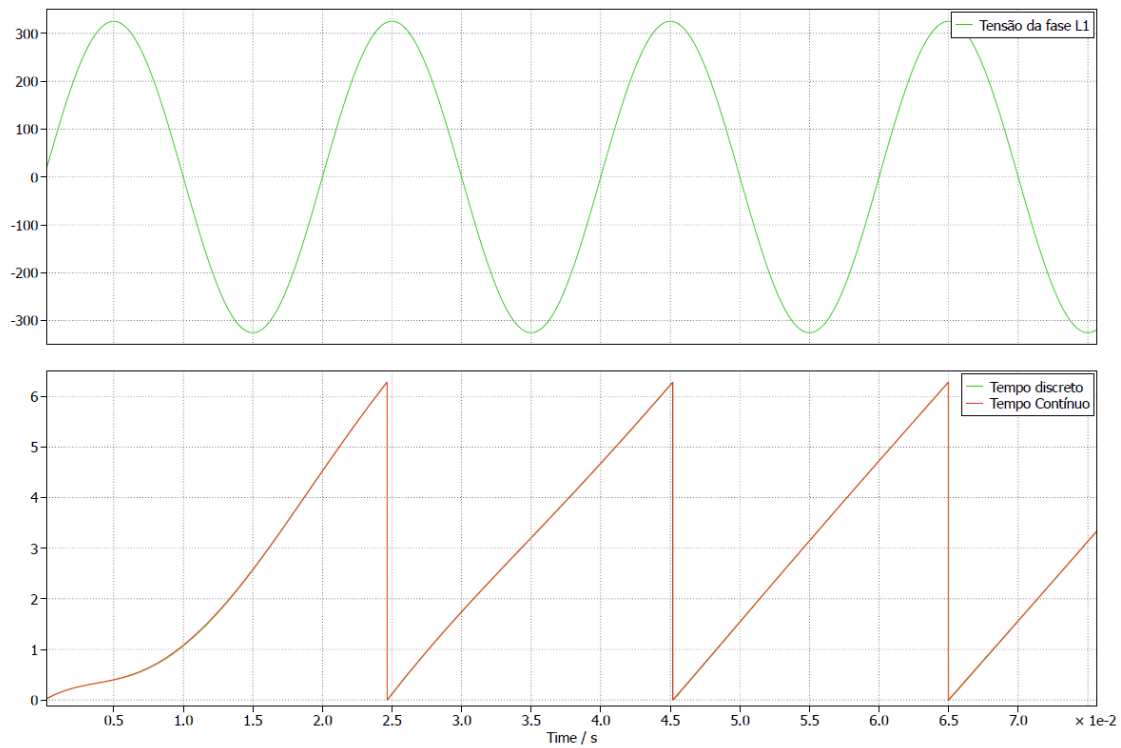


Figura 51 - SRF-PLL em tempo discreto VS Tempo contínuo

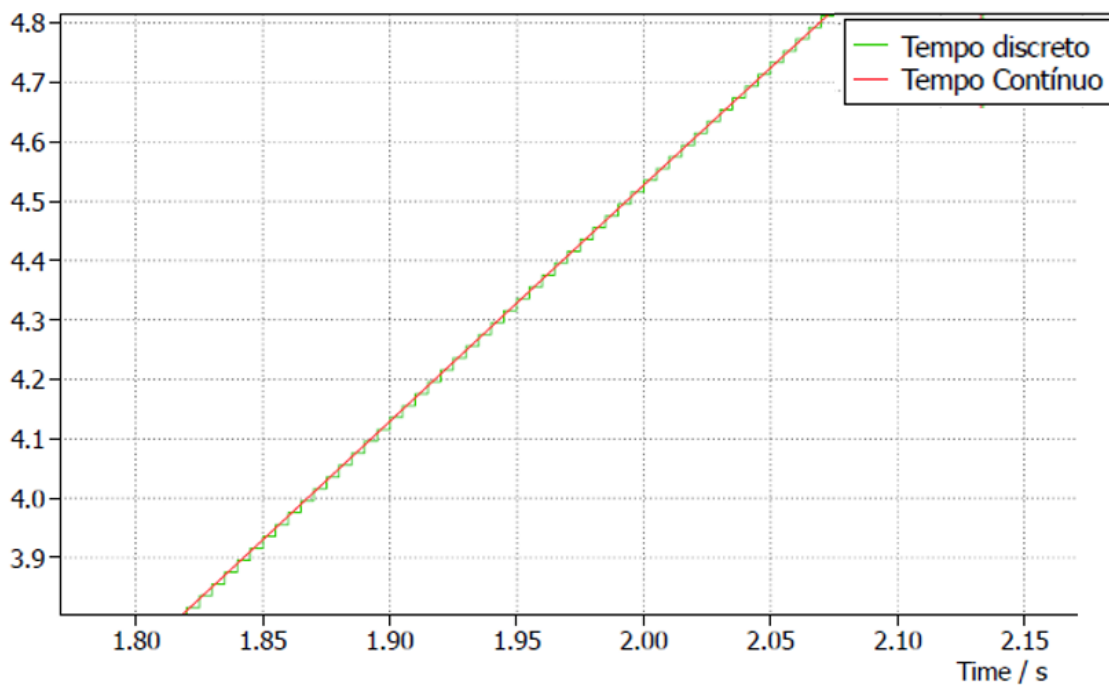


Figura 52 - Zoom de SRF-PLL em Tempo discreto VS Tempo contínuo

## 4.2.2 Controlo do conversor em tempo discreto

O controlo do circuito em tempo discreto é idêntico do utilizado em 4.2.1. No entanto é necessário efetuar as transformações da corrente  $abc$  para  $dq$ , utilizando o ângulo previamente calculado pela SRF-PLL. De forma a simplificar a transformação, é proposto [1] a transformação de Clarke, equações (2.18) e (2.19), e posteriormente a transformada de Park pela equação (2.28).

Os parâmetros utilizados também são os mesmos utilizados em tempo contínuo, nomeadamente os controladores de corrente da equação (3.34), sendo:  $K_p = 4,71$  e  $T_i = 50$  ms.

Os valores obtidos para controlo do VSC do são as tensões  $v_{d\_Ref}$  e  $v_{q\_Ref}$ , das equações (3.35) e (3.36). Na Figura 54, é representada a comparação entre o controlo do conversor em tempo discreto e tempo contínuo sendo novamente comprovado na Figura 54 que não existe qualquer necessidade de ajuste dos ganhos dos controladores  $PI$ , uma vez que nos dois métodos existe uma grande aproximação nos resultados obtidos. O código utilizado poderá ser analisado em Anexo 1.C.

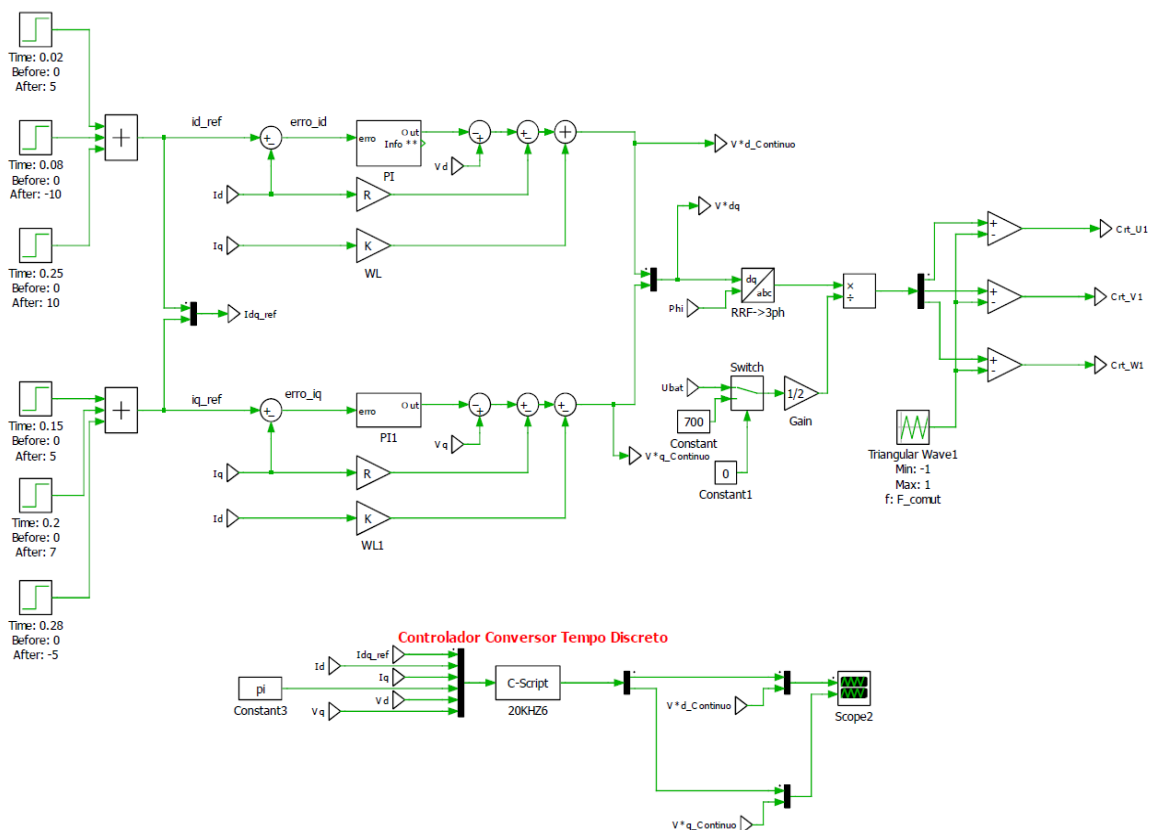


Figura 53 - Circuito comparativo do controlo do conversor em tempo contínuo e tempo discreto



Figura 54 - Controle do conversor tempo discreto VS Tempo contínuo

### 4.3 Conclusões

As simulações realizadas, demonstraram que o controle em tempo discreto pode replicar com precisão o comportamento do sistema em tempo contínuo, desde que os intervalos de amostragem sejam adequadamente pequenos. As comparações entre as respostas dos sistemas controlados em tempo contínuo e discreto evidenciaram a eficácia dos métodos escolhidos.

## 5. Protótipo Laboratorial

Este capítulo é dedicado ao protótipo laboratorial referente ao conversor *VSC* em estudo. Destacam-se os equipamentos necessários para implementação do circuito, destacando-se as suas principais características e fator de escolha dos mesmos. Os testes experimentais visam validar a abordagem teórica previamente desenvolvida e já verificada por intermédio de simulação dos capítulos anteriores. Ao comparar os resultados obtidos por simulação com os dados obtidos experimentalmente, são extraídas conclusões cruciais que reforçam a eficácia das propostas elaboradas ao longo deste estudo.

### 5.1 Hardware

#### 5.1.1 Microcontrolador

O XMC 4700 RELAX KIT é utilizado para desenvolvimento de aplicações de controlo e automação industrial. Baseado no microcontrolador ARM Cortex-M4 XMC4700 da Infineon Technologies AG, este kit oferece uma ampla gama de recursos e periféricos para facilitar o desenvolvimento rápido de protótipos e a avaliação de sistemas complexos [25]. A sua programação é realizada via porta Micro USB com recurso ao software Dave™, baseado na linguagem C. Para suporte à visualização de dados e controlo pode ser utilizada a interface gráfica Micrium uC-Probe XMC®. O mesmo cabo de comunicação também utiliza a alimentação disponibilizada pela porta USB como fonte de alimentação (5V DC). Internamente através de um regulador de tensão de 5 V para 3,3 V, é garantida a tensão de saída regulada para as saídas das portas digitais, assim como a possível alimentação de periféricos caso exista essa necessidade.

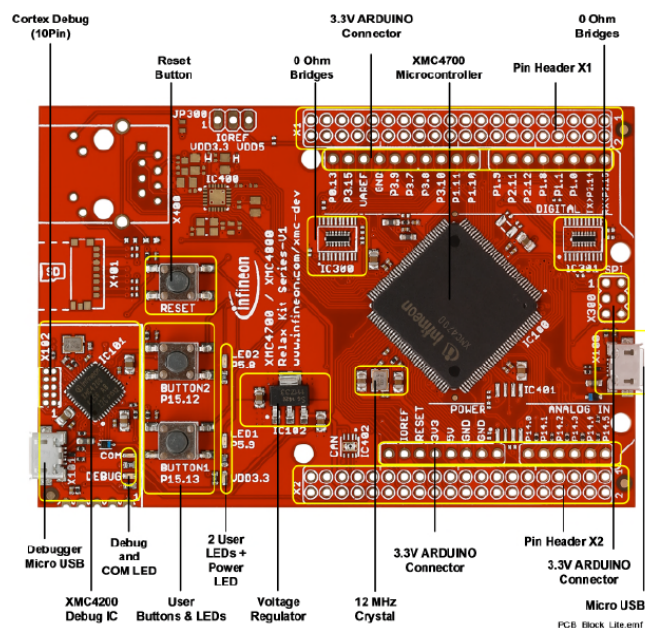


Figura 55 - XMC4700 Relax Lite Kit [25]

As suas funcionalidades instaladas, denominadas por *Apps*, permitem uma maior facilidade no desenvolvimento de projetos. Algumas funcionalidades como PWM; SVM; Digital\_IO; DAC (*Digital-to-Analog Converter*); ADC (*Analog-to-Digital Converter*) ou INTERRUPT foram utilizadas para elaboração deste projeto.

Para desenvolvimento deste projeto foram utilizadas 8 entradas analógicas, sendo 3 para medidas das tensões, 3 para medida das correntes, 1 para medição da tensão das baterias e 1 para a temperatura da unidade de potência. Saídas digitais também foram utilizadas para diversos fins como o disparo dos semicondutores de potência, controlo de funcionamento ou sinalização.

A escolha deste microcontrolador, foi facilitada devido à prévia utilização em trabalhos anteriores e com a sua elevada capacidade de processamento e fiabilidade necessária para o projeto. A sua facilidade de aquisição a baixo custo também foi um aspeto considerado.

### 5.1.2 Conversor de Potência

O X-NUCLEO-IHM08M1 é um módulo de potência desenvolvido pela STMicroelectronics, projetado para ser usado em conjunto com placas de desenvolvimento compatíveis com o formato NUCLEO da STMicroelectronics ou a interligação a outros sistemas de controlo como é o caso. Esse módulo apesar de estar direcionado para aplicações de controlo de motores, será utilizado como conversor de potência, uma vez que o comando da sua unidade de potência trifásica é acessível a pinos de interligação com o exterior.

Este equipamento para além das funcionalidades de controlo de motor, disponibiliza saídas para controlo da temperatura da unidade de potência e medição das correntes que circulam em cada braço da ponte trifásica.

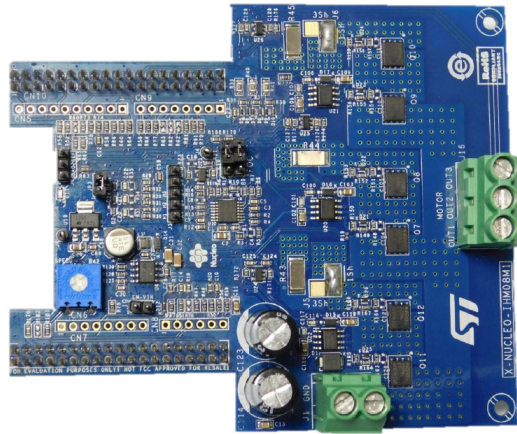


Figura 56 - X-NUCLEO-IHM08M1 [26]

Esta unidade tem como característica o funcionamento para tensões nominais de 8V a 48V DC e corrente de 15 A, o que implica o correto dimensionamento nas tensões AC e DC do circuito proposto.

A Unidade de potência tem como equipamento de controlo interno o *Driver* L6398 e semicondutores do tipo *MOSFET* STL220N6F7 STRipFET™, ilustrada na Figura 56. A frequência máxima de comutação não é especificada, pelo que será considerado como limite o valor de 20 kHz.

O *driver* desempenha um papel crucial no circuito de potência, fornecendo os sinais de controlo necessários para os semicondutores e efetuando o isolamento entre o circuito de controlo do microcontrolador e o circuito de potência. Para o correto funcionamento os sinais *Low* e *High* devem possuir o mesmo nível lógico. Isto é, para ativar a saída *Low*, ambas as entradas devem estar em nível lógico “zero” e para ativar a saída *High*, ambas as entradas devem estar em nível lógico “um”[26].

A Tabela 4, demonstra o controlo dos MOSFETs em função do sinal aplicado à entrada do driver, proveniente deste sistema de controlo.

Tabela 4 - Tabela de verdade, controlo MOSFETs [27]

Input		Output	
$\overline{LIN}$	$HIN$	LVG	HVG
H	L	L	L
L	H	L	L
L	L	H	L
H	H	L	H

Este conversor de potência não possui os sinais para controle de *enable* ou *disable* da unidade de potência, significando que, desde que a unidade esteja alimentada está constantemente a verificar os estados das entradas LIN e HIN.

Esta condição significa que, sem controle aplicado à unidade de potência por parte do microcontrolador, o driver está no estado correspondente à linha 3. Isto é, a não existência de sinais de controle, implica a ativação dos semicondutores responsáveis pelo ramo negativo da ponte de potência. Isto tem como consequência um curto-circuito no lado AC do conversor. Importante referir que esta unidade de potência é projetada para o controle de motores, pelo que não existe consequências associadas para tal funcionalidade. Neste projeto, como a saída AC é na realidade a ligação da tensão de rede, origina um curto-circuito entre as 3 fases, sendo a corrente limitada pela resistência e bobina do circuito do lado AC.

Para contornar este problema foi efetuada lógica nos sinais de controle, de forma a obrigar o driver a permanecer no estado correspondente à linha 2 da Tabela 4, em estado de repouso, ou controlador desligado e não haver condução dos semicondutores. Foram utilizadas as portas lógicas “OR” com a referência 74F32PC e “AND” com a referência 74HC21N. A sua interligação, pode ser visualizada no esquema do circuito implementado na Figura 81.

Na Tabela 5, são apresentadas as principais características do driver de comando [27].

Tabela 5 - Principais características do Driver L6398

Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação	10 a 20 V
Tempo <i>Turn On</i>	50 a 200 ns
Tempo <i>Turn Off</i>	50 a 200 ns
Tempo <i>Rise Time</i>	75 ns
Tempo <i>Fall Time</i>	35 ns
Dead Time	225 a 415 ns

Os semicondutores de potência utilizados, neste caso o tipo *MOSFET*, possuem uma baixa resistência  $R_{DS}$ , o que significa que os *MOSFETs* têm uma queda de tensão mínima quando estão em condução, resultando em menor dissipação de energia e maior eficiência[28].

Na Tabela 6, são apresentadas as principais características dos semicondutores de potência [28] e na Figura 57, o esquema de interligação de ambos os componentes.

Tabela 6 - Principais características do STL220N6F7

Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação	60 V
Corrente de Pico Máxima	120 A
Rds	1,2 mΩ
Tensão VGE	± 20 V
Tempo Turn On	41 ns
Tempo Turn Off	68 ns
Tempo Rise Time	45 ns
Tempo Fall Time	35 ns
Frequência de Comutação Máx.	1 MHz

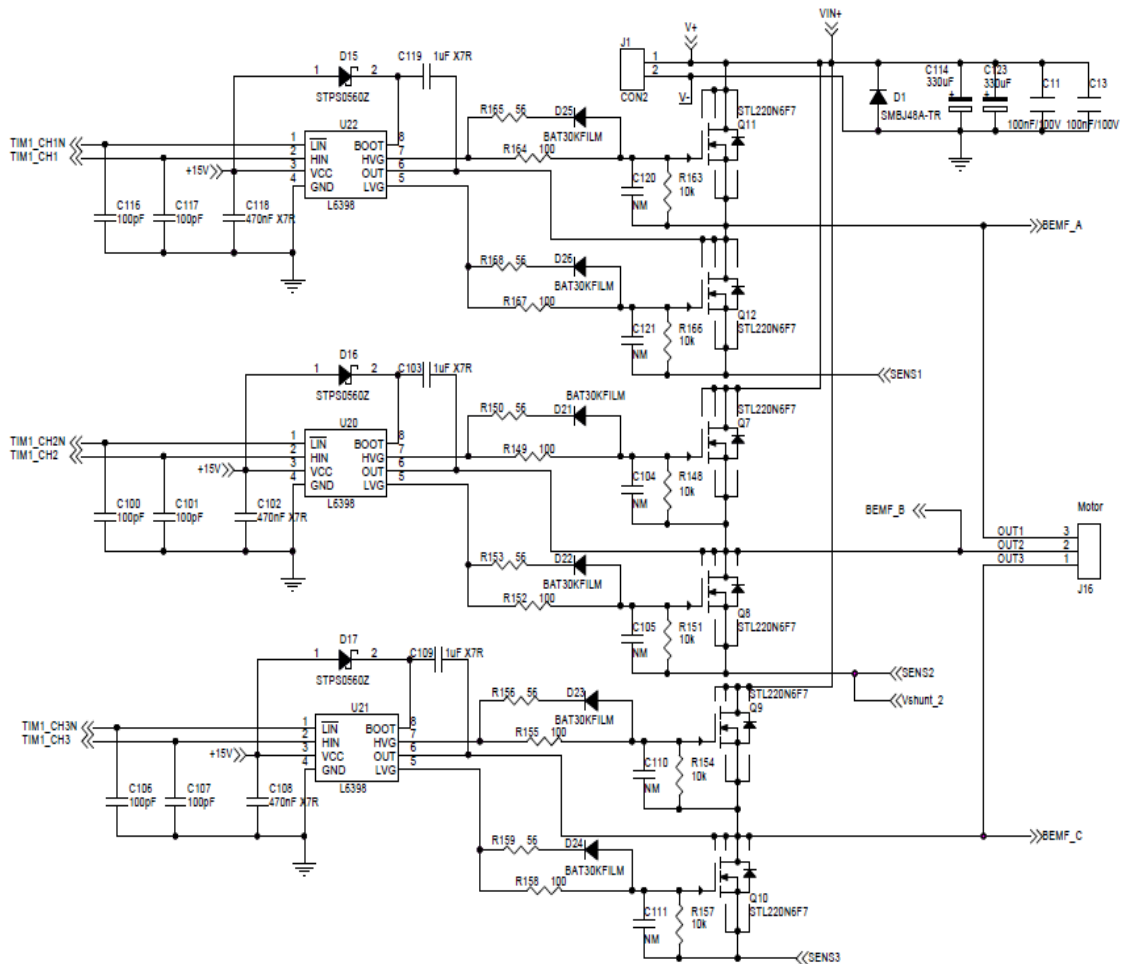


Figura 57 - Conversor de potência integrado em X-NUCLEO-IHM08M1 [26]

### 5.1.3 Tempos de comutação

De forma a garantir o correto funcionamento da unidade de potência devem ser salvaguardados os tempos de abertura e fecho dos semicondutores evitando assim que possa existir no mesmo ramo a entrada em condução de 2 semicondutores em simultâneo, provocando perdas adicionais indesejadas ou até a destruição do dispositivo ou de todo o inversor.

De acordo com nota técnica da Infineon [29], deverá ser efetuado o cálculo de “tempo morto”, tendo como base alguns parâmetros do *Driver* e *MOSFET* utilizados.

O tempo mínimo entre sinais de controlo é obtido pela seguinte equação:

$$t_{dead} = [(t_{d\_off\,m\grave{a}x} - t_{d\_on\,min}) + (t_{pdd\,m\grave{a}x} - t_{pdd\,min})] * 1,2 \quad (5.01)$$

Onde:

$t_{d\_off\,m\grave{a}x}$	:	Tempo máximo de atraso a desligar
$t_{d\_on\,min}$	:	Tempo máximo de atraso a ligar
$t_{pdd\,m\grave{a}x}$	:	Tempo máximo de propagação do Driver
$t_{pdd\,min}$	:	Tempo mínimo de propagação do Driver
1,2	:	Fator de segurança de 20%

Tendo em conta os dados técnicos referidos nas Tabela 5 e Tabela 6, obtemos os seguintes resultados:

$$t_{dead} = [(103 - 86) + (275 - 85)] * 1,2 = 248 \text{ ns} \quad (5.02)$$

Tendo em consideração que o driver já possui um *dead time* com intervalo de 225 a 415 ns, praticamente assegura o tempo necessário para o bom funcionamento do circuito de potência, caso os sinais de controlo sejam dados em simultâneo. Considera-se *dead time*, o tempo que desde que 1 sinal é desligado e é ligado o sinal oposto.

A comprovação dos tempos de *dead time* do *driver* foi verificado experimentalmente e demonstrado na Figura 58. Os sinais de controlo são as cores Vermelha (HIN) e Azul (LIN) e o comando para os MOSFET as cores cinza (LVG) e verde (HVG).

Quando ambos os sinais estão em estado lógico “zero”, o semicondutor ligado é o do ramo negativo e quando ambos os sinais estão a “um” o semicondutor ligado é o do ramo positivo. Outras combinações forçam os sinais LVG e HVG a “zero”.

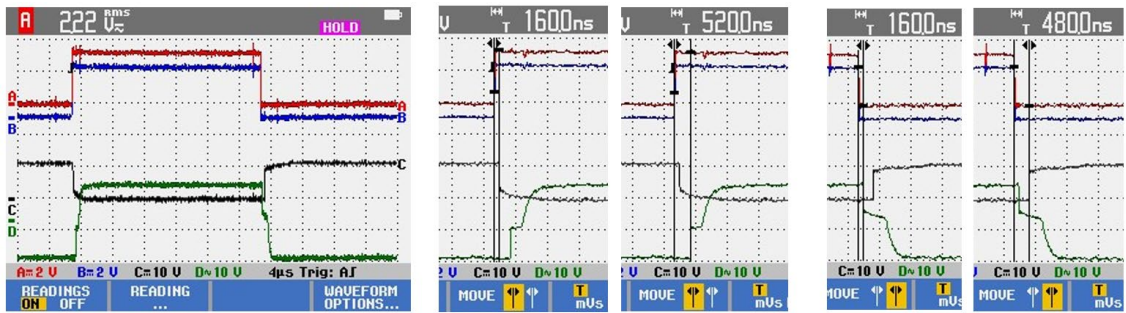


Figura 58 - Verificação de tempos de *dead time* entre sinais de comando

Com os testes realizados, verifica-se um *dead time* de 320 e 360 ns, o que se enquadra dentro da especificação do fabricante.

Ao utilizar a APP SVM do Microcontrolador XMC 4700 existe a facilidade em configurar os tempos *dead time* necessários, assim como os níveis lógicos necessários de acordo com os drives utilizados. Nesta aplicação é necessário colocar o nível lógico *Low* invertido. Por uma questão de princípio, foi parametrizado um *dead time* de 150ns nos 2 flancos de controlo, apesar de como descrito anteriormente, ser praticamente desnecessário.

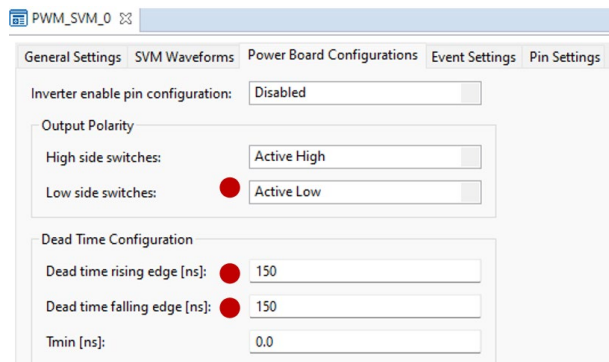


Figura 59 - Configuração *dead time* em SVM APP

Efetuada a alteração na APP PWM SVM, os sinais permanecem desfasados como se mostra na Figura 60, aumentando assim a segurança do circuito de potência.

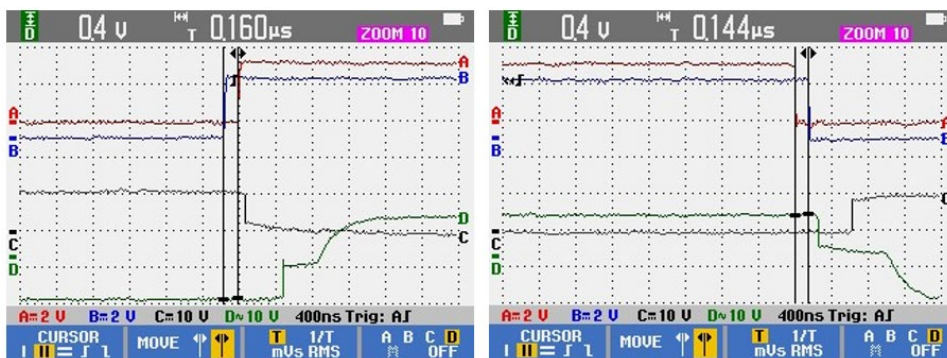


Figura 60 - Tempo entre sinais de controlo de semicondutores

## 5.2 Bobina

Como já referido anteriormente, a utilização da bobina é de elevada importância para o conversor em estudo, uma vez que, para além da redução de conteúdo harmónico de alta frequência e a limitação das correntes de curto-circuito, esta constitui elevada importância para que o conversor possa funcionar como retificador ativo e o controlo da potência ativa e reativa de forma independente, com o controlo da corrente que circula através da mesma.

As bobinas escolhidas, foram reaproveitadas de circuitos eletrónicas existentes em *UPS (Uninterruptible power supply)*, pelo que não são conhecidos todos os parâmetros das mesmas. É seguro, no entanto considerar uma corrente nominal de funcionamento de 16 A, para uma frequência de funcionamento nominal de 50Hz.

A sua resistência não será considerada para efeitos de dimensionamento do circuito uma vez que será na casa dos m $\Omega$ , e a sua indutância é de 1,35mH.



Figura 61 – Bobinas utilizadas

## 5.3 Sensor de Corrente

Inicialmente foi testada a funcionalidade existente para medição de correntes disponibilizada no conversor de potência (Figura 56), no entanto a forma de onda não correspondia ao sinal sinusoidal expectável, existindo um corte da componente negativa, como é possível verificar na Figura 62. Por este motivo foram estudadas novas soluções para medição da corrente.

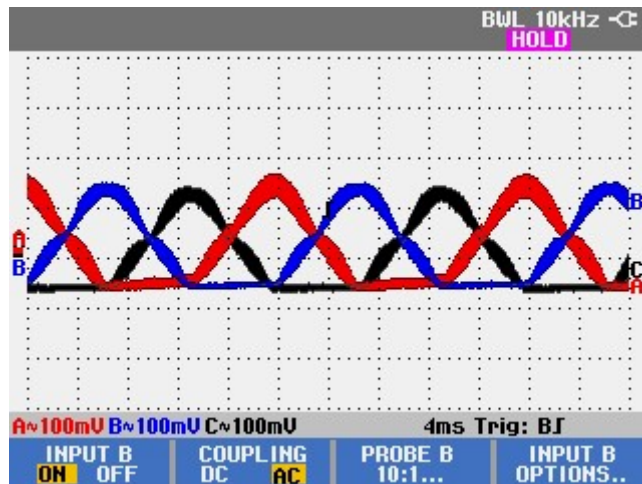


Figura 62 - Correntes medidas na unidade de potência

Os sensores de corrente ACS759LCB-050B-PFF-T da Allegro, também foram testados, e apesar da simplicidade e precisão na medida, a gama de medição compreendido entre  $\pm 50A$ , provoca uma perda na precisão na saída do sensor para o ensaio proposto, uma vez que as correntes previstas serão muito baixas, face aos valores nominais deste transdutor.

Assim, o transdutor mais adequado e com melhores resultados foi o ACS712-05B-T. Este sensor permite a medição de correntes alternadas que variam entre -5 e 5 A. As suas principais características são [30]:

Tabela 7 - Principais características do ACS712-05B

Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação	5 V
Range	$\pm 5 A$
Sensibilidade	0,185mV * A
Resistência interna	1,2 m $\Omega$
Erro máximo	1,5 %
Saída	Vcc/2 + Sensibilidade

Uma vez que a tensão de saída do sensor para a corrente máxima (3,425V) é superior ao valor máximo de medida do conversor ADC do microcontrolador, foi criado um divisor de tensão para ajustar a tensão máxima para 3,3 V quando a corrente é 5A. O circuito elétrico do sensor de corrente e respetivo adaptador de tensão, é ilustrado na Figura 63.

No divisor de tensão proposto, e definindo  $V_{in} = 3,5$  e  $V_{out} = 3,3$  com  $R_1 = 1 k\Omega$  obtém-se o valor necessário para  $R_2$ :

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_2+R_1} V_{in} \Leftrightarrow 3,425 = \frac{R_2}{R_2+1 K} 3,3 \Leftrightarrow R_2 = 16,5 k\Omega \quad (5.03)$$

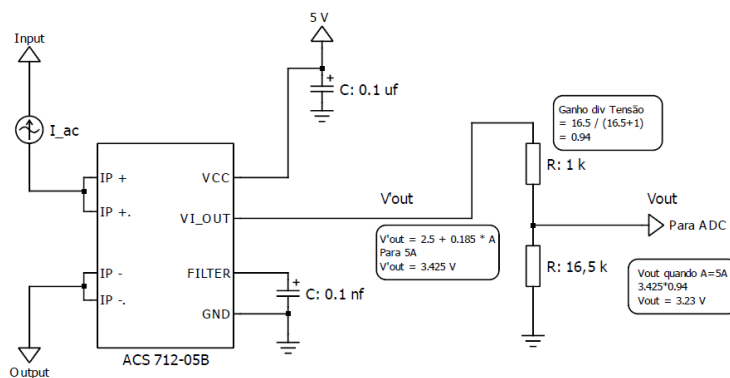


Figura 63 - Circuito implementado ACS712 para aquisição de correntes

Foram utilizados 3 sensores, sendo um por fase. No entanto haveria a possibilidade de utilizar apenas 2 sensores, uma vez que se está a trabalhar num circuito trifásico equilibrado [1].

Na montagem dos equipamentos de medição, foi considerado o isolamento no cabo de sinais de forma a evitar o menor número de interferências na unidade de aquisição (microcontrolador). Na Figura 64, visualiza-se a montagem do sensor de corrente e respetiva adaptação do sinal de saída com recurso a um simples divisor de tensão.

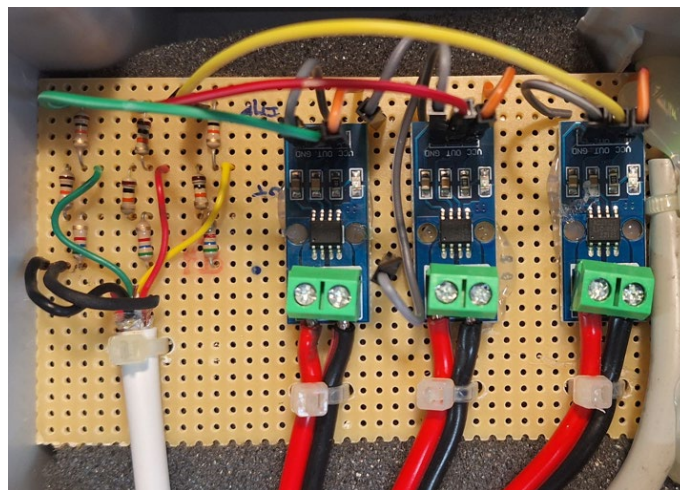


Figura 64 - Sensores de corrente ACS712 e divisor de tensão

Na Figura 65, testa-se a resposta pelos sensores de corrente com recurso a uma pinça ligada diretamente a um canal do osciloscópio, identificado pela cor preta, a leitura na saída do divisor de tensão, identificado pela cor azul ( $V_{out}$ ) e a leitura do sinal e mostrado num DAC do microcontrolador, identificado pela cor vermelha. Desta forma é possível garantir que não existe qualquer atraso nas leituras das correntes efetuadas e constatada a não existência de ruídos elétricos no sinal obtido.

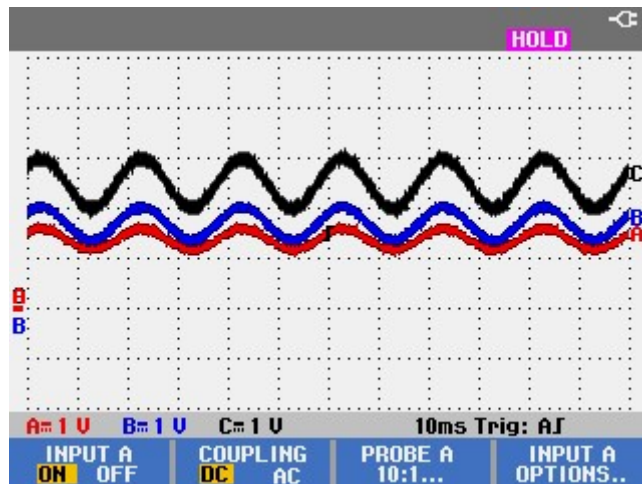


Figura 65 - Leitura de correntes

## 5.4 Sensor de Tensão

O sensor ou transdutor de tensão utilizado foi o LEM LV25-P. A escolha deste sensor deveu-se a ser um modelo disponível no laboratório, utilizado num projeto anterior[31] e que possibilita a medição das tensões alternadas até 65 V de pico. Ao sensor está associado um conjunto de amplificadores de forma a adaptar o sinal de saída com um offset de 1,65 V, para que seja possível a medição das componentes positivas e negativas da onda alternada no microcontrolador sempre com sinal positivo compreendido entre 0 e 3,3 V.

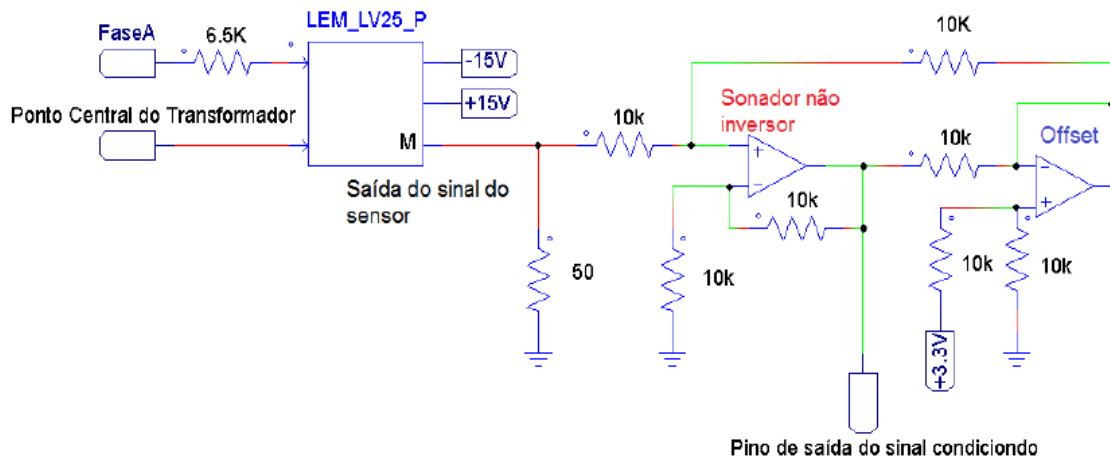


Figura 66 - Circuito de medida e condicionamento de sinal para medidas de tensão [31]

O circuito ilustrado na Figura 66, está dimensionado para 65V no lado primário. Este dimensionamento resulta do valor da resistência de entrada no valor de 6,5 k $\Omega$  que provoca uma corrente máxima de funcionamento de 10 mA [32].

A amplitude da tensão de saída é controlada também por uma resistência. O dimensionamento da resistência, é efetuado tendo em conta o valor máximo de tensão pretendida a dividir pela corrente máxima do transdutor, 25 mA[32]. O valor obtido é assim de 50 Ω para uma tensão de ± 1,25V do lado secundário.

As principais características do sensor de tensão são [32]:

Tabela 8 - Principais características do LV 25-P

Parâmetro	Valor
Tensão de Alimentação	± 15 V
Valor máximo tensão Primário (Vin)	65 V
Valor máximo tensão Secundário (Vout)	1,25 V
Precisão	0,9 %
Saída adaptada	1,61 V + 0,02V*Vin

Uma das preocupações na utilização deste tipo de sensor é o eventual atraso na resposta do sinal gerado, podendo trazer consequências indesejadas para o circuito proposto, uma vez que pode originar um ângulo de fase diferente da realidade. Para análise de funcionamento e consequente validação do sensor, foram efetuados alguns ensaios de forma a verificar um eventual atraso ou a correta medição do valor das tensões. Verifica-se nos testes realizados que a onda de saída do lado secundário está em fase com a onda da tensão do lado primário do sensor. Na Figura 67, é efetuada essa análise para as 3 fases. As cores Vermelho, Azul e preto mostram a onda do lado primário do sensor e a cor verde, o lado secundário do sensor.

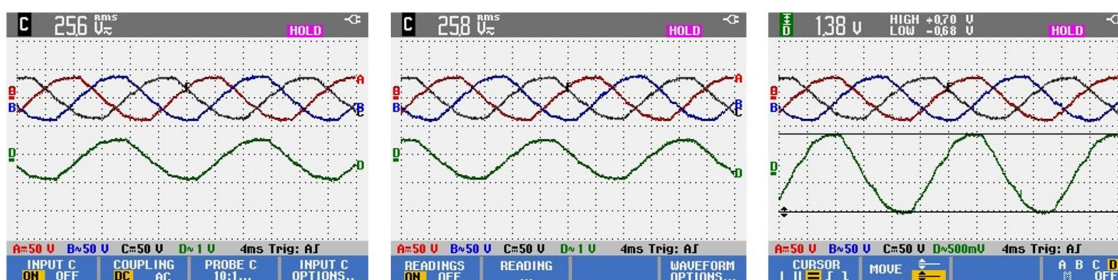


Figura 67 - Comprovação do funcionamento do sensor LEM LV25P.

Com este ensaio é possível verificar que existe uma correta concordância entre lado primário e secundário, assim como é possível efetuar a validação da resposta do sensor.

Para o lado primário com uma tensão eficaz ( $V_{rms}$ ) de 25,6V, significando o valor de tensão de pico de 35,84V, obtemos 1,38 Vpp do lado secundário. O que representa uma relação de:  $35,84 / (1,38/2) = 0,02$  V por cada unidade de Volt do lado primário. Valida-se assim os cálculos e características do sensor referidas anteriormente.

Na Figura 68, mostra-se a forma como os sensores de tensão estão instalados juntamente com o circuito de condicionamento de sinal referenciado na Figura 66.

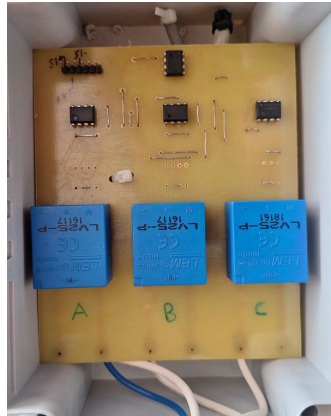


Figura 68 - Sensores de tensão LV25-P e condicionamento de sinal

## 5.5 Baterias

As baterias são um elemento-chave para este projeto no armazenamento e fornecimento de energia à rede elétrica.

As baterias escolhidas são do tipo chumbo, selada e sem manutenção, preparada para ciclos profundos e aplicações de armazenamento para energia renovável [33].



Figura 69 - Baterias instaladas em série

Uma vez que a unidade de potência, permite tensões DC no máximo de 48V, são colocadas 3 baterias em série, com tensão nominal do conjunto de 36 V e capacidade total igual ao individual de 8 Ah, considerando-se suficiente para os ensaios propostos.

As principais características das baterias utilizadas são [33]:

Tabela 9 - Características de baterias utilizadas

Parâmetro	Valor
Marca e Modelo	Xunzel Solarx -8
Tipo	C20
Composição	Chumbo - Acido
Tensão e Capacidade	12 V ; 8 Ah
Peso	2 kg
Resistência interna	27 mΩ
Corrente máxima descarga	70 A em 5 seg
Corrente nominal descarga	2,1 A
Auto descarga	2,5 a 3 % por mês
Tempo de vida útil	10 a 12 anos

## 5.6 Transformador e Autotransformador

Para efetuar o controlo das tensões do lado AC, foram utilizados 3 transformadores existentes no laboratório, um por cada fase, com tensão nominal de 230 / 24 V e potência aparente de 600 VA. No entanto e tendo em consideração a tensão máxima do lado DC de 36 a 40 V, e dado índice de modulação máximo  $M$  obtido na equação (2.23) na utilização do *Space Vector Modulation*, existe a necessidade de ajuste da tensão do lado secundário para o máximo de 20,76 V<sub>p</sub>, sendo 14,85 V de tensão eficaz máxima do lado AC. Para este ajuste fino, foi utilizado um autotransformador trifásico existente no laboratório do ISEP de máquinas elétricas ilustrado na Figura 71.

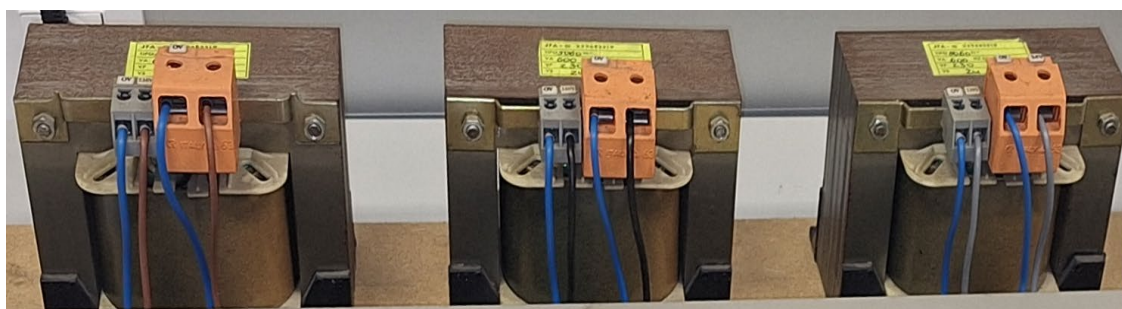


Figura 70 - Transformadores 230/24V utilizados

Com o objetivo de verificar se com a introdução dos transformadores no circuito, estes iriam adicionar mais quantidade indutiva ao circuito, foram realizados ensaios em vazio e em curto-circuito aos transformadores utilizados, uma vez que não são conhecidos os dados dos mesmos.

Os resultados obtidos foram:

Tabela 10 - Ensaio a transformadores

Ensaio Realizado	Valor	Grandezas Calculadas	Valor
Ensaio em Vazio:		Potência de Perdas	21,3 W
U1	230 V	Resistência Primário	3,15 $\Omega$
I1	228 mA	Potência Reativa Primário	9 Var
U2	26,22 V	Reatância Indutiva Primário	1,33 $\Omega$
Ensaio em Curto-Circuito		Indutância Primário	4,26 mH
U1	8,81 V		
I1	2,6 A	Reatância Indutiva Secundário	7,2 m $\Omega$
I2	21,74 A	Resistência Secundário	0,01 $\Omega$
		Indutância Secundário	0,02 mH
Relação transformação	9,58		

Como é possível verificar, os valores de indutância e resistência do lado secundário, são bastante baixos comparados com os valores da bobina, pelo que não serão considerados.



Figura 71 - Autotransformador utilizado para regulação tensão AC

## **5.7 Equipamentos auxiliares**

Outros equipamentos foram utilizados:

- Fonte de alimentação -15 0 15 V (alimentação dos sensores de tensão);
- Fonte de alimentação 5V (alimentação sensores de corrente);
- Disjuntor de proteção lado AC do tipo C2;
- Seccionador de fusíveis e respectivas proteções do tipo GG de 10 A;
- Osciloscópio; voltímetro e pinça amperimétrica;
- Resistências para efeitos de carga durante testes funcionais;
- Resistências e Bobinas para filtros passa baixo (frequência);

## 5.8 Testes funcionais

As diversas etapas do projeto foram devidamente separadas por forma a validar o código implementado no microprocessador e resposta do hardware.

### 5.8.1 Frequência de PWM e Tempo de execução do código

O código utilizado para leitura das diversas variáveis de entrada e correspondente atualização de variáveis, terá de ser efetuado dentro da interrupção da aplicação *PWM SVM* interna do microprocessador, tendo sido parametrizada a 20 kHz, o que significa que o código irá atualizar a cada 50µs, assim como irá definir a frequência de trabalho dos semicondutores de potência. A frequência escolhida, deve ser a mais alta possível, de forma a posteriormente ser mais fácil a eliminação do conteúdo harmónico resultante do funcionamento do conversor (assunto revisto na secção 2.6 deste documento). Contudo, as perdas de comutação nos semicondutores de potência, estão diretamente relacionadas à frequência de comutação. Estas perdas ocorrem principalmente durante os períodos de transição de estado de bloqueio e condução (perdas de comutação).

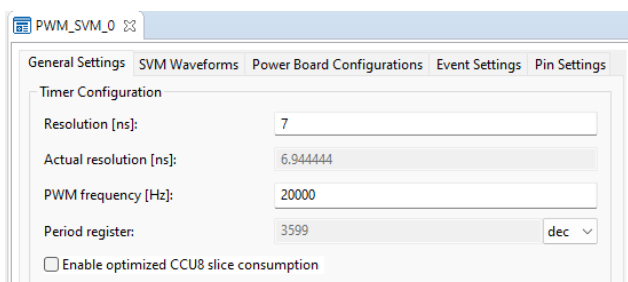


Figura 72 - Configuração Frequência PWM em APP PWM\_SVM

As perdas de comutação em semicondutores de potência aumentam com o aumento da frequência de trabalho e diminuem com a sua redução. Encontrar o equilíbrio adequado é essencial para otimizar a eficiência do sistema e minimizar os custos associados à dissipação de calor gerado por estas perdas e consequentemente para o correto dimensionamento dos componentes a utilizar. À medida que as potências aumentam e as correntes podem atingir algumas centenas de A, a frequência de comutação poderá ser reduzida para valores na casa dos 2 kHz [34]. Uma vez que a corrente máxima prevista para este projeto assume valores máximos de 5 A, não foram considerados para o estudo as perdas associadas ao funcionamento.

## 5.8.2 Otimização de tempo de execução de código utilizado

O tempo reduzido de ciclo de programa, obriga a uma otimização do código utilizado. As funções matemáticas como raízes quadradas ou cálculos de funções trigonométricas como Senos e Cossenos, implicam bastantes recursos computacionais, aumentando o tempo necessário para realização do ciclo de programa. Seguindo a recomendação de [1], foram utilizadas funcionalidades de cálculo para raiz-quadrada por aproximação [35], e as funções de Seno e Cosseno são implementadas usando a pesquisa em tabela com 1257 posições que correspondem ao intervalo de 0 a  $2\pi$ .

Para comprovação dos resultados foram criadas 2 saídas digitais no microprocessador: Uma saída que varia de On/Off em cada ciclo de programa, correspondendo aos 50 $\mu$ s e outra saída que mede o tempo utilizado para a realização do referido programa, como pode ser verificado na Figura 73.

```
42
43 void Interrupt_20khz(void)
44 {
45     DIGITAL_IO_ToggleOutput(&DIGITAL_IO_20Khz); // ciclo de 20 Khz p0.0
46     DIGITAL_IO_SetOutputHigh(&DIGITAL_IO_Time); // tempo de execução do programa p0.3
47
48     a=sin (angle);
49     b=cos (angle);
50
51     DIGITAL_IO_SetOutputLow(&DIGITAL_IO_Time); //tempo de execução do programa p0.3
52 }
53
54
```

Figura 73 - Código utilizado para medida de tempos de processamento de funções matemáticas

O tempo necessário para devolver um valor de Seno e Cosseno através de função matemática, foi de 30,96  $\mu$ s, conforme verificado na Figura 74.

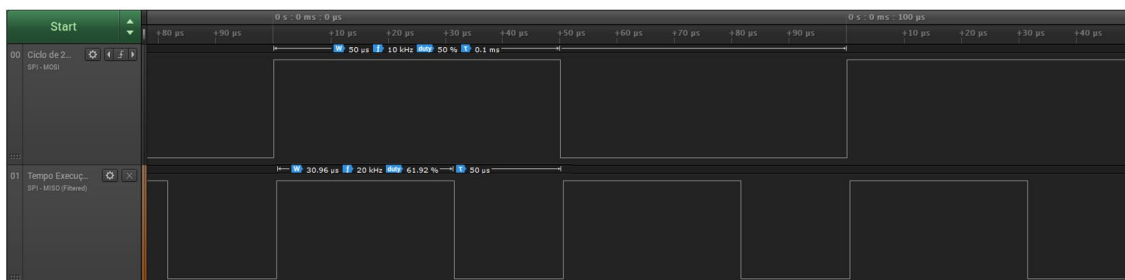


Figura 74 - Tempo de cálculo de Seno e Cosseno

Utilizando o método de pesquisa da tabela o tempo é reduzido para 1,167  $\mu$ s, o que comprova a sua eficácia na implementação, como comprovado na Figura 75.

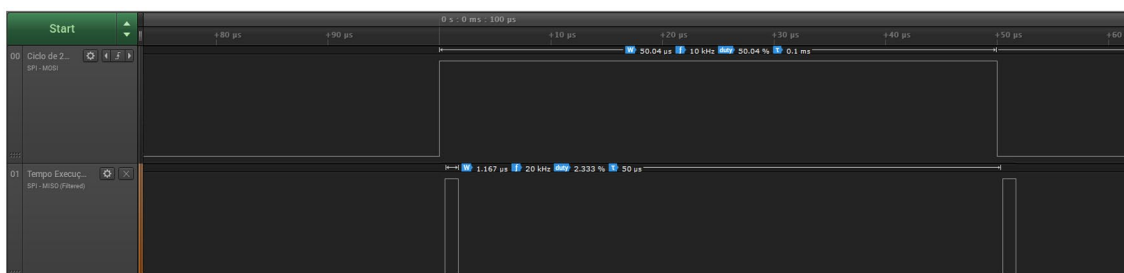


Figura 75 – Tempos necessários para devolução de valores de Seno e Cosseno através de tabela trigonométrica

Da mesma forma, foi efetuada a comparação de tempo necessários para o cálculo da raiz quadrada, verificando-se uma redução de tempo de aproximadamente 1,5 µs por cada cálculo efetuado, na utilização da *Fast Square Root* como demonstrado na Figura 76.

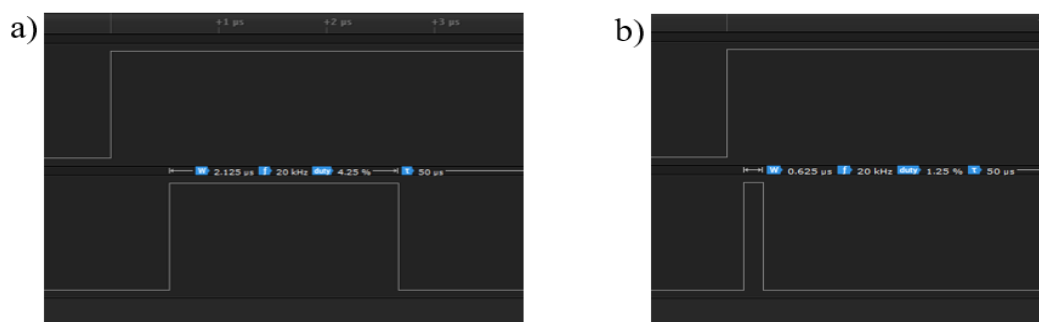


Figura 76 - Cálculo de Raiz Quadrada: a) Método sqrt b) Método Fast Square Root

As saídas digitais utilizadas para medição de tempo, serão mantidas em código para verificação constante do tempo necessário de execução, à medida que são inseridas novas linhas de código. Este tempo nunca poderá exceder o tempo de interrupção de 50 µs.

### 5.8.3 Análise dos sinais de controlo e tensão de saída

De forma a estudar a aplicação *PWM SVM* do XMC4700 o conversor foi ligado como inversor. Do lado DC uma tensão fixa proveniente de uma fonte de alimentação e do lado AC, um conjunto de 3 resistências, uma por fase, funcionando apenas como carga ligadas entre si em estrela.

A estrutura da atualização dos valores de saída *APP* é dada por:

```
PWM_SVM_SVMUpdate(&PWM_SVM_0, amplitude, angle);
```

Sendo a amplitude, o valor máximo da onda SVM compreendida entre os valores de 0 e 1,15 e que corresponde aos valores entre 0 e 16384 (4000 Hex) em código C DAVE. O ângulo

corresponde aos valores entre 0 e 360° (2π) e varia entre 0 e 16777215 (FF FFFF Hex), ou 46603 por cada unidade de grau. Estes valores podem ser verificados nos ficheiros de configuração gerados pela aplicação dentro do programador DAVE.

Uma vez que o programa corre em 20 kHz e a frequência de saída será de 50Hz, estes valores terão de ser considerados para incremento do grau de saída a cada ciclo de *update* da função. O incremento do ângulo em cada ciclo pode ser obtido pela fórmula:

$$\text{Incremento } \hat{\text{ângulo}} = \frac{16777215}{\text{freq PWM} * \text{Freq Rede}} \quad (5.1)$$

O resultado da APP é a criação dos impulsos para os sinais “+” e “-” de cada braço da ponte.

O teste foi efetuado utilizando-se um filtro de passa baixo do tipo RC dimensionado para uma frequência de corte de 1 kHz.

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.2)$$

Obtendo-se valores de R=2,66 kΩ e C=56,9 nF.

Os resultados obtidos para os sinais “+” de cada fase são representados pelas cores azul (**Va**), vermelha (**Vb**) e preto (**Vc**) da Figura 77 :

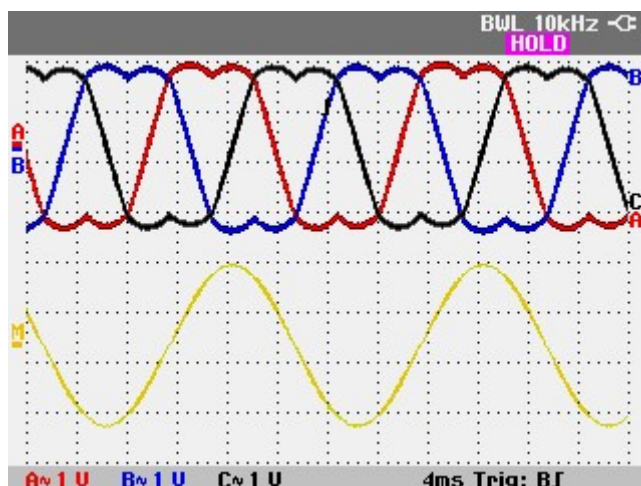


Figura 77 - Sinais PWM gerados pelo microprocessador com filtro passa baixo

Confirma-se assim o funcionamento dos sinais gerados pelo microprocessador responsável pela ativação dos semicondutores da unidade de potência, sendo sinais idênticos à simulação efetuada e representados na Figura 19. A linha representada a amarelo é o resultado da

tensão  $V_{ab}$ , que é a diferença entre a onda  $V_a - V_b$ . A sua diferença resulta de uma onda perfeitamente sinusoidal que será visível no lado AC do conversor.

As tensões do lado AC, também são verificadas, tendo-se utilizado um filtro do tipo LC para uma frequência de corte de 50 Hz (frequência de rede), e resistências como carga ligadas num ponto comum em estrela. Os valores obtidos foram:  $L=3,5$  H e  $C = 2,4$   $\mu$ F.

$$f_{corte} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.01)$$

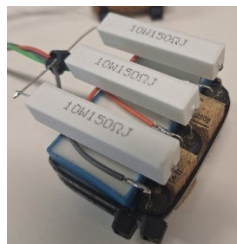


Figura 78 - Resistência de carga com filtro LC

As medidas das tensões são verificadas com e sem filtro para melhor entendimento:

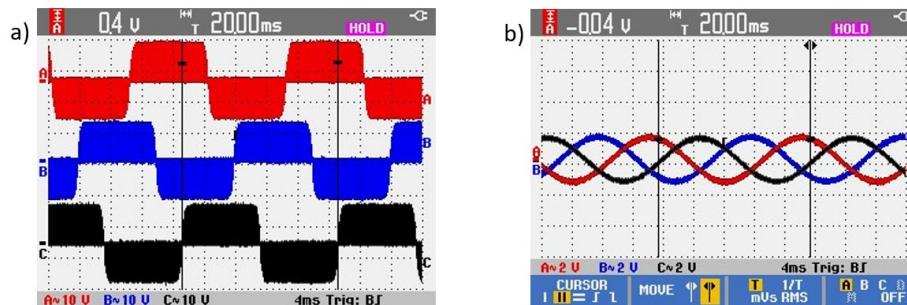


Figura 79 - Tensões compostas: a) sem filtro b) com filtro LC

A tensão simples na carga, entre fase e ponto nulo (estrela) também é avaliado para diferentes amplitudes parametrizados na APP do SVM\_PWM.

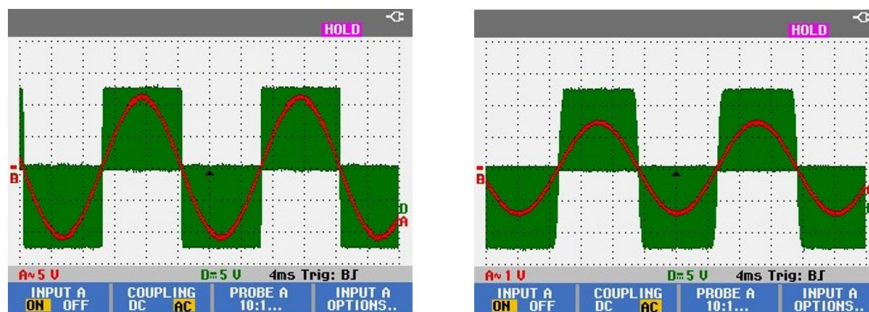


Figura 80 - Tensão simples na carga com 2 amplitudes distintas



## 5.9.2 Montagem prática

Os equipamentos que constituem o conversor, foram todos devidamente instalados numa base única para facilitar a movimentação de todo o conjunto, caso necessário. Todos os equipamentos estão identificados na Figura 82.

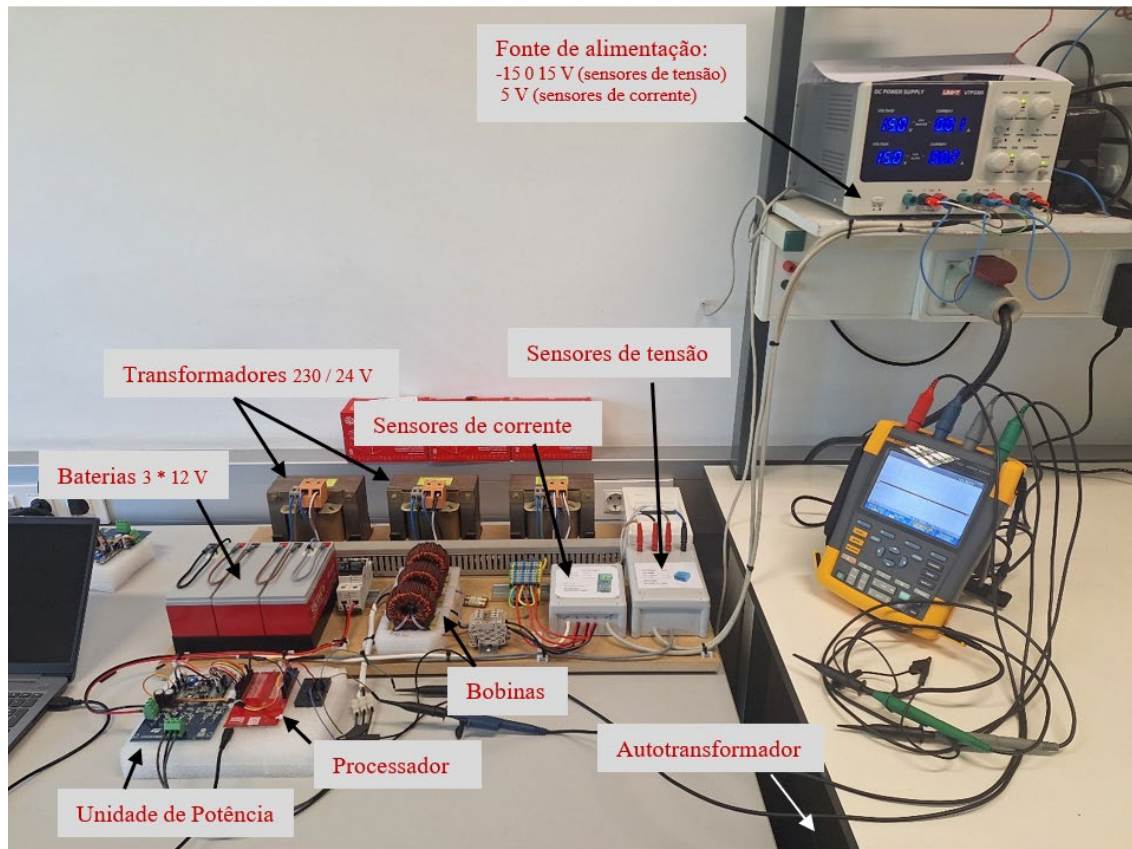


Figura 82 – Montagem prática do circuito VSC

As tensões de funcionamento, foram ajustadas dentro dos limites de funcionamento do conversor para funcionamento com modulação do tipo *SVM* já descritas em 5.6.

### 5.9.3 Visualização de dados e Controlo do conversor

Para visualização das diversas variáveis do programa, assim como controlo do conversor através da alteração dos valores de Set-point das correntes  $I_d$  e  $I_q$ , foi criada uma página em Micrium uC-Probe XMC conforme Figura 83. Este programa comunica diretamente com o nosso microprocessador XMC 4700 via porta de comunicação USB.

**Inversor de potência trifásico bidirecional  
MEESEE 2023/2024**

**ISEP** INSTITUTO SUPERIOR  
DE ENGENHARIA DO PORTO

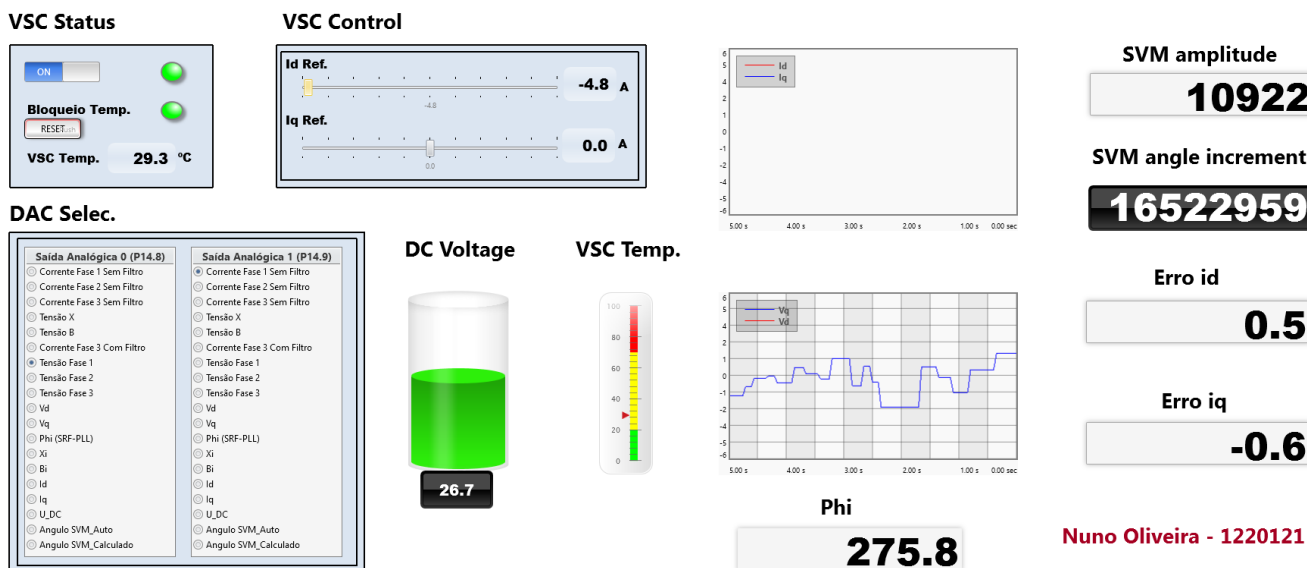


Figura 83 - Janela de visualização de variáveis e controlo do conversor

Nesta página foram configurados o comando de ligar e desligar o conversor (ou sinais PWM entre processador e unidade de potência), e um botão de *reset*, que permite o rearme do sistema, caso a unidade de potência entre em sobre temperatura.

Para os valores das correntes de controlo  $I_d$  e  $I_q$ , são disponibilizados 2 *sliders* limitados a entre -5 e 5 A (limite dos sensores de corrente). Estas correntes correspondem à potência a ser transferida pelo conversor, conforme equação (3.28).

Nesta página foram também disponibilizados os valores da tensão do lado DC e a temperatura de funcionamento do conversor. A possibilidade de visualização gráfica de determinadas variáveis, permite a análise do conversor durante o seu funcionamento. Apesar da sua baixa taxa de amostragem, para valores com atualização mais lenta é possível a sua visualização praticamente em tempo real e correspondente registo gráfico para análise.

Foi criada também uma funcionalidade que permite a seleção de 2 variáveis a serem transferidas para as saídas analógicas do microprocessador. Esta funcionalidade permite alternar a variável pretendida a ser analisada com bastante rapidez.

É possível configurar várias janelas de introdução ou visualização de variáveis.

## 5.10 Medição de tensão DC e temperatura

A unidade de potência IHM08M1, possui internamente um circuito que permite a medição da tensão DC e temperatura da unidade de potência conforme Figura 84. As suas saídas correspondentes às leituras com variação entre 0 e 3,3V foram ligadas a entradas analógicas do microprocessador para respetivo escalonamento e disponibilização de valores reais em visualização.

O valor da tensão medida é posteriormente utilizado no código de controlo do conversor para normalização das tensões de controlo e o da temperatura é utilizado para proteção da unidade em caso de sobre aquecimento.

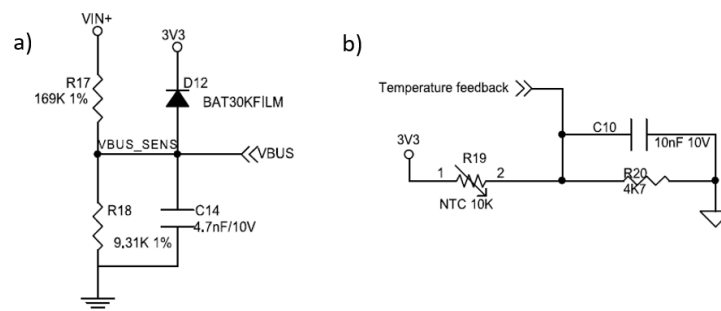


Figura 84 - a) Circuito de medição de tensão DC; b) Circuito de medição de temperatura [24]

Foi efetuado o estudo da resistência do sensor NTC10k para as diversas temperaturas e sua tensão de saída mediante circuito interno. O seu comportamento é dado por:

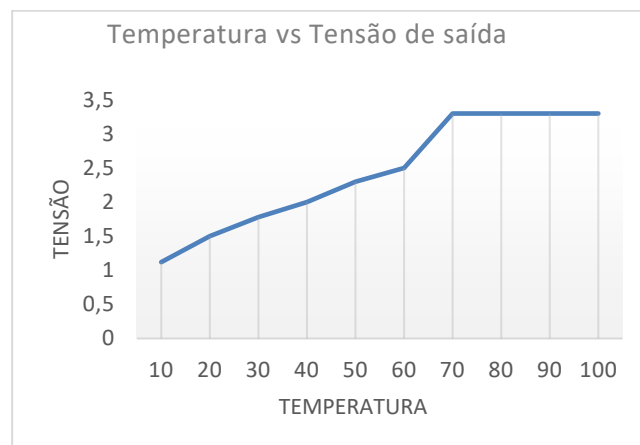


Figura 85 - Temperatura vs Tensão de saída

Uma vez que existe uma elevada atualização de dados (50  $\mu$ s), foi necessário implementar um filtro de média para maior estabilidade dos valores obtidos.

A programação efetuada, define que a unidade de potência será desativada para temperaturas superiores a 65°C, não permitindo o seu rearme até a temperatura descer aos 50°C.

Um LED ligado na porta P0.12 também é ligado com diversas frequências de comutação, indicando visualmente a temperatura atual. Para temperaturas superiores a frequência de intermitência luminosa aumenta.

Um pequeno extrato do código utilizado para leitura e escalonamento das entradas analógicas da medida de tensão e temperatura pode ser analisado na Figura 86.

```
// conversao temperatura e VDC

Temperatura_C = (Temperatura / 50.0F) ; // converte temperatura em Graus -- 4095 = 80°C
UDC_V = ((UDC*61.0F) / 4095 ) ; // converte para VDC -- 4095 = 61V

T_sum = T_sum - T_vec[T_counter] + Temperatura_C;
U_sum = U_sum - U_vec[T_counter] + UDC_V;
T_vec[T_counter] = Temperatura_C;
U_vec[T_counter] = UDC_V;
T_counter++;

if (T_counter > T_counter_max-1)
{T_counter = 0;}

Temperatura_CCF = T_sum/T_counter_max;
UDC_VCF = U_sum/T_counter_max;

if (Temperatura_CCF < 25 ) // menor que 20.c
{ Thigh=0;
PWM_SetFreq(&PWM_Led_Temperatura,1);
}

if (Temperatura_CCF >= 25 && Temperatura_CCF <= 50 ) // entre 20 e 50 c
{ Thigh=0;
PWM_SetFreq(&PWM_Led_Temperatura,2);
}

if ( Temperatura_CCF > 65 ) // maior que 65 c
{ Thigh=1;
PWM_SetFreq(&PWM_Led_Temperatura,50);
VSC_Blocked = 1 ; // Informação VSC Bloqueado
On_OFF = 0;
}

// reset VSC quando Temperatura alta

if ( Reset_b == 1 && Thigh == 0 ) // botao de reset
VSC_Blocked = 0 ;}
```

Figura 86 - Código para leitura da tensão DC e Temperatura

## 5.11 SRF-PLL, tensões em $\alpha\beta$ e $dq$

Um dos fatores cruciais para o bom funcionamento do conversor proposto, é a correta identificação do ângulo de rede. Caso este esteja 1 ou 2 graus adiantado ou atrasado, a devolução de energia à rede elétrica será efetuada de forma ineficaz. Como estudado em 2.2.2, um pequeno ângulo entre conversor e rede pode corresponder a uma transferência de potência na ordem dos kW.

Os valores atuais das amplitudes das tensões simples aplicadas ao circuito e convertidas para valores de 0 a 3,3V pelo circuito de condicionamento de sinal e transdutores LV-25P, são lidos pelas entradas analógicas (ADC) e devidamente tratados para leitura e cálculo de ângulo de rede.

Na Figura 87, é efetuada a medição da tensão de entrada diretamente na alimentação ao circuito, e a verde o ângulo de rede gerado pelo processador.

Para se obter o ângulo de rede, foram utilizadas as técnicas acima indicadas de cálculo de valores de Seno e Cosseno por procura em tabela, e raiz quadrada por aproximação. Os valores de  $K_p$  e  $T_i$  foram os usados anteriormente na simulação em tempo discreto.

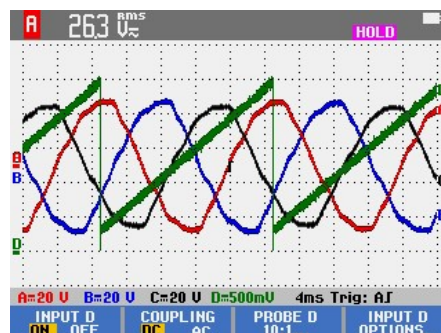


Figura 87 - SRF PLL - Três fases e ângulo de rede calculado

Selecionado em sistema de visualização a saída do DAC 0 (*Digital to Analog Converter*), de forma a ser possível visualizar a tensão de fase L1 e no DAC 1 o ângulo de rede, obtém-se o seguinte resultado:

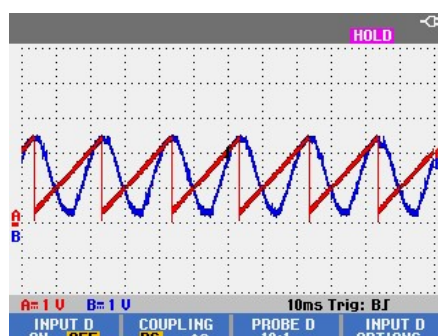


Figura 88 - Sinal de sincronização da SRF PLL com a Fase L1

Os valores de  $V_d$  e  $V_q$  são igualmente de extrema importância para o controle do conversor conforme equação (3.35). As transformadas de  $abc$  para  $dq$ , foram efetuadas por etapas, sendo primeiramente de  $abc$  para  $\alpha\beta$  e posteriormente de  $\alpha\beta$  para  $dq$ . Este processo por etapas simplifica a implementação das transformadas [1].

Na Figura 89, é verificado a transformação para sistema  $\alpha\beta$ . A componente  $\alpha$  está alinhada com a tensão de fase original, enquanto a componente  $\beta$  está atrasada de 90 graus (correspondente a 5ms) em relação à  $\alpha$ , como é possível verificar na Figura 89.

A Figura 90, confirma a tensão de entrada em coordenadas  $dq$  (ou coordenadas rotativas), sendo para isso utilizado o ângulo de rede calculado. Como são componentes contínuas, não é fácil a sua identificação gráfica. Por esse mesmo motivo, é efetuada a comparação das componentes  $V_d$  e  $V_q$  em relação à onda sinusoidal da tensão na Figura 91.

### DAC Selec.

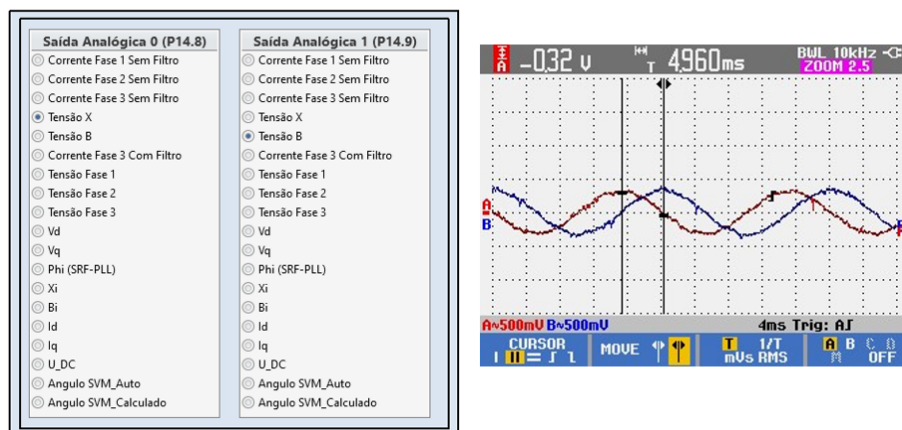


Figura 89 - Visualização de Tensões em  $\alpha\beta$

### DAC Selec.

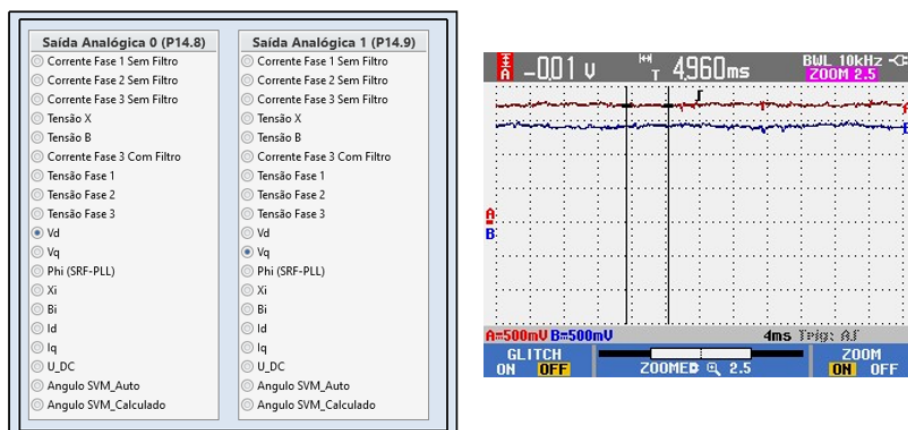


Figura 90 - Visualização de Tensões em  $dq$

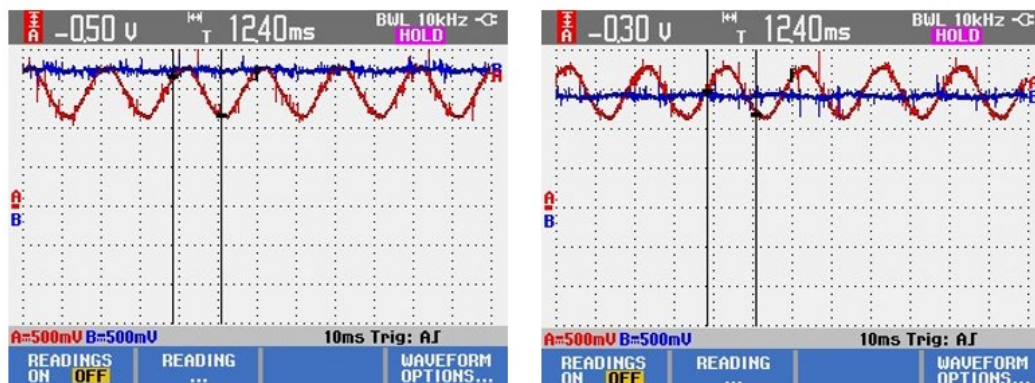


Figura 91 - Visualização de Tensões em  $dq$  comparativamente com onda sinusoidal ( $Vd$  imagem da esquerda,  $Vq$  imagem da direita)

O facto das tensões de entrada em sinusoide ou em  $dq$  estarem fora do referencial Zero do osciloscópio, deve-se ao offset de 1,5V na saída analógica do microprocessador para ser possível visualizar a componente negativa.

As medidas comprovadas, confirmam as teorias das transformadas de Clarke e Park, correspondendo aos valores obtidos em simulação anteriormente estudadas, sendo os seus resultados idênticos ao verificado na Figura 28.

## 5.12 Controlo do Conversor

O controlo do conversor é efetuado com o ajuste das correntes  $id$  e  $iq$ . A potência ativa e reativa a ser transferida entre a rede e lado AC do conversor estão diretamente relacionadas com as correntes de referência conforme equação (3.28).

O modelo de controlo implementado na Figura 36, permite obter as tensões  $Vd$  e  $Vq$  para posterior normalização e controlo do sinal PWM aos semicondutores de potência.

Para o controlador  $PI$  utilizado, foram recalculados os novos valores de  $Kp$  e  $Ti$  de acordo com equação (3.34).

Considerando:

Frequência de corte ( $\omega_c$ ) =  $3 \cdot \omega$  [11];

$L = 0,00135$  H (valor real das bobinas utilizadas) e  $R = 0.1 \Omega$  :

$Kp = \omega_c \cdot L \Leftrightarrow 3 \cdot 2\pi f \cdot L$  ;  $Kp = 1,27$ ;

$Ki = \omega_c \cdot R \cdot Ts$  [11]

$Ti = \frac{Kp}{Ki} = 0,0047$  s;

Na figura abaixo, é representada em simulação, uma vez que é difícil obter estes resultados em tempo real, a resposta do controlador para diferentes correntes de referência tendo em consideração todos os parâmetros reais do circuito implementado.



Figura 92 - Resultado controlo do conversor em  $Vd\_ref$  e  $Vq\_ref$

Os valores de  $Vd\_ref$  e  $Vq\_ref$ , sendo um sistema de coordenada cartesiana, após normalização, serão convertidos em coordenada polar (com raio  $r$  e angulo  $\theta$ ) para implementação na função  $PWM\_SVM$ .

## 5.13 Função arco tangente

O sistema de coordenadas cartesianas, é representado por um ponto  $(x, y)$ , onde  $x$  é a distância ao longo do eixo horizontal e  $y$  é a distância no eixo vertical.

Como verificado em 5.3.3, a APP do XMC4700 para gerar o PWM para o comando dos semicondutores necessita de uma amplitude e um ângulo como entradas da função.

Será assim necessário converter o valor em coordenadas retangulares em coordenadas polares.

O sistema de coordenadas polares é caracterizado por  $(r, \theta)$ , onde  $r$  é a distância da origem ao nosso ponto (representando a amplitude) e  $\theta$  é o ângulo do eixo  $xx$  ao ponto em estudo.

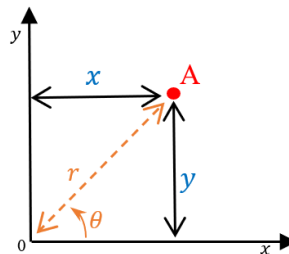


Figura 93 - Sistema de coordenadas Retangulares e Polares

O cálculo do Raio  $r$  é dado por:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (5.3)$$

O cálculo do ângulo  $\theta$  é dado por:

$$\theta = \arctan \frac{y}{x} \quad (5.4)$$

Contudo, a utilização do cálculo da arctan (ou  $tg^{-1}$ ) iria trazer consequências no tempo de ciclo para execução do código. Para solucionar este problema é utilizada a função  $\text{atan2}(y, x)$ , uma vez que não requer cálculos prévios de divisões, levando assim a um tempo de execução reduzido comparativamente com o  $\text{arctan}[1]$ .

$$\theta = \text{atan2}(y, x) \quad (5.5)$$

Para implementação da função foi utilizado o código disponibilizado em [36]

A função devolve assim o respectivo ângulo em cada instante de ciclo.

## 5.14 APP PWM\_SVM

Como referido em 5.3.3, a atualização da APP que efetua o controlo da modulação do controlador possui a seguinte estrutura:

```
PWM_SVM_SVMUpdate(&PWM_SVM_0, amplitude, angle);
```

A amplitude é dada pelo módulo das tensões  $V_{d\_ref}$  e  $V_{q\_ref}$  e o ângulo o valor obtido na função atan2.

Contudo e devido à falta de informação documentada sobre o funcionamento da APP, foi necessário efetuar vários testes para verificar o correto sincronismo entre a tensão de rede, o seu ângulo e as tensões geradas pelo conversor.

Esta funcionalidade é proprietária do microprocessador, não sendo possível a sua validação em programa de simulação.

Para efeitos de validação, o conversor foi ligado como inversor, sendo alimentado apenas pelo lado DC e aplicada uma carga do lado AC.

Com referências de  $i_d$  e  $i_q = 0$  pretendia-se obter o mesmo ângulo nas tensões geradas sincronizadas pela rede elétrica.

Com os devidos testes funcionais, verificou-se que as tensões geradas pela APP estão desfasadas  $180^\circ$  face à rede elétrica. Para encontrar o correto sincronismo foi necessário adicionar “ $\pi$ ” ao ângulo inicial devolvido pela função.

Na Figura 94, à esquerda, é representado a vermelho a tensão de rede na fase L1, e a verde a tensão gerada pelo conversor. Ambas são tensões simples. Verifica-se uma oposição no sentido de fases que deveriam ser os mesmos. No entanto, na figura à direita, os ângulos da PLL e o ângulo que entra na app são coincidentes.

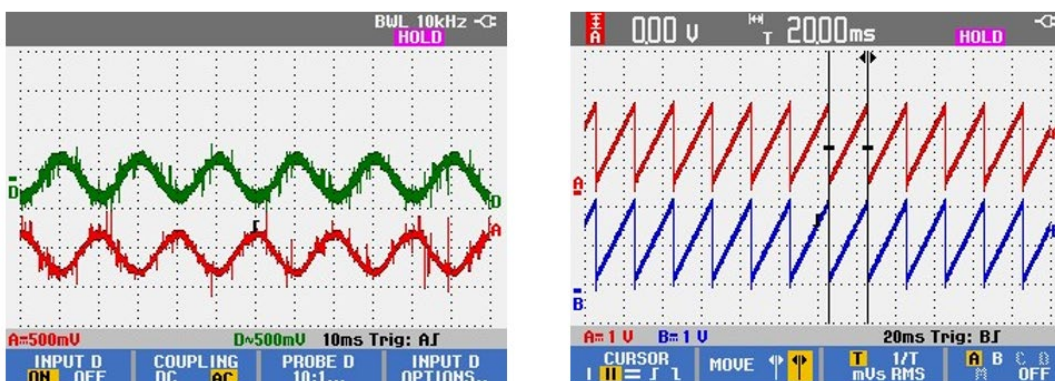


Figura 94 - Tensão da rede e Tensão gerada pelo Conversor

Na Figura 95, representa-se o desfasamento entre os dois ângulos: A vermelho o ângulo de rede (PLL) e a azul o ângulo obtido da função “atan2 + pi”. Esta seleção pode ser facilmente selecionada no sistema de visualização e controlo existente. Este desfasamento faz com que as ondas das tensões geradas pelo conversor e tensão de rede se encontrem em total sincronismo como é possível verificar na Figura 96.

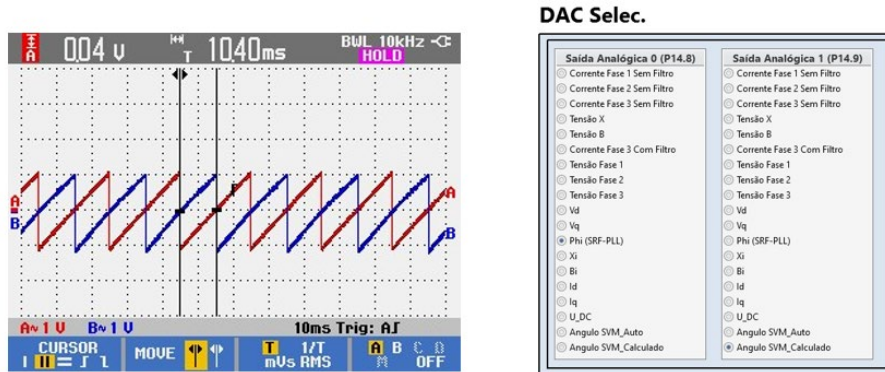


Figura 95 - Angulo SRF-PLL e ângulo utilizado para função SVM\_PWM

Na Figura 96, verifica-se o sincronismo entre a tensão gerada pelo conversor e rede elétrica: A vermelho a tensão de rede, a azul o ângulo de rede (PLL) a verde a tensão gerada pelo conversor e a preto a corrente da carga alimentada pelo conversor. Esta corrente foi medida com recurso a a pinça amperimétrica ligada ao osciloscópio.

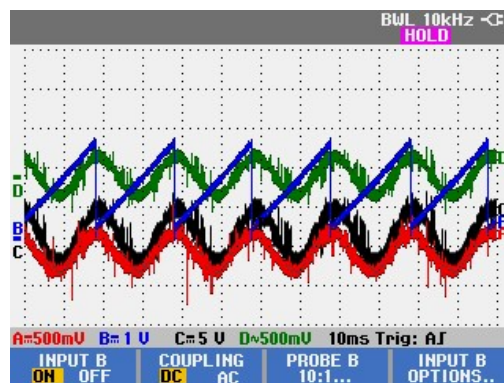


Figura 96 - Sincronismo obtido pelo Conversor e Rede Elétrica

A partir deste momento existem as condições necessárias para interligação do conversor do lado AC e DC para troca de potências.

## 5.15 Resultados

Efetuada todos os testes possíveis em software de simulação e de forma faseada e controlada no circuito existente, realizaram-se os seguintes ensaios:

Foi aplicada uma pinça amperimétrica na fase L1 para controlo das correntes do conversor.

As 2 saídas analógicas disponíveis no microprocessador foram ligadas a 2 canais do osciloscópio e tem como finalidade medir a tensão (canal vermelho) e a corrente (canal azul) na fase L1, com o objetivo de verificar o sentido da corrente.

### 5.15.1 Ligação de baterias e Rede elétrica

Com o conversor ligado, verifica-se uma tensão do lado DC proveniente das baterias com valor de 36,3 V. O sistema neste momento encontra-se desativado, isto é, não existe qualquer controlo PWM para disparo dos semicondutores de potência. O valor de corrente AC é “zero” como é possível verificar na Figura 98.

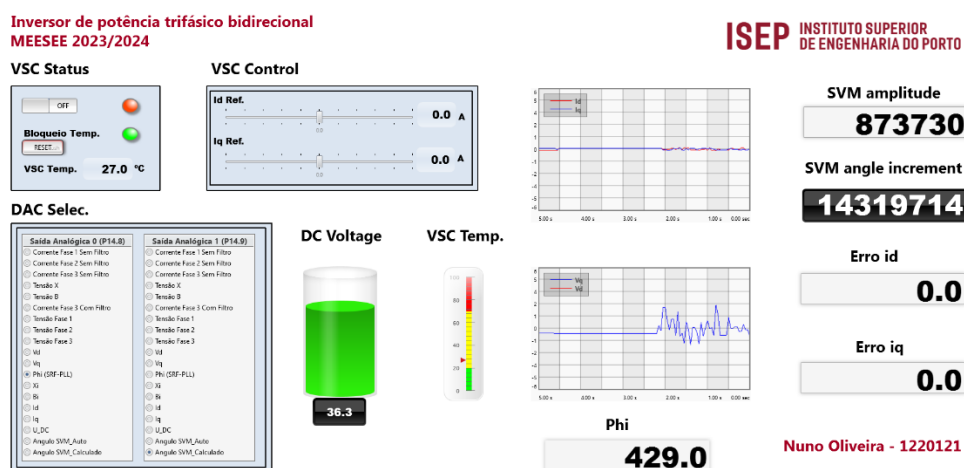


Figura 97 - Estado desligado do conversor

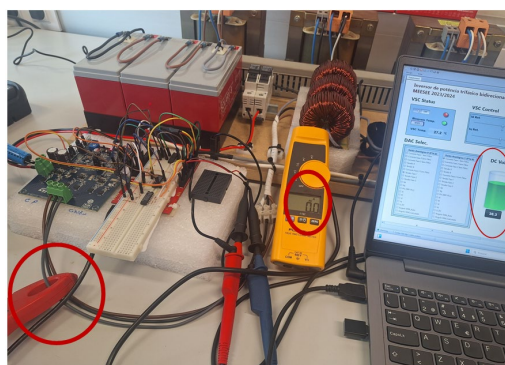


Figura 98 - Estado desligado do conversor. Corrente = 0 A

### 5.15.2 Transferência de potência ativa da rede para as baterias

Após ligação do conversor (aplicação de sinais de controlo à unidade de potência), foi selecionado um valor de corrente  $i_d$  de 2,5 A (valor de pico) no sentido positivo. Isto representa a transferência de potência ativa da rede para as baterias. É possível verificar o aumento da tensão do lado DC (baterias). - Figura 99.

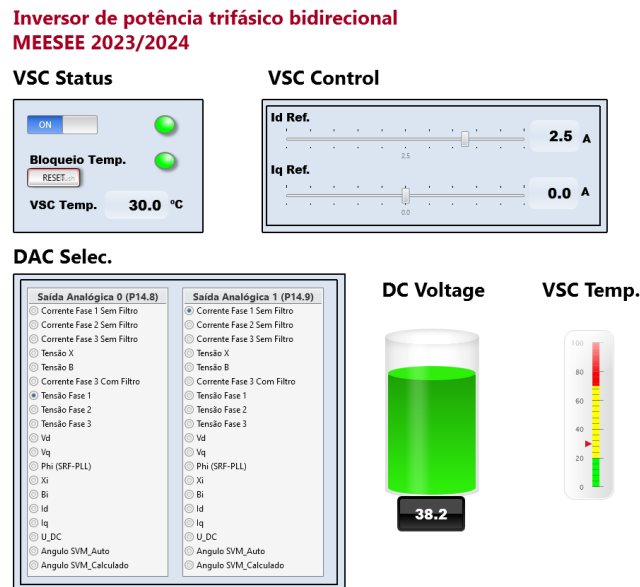


Figura 99 - Seleção de transferência de potência ativa da rede para baterias

Na Figura 100, as saídas analógicas, exibem a tensão (vermelho) e corrente (azul) no mesmo sentido, comprovando a transferência de potência ativa da rede -> baterias.

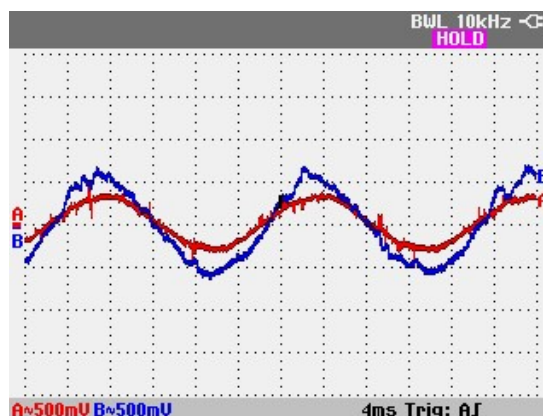


Figura 100 - Comprovação de transferência de energia ativa para baterias

### 5.15.3 Transferência de potência reativa

Como estudado anteriormente o conversor pode ser visto na rede como capacitivo, indutivo ou nulo ( $\cos\varphi=1$ ), mediante respetivo controlo da corrente em quadratura ( $i_q$ ). Neste item poderá ser necessário rever o diagrama simplificativo de transferência de potências ilustrado na Figura 9.

Neste teste funcional, foi aplicada uma corrente  $i_d$  positiva (transferência de potência rede->baterias) e efetuada a regulação da componente  $i_q$  de forma a definir a potência reativa do lado AC do conversor.

Na Figura 101, é efetuada uma seleção de  $I_q\_Ref = 2$  A. Desta forma o conversor estará a ser visto pela rede como carga capacitiva, uma vez que apesar da tensão e corrente possuir o mesmo sentido, a corrente (azul) está em avanço em relação à tensão (vermelho), como pode ser verificado na Figura 102. (Conversor a funcionar no primeiro quadrante da Figura 9).

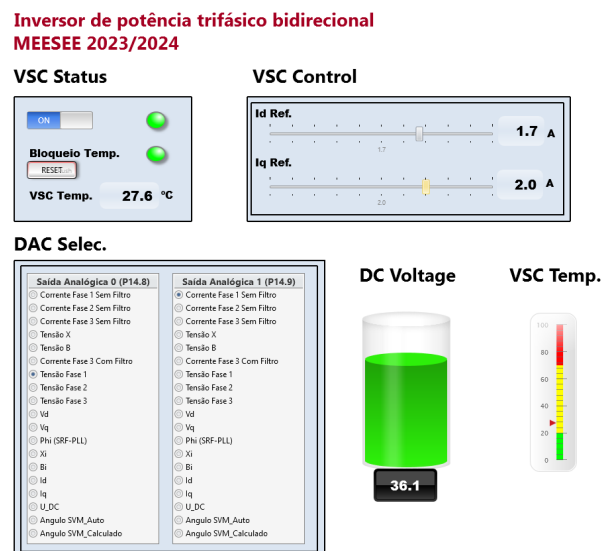


Figura 101 - Seleção de  $I_q\_Ref$  Positivo para  $P>0$

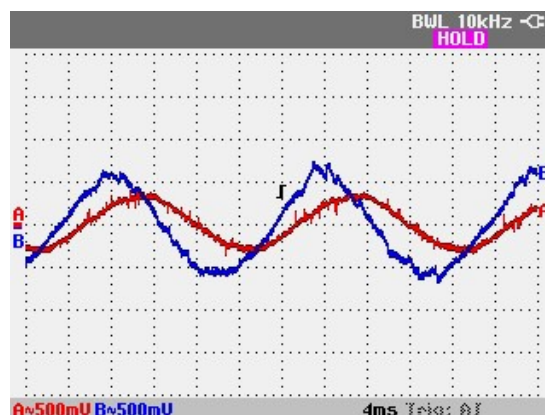


Figura 102 - Avanço da corrente, face à tensão. – Conversor visto como carga capacitiva

Da mesma forma é aplicado uma referência  $i_q$  no sentido negativo no valor de -0,9 A, o que provoca um atraso da corrente face à tensão, considerando-se assim o conversor como uma carga indutiva vista pela rede. (Conversor a funcionar no segundo quadrante da Figura 9).

**Inversor de potência trifásico bidirecional  
MEESEE 2023/2024**

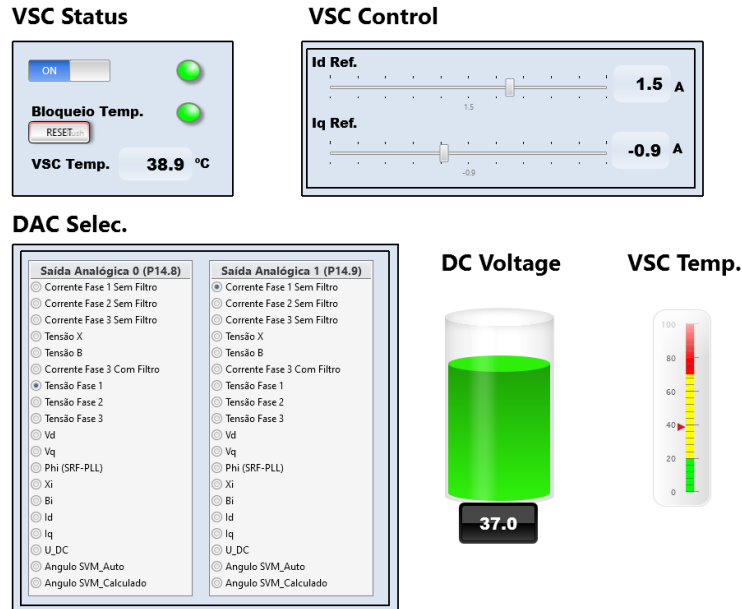


Figura 103 - Seleção de  $I_q$  Ref Negativo para  $P > 0$

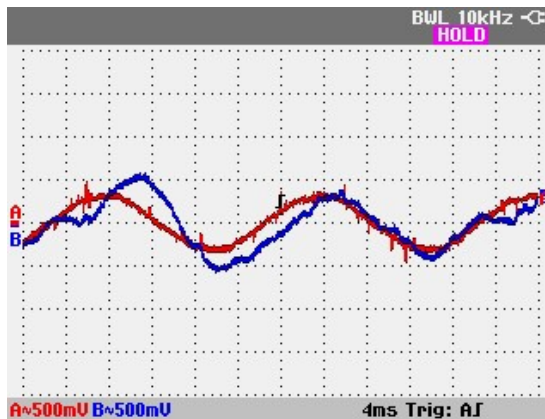


Figura 104 - Atraso da corrente (azul), face à tensão (vermelho). – Conversor visto como carga indutiva

### 5.15.4 Transferência de potência reativa (Potência ativa < 0)

Quando se está a transferir energia das baterias para a rede (energia está a ser devolvida à rede), a análise da potência reativa deverá ser estudada com especial cuidado visto que a sua análise é contrária ao estudado anteriormente. Assim o conversor é visto como capacitivo quando a corrente está em atraso ou indutivo quando a corrente está em avanço face à tensão. Em caso de dúvidas deverá ser revista a Figura 9.

Na Figura 105, é efetuada a seleção de  $I_{d\_ref} < 0$  ( $P < 0$ ) e  $I_{q\_ref} > 0$  ( $Q < 0$ ). O Conversor fica assim como sendo capacitivo. Na Figura 106, e como explicado a corrente está em atraso face à tensão. Verifica-se que o nível de tensão desce ligeiramente do nominal, uma vez que as baterias se encontram a descarregar.

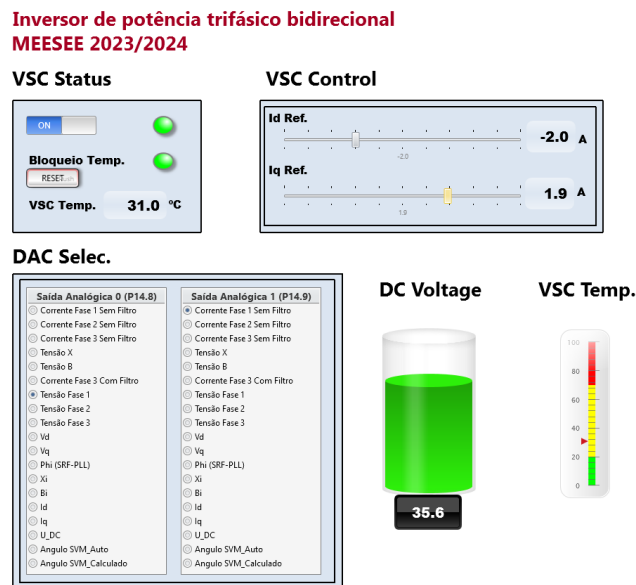


Figura 105 - Seleção de  $I_{q\_Ref}$  Positivo para  $P < 0$

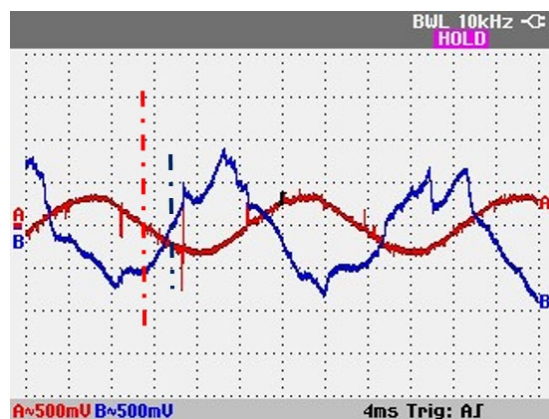


Figura 106 - Atraso da corrente (azul), face à tensão (vermelho). - Circuito capacitivo para  $P < 0$

Da mesma forma é colocado  $I_{q_{ref}} < 0$ , obtendo-se um funcionamento do conversor como sendo visto pela rede como carga indutiva.

**Inversor de potência trifásico bidirecional  
MEESEE 2023/2024**

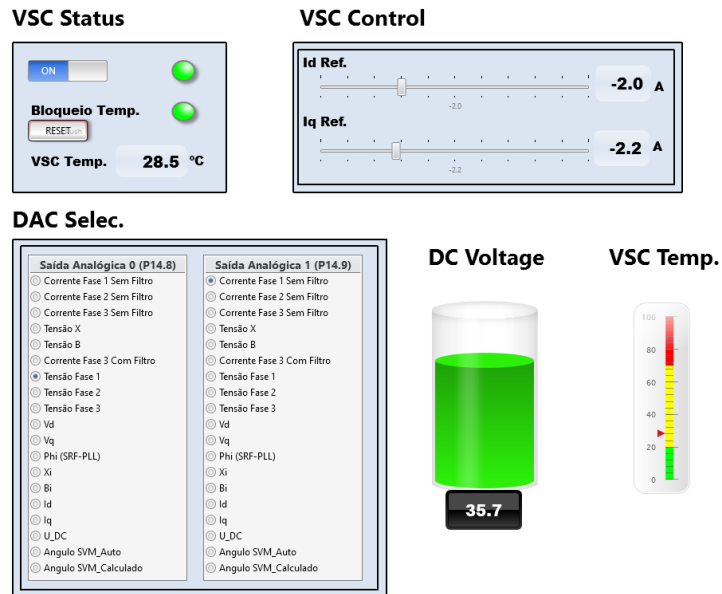


Figura 107 - Seleção de  $I_{q\_Ref}$  negativo para  $P < 0$

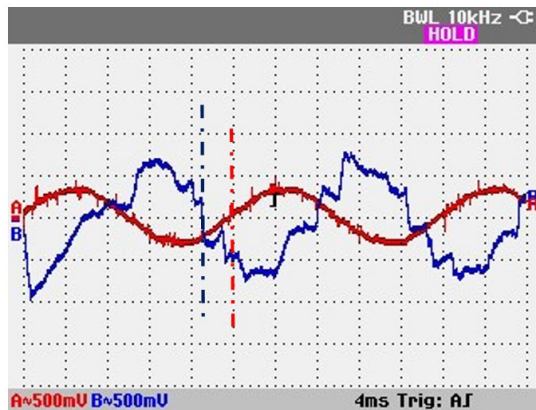


Figura 108 - Avanço da corrente (azul), face à tensão (vermelho). - Circuito indutivo para  $P < 0$

### 5.15.5 Alteração do ângulo de funcionamento do conversor

Como revisto em equação (2.12) e Tabela 1, a diferença de ângulo entre a tensão da rede e a tensão do conversor determina o sentido das correntes e potências a serem transferidas. No circuito em estudo, não é possível verificar de forma eficaz esse ângulo, no entanto em simulador e com a implementação da função atan2, é possível verificar essa mesma diferença de ângulos e sua correção quando se solicita novo estado ao conversor.

Na Figura 109, é identificado as alterações do ângulo do conversor conforme as alterações de funcionamento solicitadas. Na Figura 110, é efetuado um *zoom* ao instante 0,2s. onde é possível verificar a alteração de ângulo nesse instante.

Na Figura 111, foram sobrepostos os ângulos do conversor e da rede (apenas para análise). Desta forma foi possível verificar que num determinado instante (0,08s) os ângulos de rede e do funcionamento de conversor trocam de sentido. Até este instante o ângulo do conversor estava adiantado face ao ângulo de rede. Isto é devido à troca de conversor como retificador ( $P>0$ ) para conversor como inversor ( $P<0$ ).

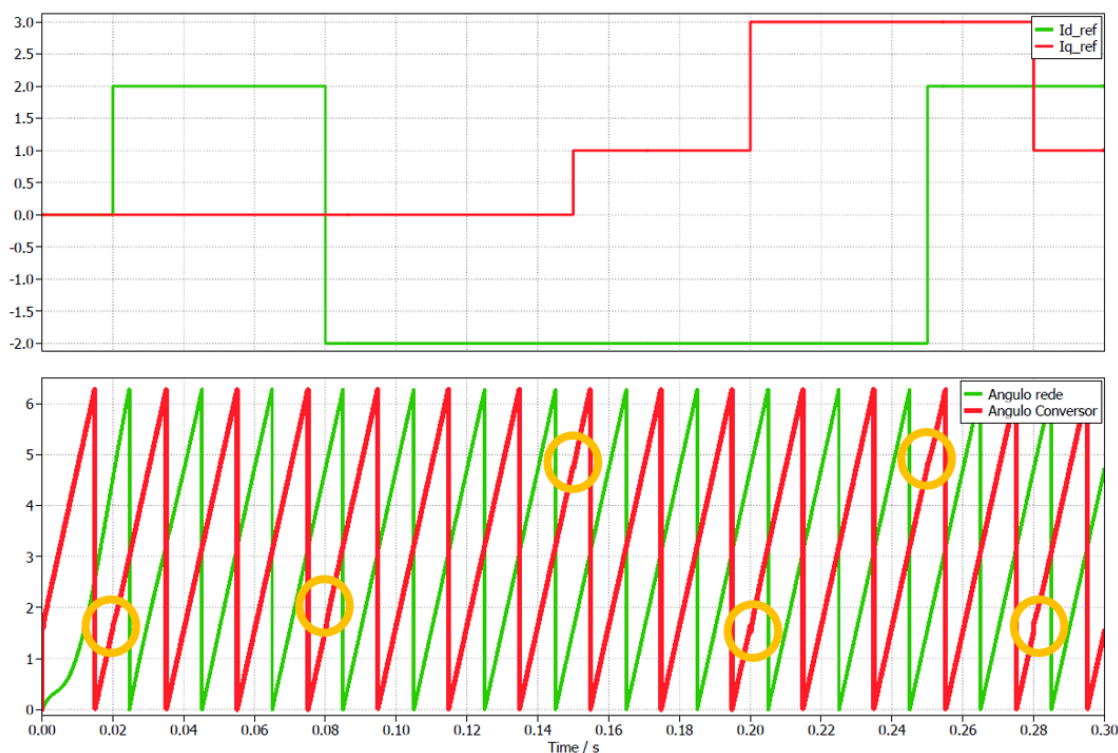


Figura 109 - Correção do ângulo do conversor

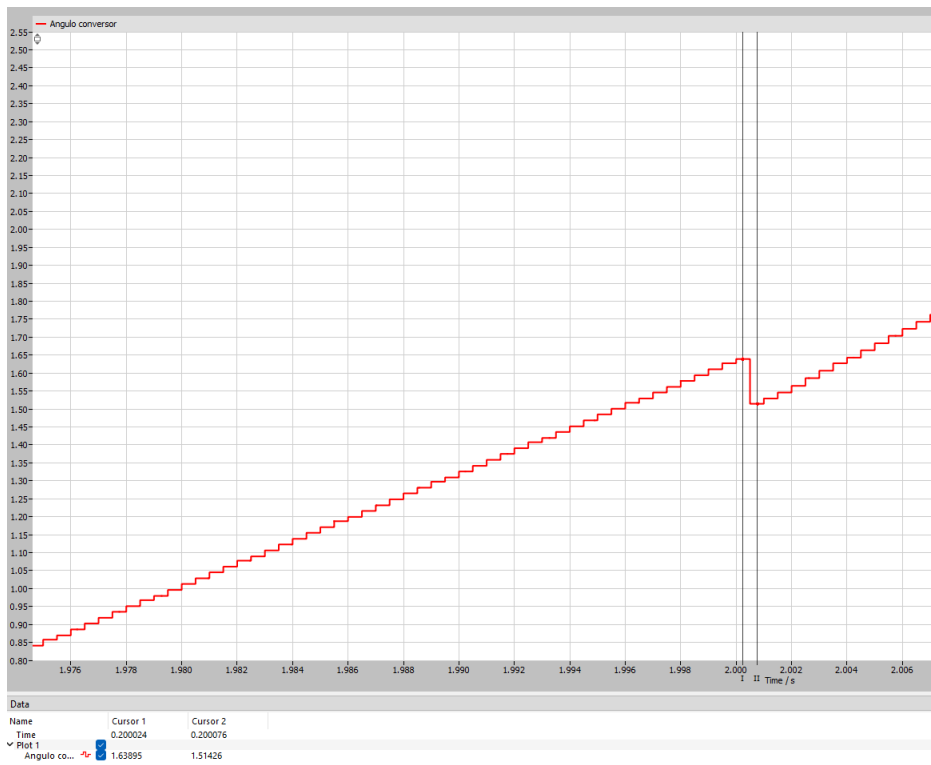


Figura 110 - Pormenor de ajuste de ângulo do conversor

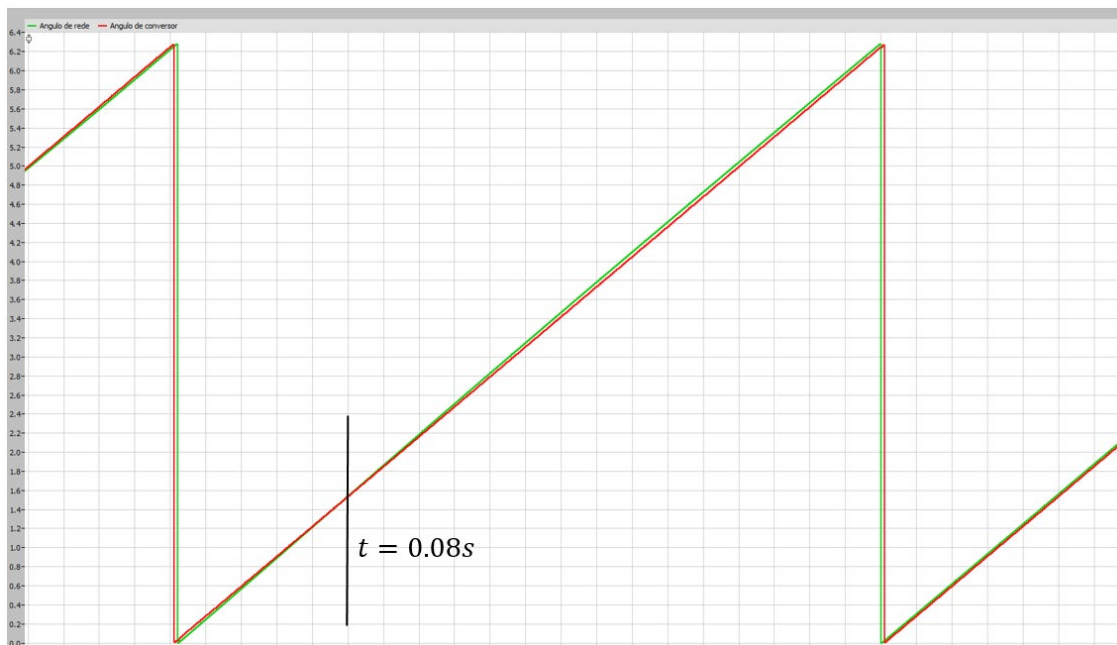


Figura 111 - Mudança de sentido de ângulo entre conversor e rede

### 5.15.6 Tempo de execução do código

Outro fator de elevada preocupação é o tempo necessário para execução do cálculo do código necessário para o correto funcionamento do conversor. Foram utilizadas as saídas digitais programadas para medição do tempo de ciclo, sendo este de  $36\mu\text{s}$ , ou seja, com uma utilização de 72% do tempo máximo para realização do mesmo como demonstrado em Figura 112.

Conclui-se que os métodos utilizados garantiram uma otimização do tempo necessário, restando ainda uma boa margem de tempo para realização de outras ações ou melhoramentos de projeto, caso necessário.

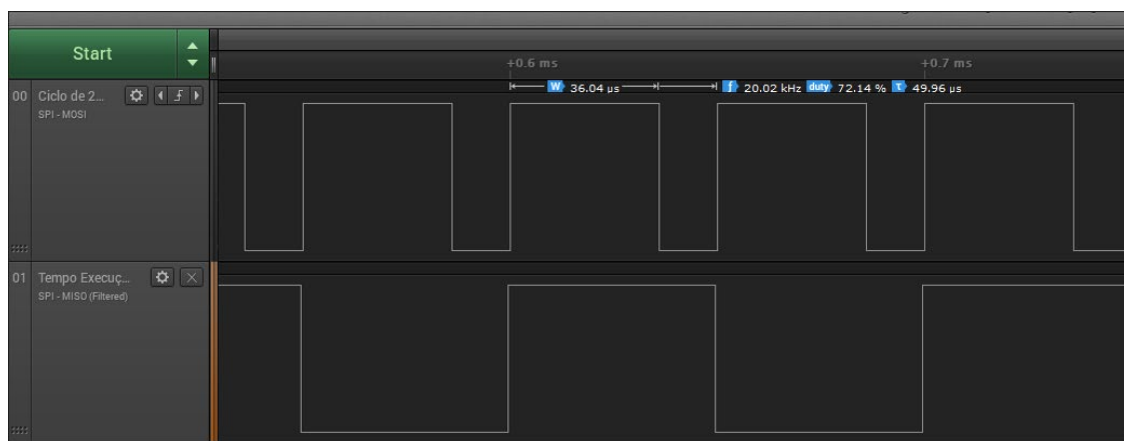


Figura 112 - Tempo de ciclo de programa

## 5.16 Conclusão

Neste capítulo, foi detalhado o desenvolvimento e a implementação do protótipo laboratorial do conversor VSC trifásico bidirecional para sistemas de armazenamento de energia a baterias. Inicialmente, foram abordados os componentes de hardware utilizados, incluindo o microcontrolador, a unidade de potência, e os sensores de corrente e tensão. A escolha adequada destes componentes foi crucial para assegurar o bom funcionamento do conversor.

Os testes funcionais realizados demonstraram a capacidade de o conversor operar conforme previsto, validando os conceitos teóricos discutidos nos capítulos anteriores. A frequência de PWM e o tempo de execução do código foram otimizados para garantir a melhor performance do sistema. Além disso, a análise dos sinais de controlo e da tensão de saída confirmou a correta implementação das técnicas de modulação, especificamente a *Space Vector Modulation* (SVM).

A montagem prática do protótipo e os esquemas elétricos apresentados fornecem uma base sólida para futuras implementações ou melhoramentos. As funcionalidades opcionais como a medições de tensão DC e temperatura atual do conversor permitem garantir a segurança dos componentes, permitindo a proteção do mesmo em caso de sobreaquecimento ou sobretensão.

Por fim, os resultados obtidos, incluindo a transferência de potência ativa e reativa, corroboram a eficácia do protótipo desenvolvido e técnicas utilizadas. Apesar de ter sido possível transferir potência bidirecional conforme previsto inicialmente nos objetivos deste estudo, observou-se que as formas de onda de corrente apresentam uma componente harmônica elevada. Isso deve-se em grande parte, à qualidade dos sensores de corrente instalados, que não conseguiram adquirir com precisão as variações rápidas nas correntes. Consequentemente, a filtragem dos sinais tornou-se um desafio, impactando negativamente a pureza da onda de corrente. Este fato ressalva a necessidade de utilizar sensores de corrente de alta qualidade e precisão para minimizar os harmônicos e melhorar a eficiência global do conversor.

Página em branco

## 6. Conclusões e Desenvolvimentos futuros

As conclusões deste documento sintetizam os principais resultados e contribuições alcançadas ao longo do estudo. Desde a modelação detalhada do conversor trifásico VSC até à implementação prática e testes laboratoriais, cada etapa foi cuidadosamente analisada para garantir a eficiência e precisão do sistema de controlo. Este trabalho não valida apenas teorias e simulações, mas também demonstra a aplicabilidade prática dos métodos propostos, contribuindo significativamente para o conhecimento na área dos conversores de energia. As reflexões finais destacam as principais conquistas e sugerem direções futuras para pesquisa e desenvolvimento.

### 6.1 Conclusões

Este estudo apresentou uma análise aprofundada e um desenvolvimento detalhado do conversor trifásico VSC (*Voltage Source Converter*), abrangendo desde a modelação em tempo contínuo até à adaptação e simulação em tempo discreto. Através dos capítulos explorados, foi possível obter uma compreensão sólida sobre as técnicas de controlo e a implementação prática destes conversores utilizando microcontroladores.

As expressões matemáticas desenvolvidas permitiram o controlo eficaz das potências ativa e reativa, essenciais para o desempenho do sistema. A utilização das transformadas de Clarke e Park, junto com controladores *PI*, mostrou-se crucial para simplificar a análise e garantir um controlo desacoplado e preciso das variáveis envolvidas. As simulações em tempo contínuo e

posteriormente as simulações em tempo discreto confirmaram a eficácia dos modelos propostos, fornecendo uma base sólida para a implementação prática.

A implementação prática e todos os testes laboratoriais descritos no documento validaram os modelos teóricos e as simulações, mostrando que os métodos propostos são aplicáveis em situações reais. A utilização de circuitos de monitorização e proteção garantiu a segurança dos componentes e a robustez do sistema, mesmo em condições adversas durante os diversos ensaios de funcionamento.

Os resultados obtidos mostram a viabilidade nas técnicas utilizadas, no entanto, e sobretudo devido aos sensores de corrente utilizados, o conversor não foi capaz de responder eficazmente conforme estava previsto nos resultados efetuados por simulação.

Outros ensaios e medições poderiam ter sido realizados, com o objetivo de obter mais informações sobre o trânsito de potências e tensões no conversor, assim como o estudo da componente harmónica injetada na rede elétrica e o dimensionamento de filtros de rede. Porém, devido a limitações de tempo não foi possível a sua realização.

Em resumo, este trabalho contribuiu significativamente para aprofundar o conhecimento dos conversores trifásicos VSC, desde a modelação teórica até à implementação prática.

## 6.2 Trabalhos futuros

Embora este estudo tenha alcançado resultados significativos no desenvolvimento e controlo de conversores trifásicos VSC, ainda existem vários aspetos que podem ser explorados em trabalhos futuros para continuar a avançar neste âmbito de estudo.

1. Melhoria dos sensores de tensão e corrente para equipamentos com maior amplitude e qualidade de medição.
2. Otimização dos controladores *PI*: Embora os controladores *PI* tenham respondido com eficácia tendo em conta apenas métodos de cálculo já validados em estudos anteriores, os futuros estudos podem levar à otimização dos seus parâmetros para diferentes condições de operação. Poderão ser implementados métodos adaptativos na resposta dinâmica e na estabilidade do sistema.
3. Adaptação do circuito a outras aplicações: Expandir a aplicação dos conversores VSC para outros contextos industriais, como sistemas de energia renovável, acionamento de motores ou veículos elétricos.
4. Estudo e eliminação de conteúdo harmónico injetado na rede provocado pelo funcionamento do conversor.

5. Simulação e validação das técnicas abordadas em ambientes reais. Realização de simulações mais complexas e testes em ambientes reais com diferentes cargas e condições de rede para poder fornecer uma validação mais abrangente dos modelos propostos, ajudando a identificar e mitigar possíveis desafios práticos. As alterações da tensão de rede, micro cortes ou cavas de tensão, poderão trazer novas oportunidades de melhoria do sistema.

Estas sugestões para trabalhos futuros pretendem aprimorar os resultados obtidos neste estudo e também abrir novas possibilidades para a utilização deste tipo de conversor numa ampla gama de setores e tecnologias emergentes.

# Referências

- [1] Rui Miguel Monteiro De Brito, "Power Generation System For Series Hybrid Electric Vehicles," FEUP, Porto, 2015.
- [2] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. (Electrical engineer) Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. 2011.
- [3] Rockford Faurot, "Exploring high-voltage transmission – part 1, line-commutated converters."
- [4] Guanjun Ding, Guangfu Tang, Zhiyuan He, and Ming Ding, "New technologies of voltage source converter (VSC) for HVDC transmission system based on VSC," *2008 IEEE Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century*, pp. 1–8, Jul. 2008, doi: 10.1109/PES.2008.4596399.
- [5] D. Ramasubramanian, W. Baker, J. Matevosyan, S. Pant, and S. Achilles, "Asking for fast terminal voltage control in grid following plants could provide benefits of grid forming behavior," *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol. 17, no. 2, pp. 411–426, Jan. 2023, doi: 10.1049/gtd2.12421.
- [6] T. Jing and A. S. Maklakov, "A Review of Voltage Source Converters for Energy Applications," in *2018 International Ural Conference on Green Energy (UralCon)*, IEEE, Oct. 2018, pp. 275–281. doi: 10.1109/URALCON.2018.8544364.
- [7] Sílvio Miguel Fragoso Rodrigues, "Dynamic Modeling and Control of VSC-based Multi-terminal DC Networks," 2011.
- [8] C. J. Ramos, "Modelação e Controlo de Conversores de Tensão Aplicados à Máquina Assíncrona Trifásica Duplamente Alimentada," FEUP, 2010.
- [9] Rui Miguel Monteiro De Brito, "Voltage Source Converters Basics," 2016.
- [10] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, *POWER ELECTRONICS, Converters, Applications, and Design*, vol. SECOND EDITION. 1995.
- [11] A. N. infineon, "Infineon-AP32370\_PMSM\_FOC\_for\_XMC1000\_4000-ApplicationNotes-v01\_06-EN", Accessed: Mar. 29, 2024. [Online]. Available: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [12] P. Gawhade and A. Ojha, "Recent advances in synchronization techniques for grid-tied PV system: A review," *Energy Reports*, vol. 7, pp. 6581–6599, Nov. 2021, doi: 10.1016/j.egy.2021.09.006.
- [13] H. Sardar Kamil, D. M. Said, M. W. Mustafa, M. R. Miveh, and N. Ahmad, "Recent advances in phase-locked loop based synchronization methods for inverter-based renewable energy sources," *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science*, vol. 18, no. 1, p. 1, Apr. 2020, doi: 10.11591/ijeecs.v18.i1.pp1-8.

- [14] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas, J. I. Candela, R. P. Burgos, and D. Boroyevich, "Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL for Power Converters Control," *IEEE Trans Power Electron*, vol. 22, no. 2, pp. 584–592, Mar. 2007, doi: 10.1109/TPEL.2006.890000.
- [15] Mack Grady, "Understanding Power System Harmonics," May 2012, *University of Texas at Austin, Texas*.
- [16] S. M. Deckmann and J. A. Pomilio, "Avaliação da Qualidade da Energia Elétrica." [Online]. Available: [www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it012DSE-FEEC-UNICAMP](http://www.fee.unicamp.br/dse/antenor/it012DSE-FEEC-UNICAMP)
- [17] Iec, "IEC 61000-4-2 INTERNATIONAL STANDARD NORME INTERNATIONALE Electromagnetic compatibility (EMC)-Part 4-2: Testing and measurement techniques- Electrostatic discharge immunity test Compatibilité électromagnétique (CEM)-Partie 4-2: Techniques d'essai et de mesure-Essai d'immunité aux décharges électrostatiques," 2008. [Online]. Available: [www.iec.ch/searchpub/cur\\_fut-f.htm](http://www.iec.ch/searchpub/cur_fut-f.htm)
- [18] C. C. Gomes, A. F. Cupertino, and H. A. Pereira, "Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on LCL filter: An overview," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 81, pp. 116–135, Jan. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2017.07.050.
- [19] N. R. Zargari and G. Joos, "Performance investigation of a current-controlled voltage-regulated PWM rectifier in rotating and stationary frames," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 42, no. 4, pp. 396–401, 1995, doi: 10.1109/41.402479.
- [20] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Analysis and design of new switching table for direct power control of three-phase PWM rectifier," in *2008 13th International Power Electronics and Motion Control Conference*, IEEE, Sep. 2008, pp. 703–709. doi: 10.1109/EPEPEMC.2008.4635347.
- [21] W. Ahmed and S. M. U. Ali, "Comparative study of SVPWM (space vector pulse width modulation) & SPWM (sinusoidal pulse width modulation) based three phase voltage source inverters for variable speed drive," *IOP Conf Ser Mater Sci Eng*, vol. 51, p. 012027, Dec. 2013, doi: 10.1088/1757-899X/51/1/012027.
- [22] Perry Anthony Blackmore, "Discretization Methods for the Design of Digital Controllers," Faculty of Engineering and Information Technology, 1995.
- [23] Rui Miguel Monteiro De Brito, "SICEP PID Time Discrete," 2023.
- [24] L. Guzzella, "Discrete Time Control Systems," 2013.
- [25] Infineon, "Infineon-Board\_User\_Manual\_XMC4700\_XMC4800\_Relax\_K-849103," 2016.
- [26] STMicroelectronics, "X-NUCLEO-IHM08M1 - UM1996 - User manual," 2024. [Online]. Available: [www.st.com](http://www.st.com)

- [27] STMicroelectronics, "I6398\_driver Datasheet - Production data," 2015.
- [28] STMicroelectronics, "STL220N6F7 Datasheet," 2023. [Online]. Available: [www.st.com](http://www.st.com)
- [29] I. A. Technologies, "AN2007-04 - Deadtime calculation for IGBT modules," 2008. [Online]. Available: [www.infineon.com](http://www.infineon.com)
- [30] Allegro MicroSystems, "ACS712 Datasheet, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor," 2024. [Online]. Available: [www.allegromicro.com](http://www.allegromicro.com)
- [31] D. H. Schechtel, "Sistema de armazenamento e geração de energia para locais de consumo remotos - Tese de Mestrado. ISEP," 2016.
- [32] LEM International SA, "LV25-P, Datasheet," 2022.
- [33] Xunzel, "SOLARX™ Series-XUNZEL Characteritics SOLARX™ Series. Deep-cycle Sealed Solar batteries. Industry Leading Technology for Off-Grid, Off-Shore and Backup Power Applications.," 2022. Accessed: Apr. 25, 2024. [Online]. Available: [www.xunzel.com](http://www.xunzel.com)
- [34] Siemens AG, "Fundamental Principles and System Description," in *SINAMICS Engineering Manual*, 2020.
- [35] IAR Systems, "Fast Square Root in C: IAR Application Note AN-G002," 2006, Accessed: May 02, 2024. [Online]. Available: <https://www.iar.com/>
- [36] Jasper Vijn, "Coranac, Off on a tangent: a look at arctangent implementations," <https://www.coranac.com/documents/arctangent/>. Accessed: May 20, 2024. [Online]. Available: <https://www.coranac.com/documents/arctangent/>

# Anexo 1

## 1.A – Variáveis utilizadas em PLECS para simulação em tempo contínuo

```
%% Valores da tensão de rede
```

```
Vn = 230*sqrt(2);
```

```
Fn = 50;
```

```
VDC =700;
```

```
%% resistência e Bobina
```

```
L= 5e-3; // 5mH
```

```
R = 100e-3; // 0.001
```

```
%% Parâmetros SRF PLL
```

```
Ti_pll= 3.33e-3
```

```
Kp_pll= 157.1;
```

## 1.B – Código utilizado em PLECS para cálculo de PLL em tempo discreto

```
%% Valores da tensão de rede
```

```
Vn = 230*sqrt(2);
```

```
Fn = 50;
```

```
VDC =700;
```

```
%% resistência e Bobina
```

```
L= 0.005;
```

```
R =0.1;
```

```
#include <stdio.h>
```

```
#include <math.h>
```

```
#define pi 3.141592653589F
```

```
float Phi=0.0F;
```

```
float ts=(1/20000.0F);
```

```
// tensoes
```

```
float Ua,Ub,Uc =0.0F;
```

```
//conversao tensoes XB
```

```
float X,B =0.0F;
```

```
//conversao tensoes dq
```

```
float Vd,Vq =0.0F;
```

```
//Normalização e erro Vq
```

```
float V=0.0F;
```

```
float error,PrevError=0.0F;
```

```

//PI
double W0=0.0F;
float Out,PrevOut=0.0F;
float KpPll,TiPll=0.0F;
//Integrador do angulo rede
float PrevOutInt=0.0F;

// codigo ira correr a 20KHZ
Ua = Input (0);
Ub = Input (1);
Uc = Input (2);
pi = Input (3);

// transformada abc -> XB
X = (2/3.0)*Ua-(1/3.0)*Ub-(1/3.0)*Uc;
B = ((1/sqrt(3))*Ub)-(1/sqrt(3))*Uc;

// transformada XB -> dq
Vd= cos(Phi)*X+sin(Phi)*B;
Vq= -sin(Phi)*X+cos(Phi)*B;

//normalização
V=sqrt(Vd*Vd + Vq*Vq);
if (V < 1e-4)
V = 1e-4; // de forma a garantir que nunca se divide por Zero

// Calculo do erro Vq
error=Vq/V;

KpPll = 157.1*(error-PrevError);
TiPll = 47575*(ts/2)*(error+PrevError);
//PI=PrevPI+157.1*(erro-PrevErro)+47575*(1/20000/2)*(erro+PrevErro);
Out=(PrevOut+KpPll+TiPll);
PrevError=error;
PrevOut=Out;
W0=2.*pi*50.0F;
Out=Out+W0;

Phi=ts*Out+PrevOutInt;
PrevOutInt=Phi;

// retirar angulo:
if(Phi>=2.0F*pi)
{Phi=0.F;
PrevOutInt=0.F;}

// resultado cálculo PLL (angulo):
Output (0) = Phi;

```

## 1.C – Código utilizado em PLECS para cálculo controlo do conversor

```
%% Valores da tensão de rede
Vn = 230*sqrt(2);
Fn = 50;
VDC =700;

%% resistência e Bobina
L= 0.005;
R =0.1;

#include <stdio.h>
#include <math.h>

float ts=(1/20000.0F);
float pi,a,b,c=0.0F;

//tensoes dqref
float Vdref,Vqref=0.0F;
float Vd,Vq =0.0F;

//Correntes controlo
float Idref,Iqref =0.0F;
float Id,Iq =0.0F;

// Ganhos
float Kp=4.71F;
float Ti=0.05F;

//PI_id
float OutId,PrevOutId=0.0F;
float erroId,PrevErroId=0.0F;

//PI_iq
float OutIq,PrevOutIq=0.0F;
float erroIq,PrevErroIq=0.0F;

// Cálculo controlo conversor - código ira correr a 20KHZ

Idref = Input (0);
Iqref = Input (1);
Id = Input (2);
Iq = Input (3);
pi = Input (4);
Vd = Input (5);
Vq = Input (6);
```

```
erroId=Idref-Id;  
OutId=PrevOutId+Kp*(erroId-PrevErroId)+(Kp/Ti)*(ts/2.0F)*(erroId-PrevErroId);  
PrevErroId=erroId;  
PrevOutId=OutId;  
Vdref=(-OutId+Vd)-(Id*.1F)+(Iq*2.0*pi*50.0*0.005F);
```

```
erroIq=Iqref-Iq;  
OutIq=PrevOutIq+Kp*(erroIq-PrevErroIq)+(Kp/Ti)*(ts/2.0F)*(erroIq-PrevErroIq);  
PrevErroIq=erroIq;  
PrevOutIq=OutIq;  
Vqref=(-OutIq+Vq)-(Iq*.1F)-(Id*2.0*pi*50.0*0.005F);
```

```
Output (0) = Vdref;  
Output (1) = Vqref;
```

## DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

---

### DECLARAÇÃO DE INTEGRIDADE

Declaro ter conduzido este trabalho académico com integridade. Não plagiei ou apliquei qualquer forma de uso indevido de informações ou falsificação de resultados ao longo do processo que levou à sua elaboração.

Declaro que o trabalho apresentado neste documento é original e de minha autoria, não tendo sido utilizado anteriormente para nenhum outro fim.

Declaro ainda que tenho pleno conhecimento do Código de Conduta Ética do P.PORTO.

ISEP, Porto, 29 de junho de 2024.

Luís Guilherme Lopes Oliveira