

Universidade do Minho

Simão Pedro Pinheiro Almeida

**Desenvolvimento de um Conversor
CC-CA para o Condicionador Ativo
Paralelo de um UPQC Trifásico**

Dissertação submetida na Universidade do Minho
para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de
Computadores

Trabalho realizado sob orientação do
Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dezembro de 2018

DECLARAÇÃO

Simão Pedro Pinheiro Almeida

Endereço eletrónico: a71466@alunos.uminho.pt

Título da Dissertação:

Desenvolvimento de um Conversor CC-CA para o Condicionador Ativo Paralelo de um UPQC Trifásico

Orientador:

Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro

Dissertação submetida na Universidade do Minho para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Eletrónica Industrial e de Computadores

É AUTORIZADA A REPRODUÇÃO INTEGRAL DESTA TESE/TRABALHO APENAS PARA EFEITOS DE INVESTIGAÇÃO, MEDIANTE DECLARAÇÃO ESCRITA DO INTERESSADO, QUE A TAL SE COMPROMETE;

Universidade do Minho, ___/___/_____

Assinatura: _____

“I am not in competition with anyone but myself.
My goal is to improve myself continuously”
- Bill Gates

Agradecimentos

A elaboração desta dissertação só foi possível graças à preciosa colaboração de algumas pessoas, às quais transmito os meus sinceros agradecimentos.

Desejo agradecer ao meu orientador, Doutor Vítor Duarte Fernandes Monteiro, pelo empenho e dedicação, pelas suas valiosas recomendações ao longo da realização desta dissertação.

Agradeço ao Doutor Gabriel Pinto e aos alunos de doutoramento Tiago Sousa e Luís Barros pela ajuda incondicional na resolução de vários problemas e sugestões oferecidas.

Agradecimento à FCT – Fundação para a Ciência e Tecnologia pelo suporte financeiro concedido através do Projeto 0302836 NORTE-01-0145-FEDER-030283 e ERDF–COMPETE 2020 Programme, SAICTPAC/0004/2015–POCI–01–0145–FEDER–016434.

Quero agradecer aos meus pais pela oportunidade concebida e pelos esforços efetuados necessários à realização do meu percurso académico e à minha irmã pelo incentivo e inspiração permanente.

Desejo agradecer também aos meus colegas e amigos que realizaram a sua dissertação de Mestrado no Laboratório de Eletrónica de Potência e Energias aquando a mim, pelo companheirismo, espírito de entajuda e bom ambiente de trabalho proporcionado.

Agradeço aos técnicos Carlos Torres, Ângela Macedo e Joel Almeida pela prontidão e boa-disposição constantes nos serviços prestados.

Por fim quero agradecer à Ana Rita Moura, pelo carinho e paciência nos melhores e piores momentos durante o desenvolvimento deste trabalho de dissertação.

Resumo

Hoje em dia, devido à utilização massiva de cargas não lineares pelos consumidores em geral, tem aumentado progressivamente o conteúdo harmónico nas formas de onda das correntes, que, por sua vez, provocam quedas de tensão nas impedâncias das linhas, contribuindo para o aumento do conteúdo harmónico das tensões na rede eléctrica. Como resultado, cada vez mais a rede eléctrica apresenta baixos índices de qualidade de energia eléctrica.

O projeto em que esta dissertação está enquadrada consiste no desenvolvimento de um condicionador da qualidade de energia unificado (*unified power quality conditioner* - UPQC) trifásico com interface, através do barramento cc, a uma fonte de energia renovável e a um sistema de armazenamento de energia. O UPQC desenvolvido consiste na junção de um condicionador ativo série (CAS), um condicionador ativo paralelo (CAP) e um conversor cc-cc com interface com a fonte de energia renovável e o sistema de armazenamento de energia e o barramento cc. Assim, o CAS é responsável por garantir tensões sinusoidais e equilibradas às cargas, o CAP é responsável por garantir correntes sinusoidais e equilibradas na rede eléctrica e o conversor cc-cc tem como funcionalidade carregar ou descarregar as baterias e extrair a máxima potência da fonte de energia renovável. Com o desenvolvimento deste UPQC é possível melhorar a qualidade da energia eléctrica, beneficiando tanto o utilizador final como o fornecedor de energia e todo o sistema de transporte.

Assim, o âmbito desta dissertação é apenas referente ao desenvolvimento do conversor cc-ca para o CAP do UPQC. No âmbito desta dissertação, e de acordo com o enquadramento do projeto, este conversor é responsável por garantir correntes sinusoidais e equilibradas na rede eléctrica, manter a tensão do barramento cc regulada e manter um fluxo bidirecional de energia com a rede eléctrica de acordo com a operação do conversor cc-cc (fonte de energia renovável e sistema de armazenamento de energia).

Palavras-Chave: Conversor cc-ca, Conversor Bidirecional, Condicionador Ativo Paralelo, UPQC Trifásico, Energia Renovável, Qualidade de Energia Eléctrica, Eletrónica de Potência.

Abstract

Nowadays, due to the massive use of nonlinear loads by consumers in general, it has progressively increased the harmonics content in the waveforms of the currents, causing voltage drops in the line impedances, contributing for increasing the harmonic content of the voltages in the electrical grid. As a result, each more, the electric grid presents low indices of power quality.

The project where this dissertation is framed consists in the development of a three-phase unified power quality conditioner (UPQC) with interface, through the dc-link, to a renewable energy source and to an energy storage system (batteries). The developed UPQC consists is the combination of a series active conditioner (CAS), a parallel active conditioner (CAP) and a dc-dc converter for the interface between the CAS, the CAP, the renewable energy source and energy storage system. Therefore, the CAS is responsible for ensuring sinusoidal and balanced voltages to the loads, the CAP is responsible for ensuring sinusoidal and balanced currents to the electrical grid, and the dc-dc converter has the function of charging or discharging the batteries and extracting the maximum power from the renewable energy source. With the development of this UPQC, it is possible to increase the quality on the electrical grid side, benefiting: the end-user, the electricity supplier and the entire transportation system.

Thus, the purpose of this dissertation is only related with the development of the dc-ac converter applied in the CAP of the UPQC. In the context of this work, and according to the project structure, this converter is responsible for ensuring sinusoidal and balanced currents from the electrical grid, maintaining a regulated dc-link voltage, as well as maintaining a bidirectional power flow according to the operation of the dc-dc converter (used to interface the renewable energy source and energy storage system).

Keywords: Front-end DC-AC Converter, Bidirectional Three-Phase Converter, Active Power Filter, Three-Phase UPQC, Renewable Energy, Power Quality, Power Electronics.

ÍNDICE

Agradecimentos	vi
Resumo	vii
Abstract.....	ix
Lista de Figuras.....	xiii
Lista de Tabelas	xvii
Acrónimos e Siglas	xix
Nomenclatura.....	xxi
Capítulo 1 Qualidade da Energia Elétrica	1
1.1 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE).....	2
1.2 Enquadramento	4
1.3 Objetivos e Motivações	5
1.4 Organização e Estrutura da Documento.....	5
Capítulo 2 Sistemas de Eletrónica de Potência para Condicionador Ativos Paralelos.....	7
2.1 Introdução	7
2.2 Topologias de Conversores Bidirecionais CC-CA	8
2.2.1 Conversor Monofásico do Tipo <i>Half-bridge</i>	10
2.2.2 Conversor Monofásico do Tipo <i>Full-bridge</i>	12
2.2.3 Conversores Monofásicos Multiníveis	15
2.2.4 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA de Três Braços – Três Fios.....	21
2.2.5 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA de Três Braços – Quatro Fios.....	23
2.2.6 Conversores Bidirecional Trifásico CC-CA de Quatro Braços – Quatro Fios.....	25
2.2.7 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA Três Níveis em <i>Full-bridge</i> sem Barramento CC partilhado.....	26
2.2.8 Conversor Trifásico CC-CA Multinível de Quatro Fios.....	27
2.3 Teorias de Controlo	28
2.3.1 Teoria de Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)	29
2.3.2 Teoria <i>p-q</i>	30
2.3.3 Cálculo através da Tensão do Barramento CC	32
2.4 Técnicas de Controlo de Corrente.....	34
2.4.1 Controlo de Corrente: Histerese	34
2.4.2 Controlo de Corrente: <i>Periodic Sampling</i>	36
2.4.3 Controlo de Corrente: Proporcional Integral	38
2.4.4 Controlo de Corrente: Preditivo.....	39
2.5 Conclusões	41
Capítulo 3 Simulações Computacionais.....	43
3.1 Introdução	43
3.2 Modelo de Simulação do Condicionador Ativo Paralelo.....	43
3.2.1 Simulação do Sistema de Sincronização com a Rede (PLL)	46
3.2.2 Controlo de Corrente Preditivo.....	49
3.2.3 Carregamento e Regulação da Tensão do Barramento CC.....	51
3.2.4 Controlo com a Teoria FBD no Modelo de Simulação	55
3.2.5 Simulação do CAP integrado no UPQC	57
3.3 Conclusões	60

Capítulo 4	Construção do Conversor Trifásico CC-CA para o Condicionador Ativo Paralelo.....	63
4.1	Introdução.....	63
4.2	Sistema Digital de Controlo.....	63
4.2.1	DSP da <i>Texas Instruments</i>	63
4.2.2	Placa de Adaptação do DSP.....	64
4.2.3	Placa de Sensor de Tensão.....	65
4.2.4	Placa de Sensor de Corrente.....	67
4.2.5	Placa de Condicionamento de Sinal e de Proteção.....	68
4.2.6	Placa de Comando.....	71
4.2.7	Placa de DAC.....	71
4.2.8	Placa de Relés.....	72
4.2.9	Placa de Drive dos IGBTs.....	73
4.2.10	Placa de Proteção dos IGBTs.....	74
4.2.11	Fonte de Alimentação.....	75
4.2.12	Montagem do <i>Rack</i> de Controlo.....	76
4.3	Sistema de Potência.....	77
4.3.1	Semicondutores de Potência.....	78
4.3.2	Bobina de Acoplamento à Rede Elétrica.....	80
4.3.3	Condensadores do barramento CC.....	81
4.3.4	Resistência de Pré-Carga.....	83
4.3.5	Interface com a Rede Elétrica e Proteções.....	83
4.4	Montagem do CAP e do UPQC.....	84
4.5	Conclusões.....	88
Capítulo 5	Validação Experimental do Protótipo Desenvolvido.....	89
5.1	Introdução.....	89
5.2	Validação da PLL.....	90
5.3	Teste do Conversor Trifásico CC-CA Bidirecional.....	91
5.3.1	Teste de Injeção de Energia para a Rede – Conversor CC-CA.....	92
5.3.2	Teste de Extração de Energia da Rede – Conversor CA-CC.....	94
5.4	Carregamento e Regulação do barramento CC pela rede elétrica.....	98
5.5	Compensação das Correntes da Carga.....	104
5.6	Integração do CAP no UPQC.....	112
5.7	Compensação das Correntes da Carga com 115 V de Tensão Nominal no Lado da Rede.....	116
5.8	Conclusões.....	120
Capítulo 6	Conclusão.....	123
6.1	Conclusões.....	123
6.2	Sugestões para Trabalho Futuro.....	126
Lista de Referências.....		129

Lista de Figuras

Figura 1.1. Sinal distorcido (a) e a sua decomposição em harmónicos (b).	3
Figura 1.2. Espectro harmónico do sinal da Figura 1.1.	3
Figura 1.3. Esquema do UPQC desenvolvido.	4
Figura 2.1. Esquema do CAP.	7
Figura 2.2. Tipos de conversores trifásicos: <i>current source</i> vs. <i>voltage source</i> .	9
Figura 2.3. Esquema do conversor monofásico <i>half-bridge</i> .	10
Figura 2.4. Estado 1 de funcionamento do conversor em <i>half-bridge</i> : (a) $i_C > 0$, barramento cc a fornecer energia; (b) $i_C < 0$, barramento cc a receber energia.	11
Figura 2.5. Estado 2 de funcionamento do conversor em <i>half-bridge</i> .	11
Figura 2.6. Esquema do conversor monofásico do tipo <i>full-bridge</i> .	12
Figura 2.7. Estado 1 de funcionamento do conversor em <i>full-bridge</i> : (a) $i_C > 0$, barramento cc a fornecer energia; (b) $i_C < 0$, barramento cc a receber energia.	13
Figura 2.8. Estado 2 de funcionamento do conversor em <i>full-bridge</i> : (a) $i_C > 0$, barramento cc a receber energia; (b) $i_C < 0$, barramento cc a fornecer energia.	14
Figura 2.9. Estado 3 de funcionamento do conversor em <i>full-bridge</i> : (a) $i_C > 0$; (b) $i_C < 0$.	14
Figura 2.10. Estado 4 de funcionamento do conversor em <i>half-bridge</i> : (a) $i_C > 0$; (b) $i_C < 0$.	14
Figura 2.11. Sinal de saída do conversor: (a) 2 níveis; (b) 3 níveis; (c) 5 níveis; (d) 9 níveis.	15
Figura 2.12. Conversor DCI de 3 níveis.	16
Figura 2.13. Conversor cc-cc DCI de 5 níveis.	17
Figura 2.14. Conversor cc-ca CCI de 3 níveis.	18
Figura 2.15. Conversor cc-ca CCI de 5 níveis.	19
Figura 2.16. Conversor cc-ca CMI de 5 níveis.	20
Figura 2.17. Conversor cc-ca ACMI de 27 níveis.	21
Figura 2.18. Esquema do conversor cc-ca trifásico de três braços com três fios.	22
Figura 2.19. CAP conectado a um sistema a três fios.	23
Figura 2.20. Conversor cc-ca trifásico bidirecional de três braços com quatro fios.	24
Figura 2.21. Condicionador Ativo Paralelo conectado a um sistema a quatro fios.	25
Figura 2.22. Conversor cc-ca trifásico bidirecional de quatro braços com quatro fios.	25
Figura 2.23. Conversor cc-ca trifásico bidirecional composto por monofásicos <i>full-bridge</i> .	26
Figura 2.24. CAP conectado a um sistema a três fios.	27
Figura 2.25. Topologia do conversor cc-ca trifásico bidirecional multinível de quatro fios.	28
Figura 2.26. Circuito Equivalente da Carga pela Teoria FBD.	29
Figura 2.27. Fluxos das potências sem CAP.	32
Figura 2.28. Fluxos das potências com CAP.	32
Figura 2.29. Diagrama de blocos do controlo pela tensão do barramento CC (saída do controlo PI referente à amplitude da corrente).	33
Figura 2.30. Diagrama de blocos do controlo pela tensão do barramento CC (saída do controlo PI referente à potência a extraír).	34
Figura 2.31. Diagrama de blocos do controlo de corrente por comparação por histerese.	35

Figura 2.32. Sinal de saída do comparador em função das correntes de referência e de saída.	35
Figura 2.33. Corrente na saída do CAP com o controlo com comparador por histerese.	36
Figura 2.34. Diagrama de blocos do controlo de corrente <i>Periodic Sampling</i>	36
Figura 2.35. Corrente na saída do CAP com o controlo <i>periodic sampling</i> , com uma frequência máxima definida a 20 kHz.....	37
Figura 2.36. Corrente na saída do CAP com o controlo <i>periodic sampling</i> , com uma frequência máxima de 100 kHz.....	37
Figura 2.37. Diagrama de blocos do controlo de corrente proporcional integral.....	38
Figura 2.38 Corrente na saída do CAP com o controlo proporcional integral, com frequência de comutação de 20 kHz.....	39
Figura 2.39 Modelo elétrico das ligações do CAP à rede.	39
Figura 2.40 Corrente à saída do CAP com o controlo preditivo, com frequência de amostragem e comutação de 40 kHz e 20 kHz, respetivamente.	41
Figura 3.1 Andar de potência do modelo de Simulação em <i>PSIM</i> (conversor cc-ca bidirecional).	44
Figura 3.2 Andar de controlo do modelo de Simulação em <i>PSIM</i>	45
Figura 3.3 Editor de texto do código C do bloco de processamento (<i>C Block</i>).	45
Figura 3.4 Sinal de comando dos semicondutores com atualização na subida e na descida da onda triangular portadora.	46
Figura 3.5. Tensão da rede elétrica e saída da PLL da fase A.	47
Figura 3.6. Tensão da rede elétrica por fase com a saída da PLL correspondente.....	48
Figura 3.7. Tensões da rede elétrica e saída da PLL correspondente, com frequência fundamental de: (a) 49,5 Hz; (b) 50,5 Hz.....	48
Figura 3.8. Diagrama de blocos do controlo preditivo trifásico com modelação SPWM bipolar.....	49
Figura 3.9. Corrente sintetizada pelo controlo preditivo com modelação SPWM bipolar.....	50
Figura 3.10. Correntes sintetizadas pelo CAP com o controlo preditivo trifásico.	50
Figura 3.11. Correntes sintetizadas pelo CAP para injeção de energia na rede.	51
Figura 3.12. Tensão do barramento cc ao longo do processo de carregamento e regulação.....	52
Figura 3.13. Corrente da rede ao longo processo de carregamento do barramento cc.	53
Figura 3.14. Corrente da rede no processo de pré-carga.....	53
Figura 3.15. Corrente da rede após <i>bypass</i> às resistências.....	54
Figura 3.16. Corrente da rede quando iniciado as comutações e o controlo do barramento cc.	54
Figura 3.17. Diagrama de blocos da implementação do controlo com a teoria FBD.....	55
Figura 3.18. Tensão e corrente da rede consumida pela carga não-linear antes da compensação.	56
Figura 3.19. Correntes de compensação (i_{Fx}), calculadas pela teoria FBD e sintetizadas pelo CAP.	57
Figura 3.20. Tensão e corrente da rede com a compensação pelo CAP.....	57
Figura 3.21. Esquema do UPQC a desenvolver.	58
Figura 3.22. Simulação com os vários modos de funcionamento do UPQC com a representação das correntes i_{CAPx} , i_{CASx} , i_{Sx} , i_{pv} e i_{bat} e as tensões da rede (v_{Sx}).	59
Figura 4.1. DSP <i>TMS320F28335</i> da <i>Texas Instruments</i>	63
Figura 4.2. Placa de adaptação do DSP da <i>Texas Instruments</i> : (a) vista superior; (b) vista lateral.....	64
Figura 4.3. (a) Sensor de tensão utilizado; (b) Esquema elétrico.....	65
Figura 4.4. Placa de Sensor de Tensão (vista lateral).....	66
Figura 4.5. Placa de Sensor de Corrente (vista lateral).	68
Figura 4.6. Circuito de condicionamento de sinal (montagem amplificadora somadora não inversora).	69

Figura 4.7. Circuito de deteção de erros (montagem comparadora).	70
Figura 4.8. Placa de condicionamento de Sinal e deteção de problemas: (a) vista superior; (b) vista inferior.	70
Figura 4.9. Placa de Comando (vista superior).	71
Figura 4.10. Placa de DAC (vista superior).	72
Figura 4.11. Esquemático da Sequência de acionamentos da conexão do CAP à rede.	72
Figura 4.12. Placa de Relés.	73
Figura 4.13. Circuito para acionamento dos Relés.	73
Figura 4.14. Placa de Driver dos IGBTs.	74
Figura 4.15. Placa de proteção da <i>gate</i>	74
Figura 4.16. Circuito total para proteção da <i>Gate</i> dos IGBTs.	75
Figura 4.17. Esquema no <i>Visio</i> do <i>rack</i> de controlo.	76
Figura 4.18. <i>Rack</i> de Controlo.	77
Figura 4.19. Modulo <i>SKM100GB12T4</i> da <i>Semikron</i>	78
Figura 4.20. Esquemático do Modulo de IGBTs da <i>Semikron</i>	79
Figura 4.21. Bobina de núcleo partilhado para acoplamento com a rede.	81
Figura 4.22. Condensadores B43456 A4828 M da EPCOS: (a) vista superior; (b) vista frontal.	82
Figura 4.23. Esquema de ligações dos condensadores do barramento cc.	82
Figura 4.24. Montagem do barramento cc.	83
Figura 4.25. Resistências de pré-carga.	83
Figura 4.26. Esquema no <i>Visio</i> da interface do UPQC com a rede.	84
Figura 4.27. Interface do UPQC trifásico com a rede e proteções.	84
Figura 4.28. Esquema do CAP no <i>Visio</i>	85
Figura 4.29. Montagem do CAP.	86
Figura 4.30. Montagem dos conversores na <i>platine</i>	86
Figura 4.31. Esquema no <i>Visio</i> do UPQC trifásico.	87
Figura 4.32. Fotografia do UPQC trifásico no armário.	87
Figura 5.1. Imagem da bancada de trabalho.	89
Figura 5.2. Início do sincronismo da PLL trifásica com as tensões da rede elétrica.	90
Figura 5.3. PLL trifásica em funcionamento permanente.	91
Figura 5.4. <i>Ripple</i> da corrente i_{Ca} de 20 kHz.	92
Figura 5.5. Esquema da montagem para teste de injeção de corrente para a rede.	93
Figura 5.6. Correntes sintetizadas para injeção de energia na rede, registadas pelo <i>Tektronix</i>	93
Figura 5.7. Correntes sintetizadas para injeção de energia na Rede, registadas pelo <i>Yokogawa</i>	93
Figura 5.8. Esquema do teste.	94
Figura 5.9. CAP antes de iniciar as comutações.	95
Figura 5.10. Correntes sintetizadas para extração de energia da Rede, registadas pelo <i>Tektronix</i>	95
Figura 5.11. Correntes sintetizadas com vários valores de L no controlo preditivo: (a) $L = 0,5$ mH; (b) $L = 0,8$ mH; (c) $L = 1,5$ mH.	96
Figura 5.12. Correntes trifásicas sintetizadas para extração de energia da rede.	97
Figura 5.13. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Cx} sintetizadas.	98
Figura 5.14. Tensão das divisões do barramento, durante o carregamento e regulação.	99

Figura 5.15. Correntes i_{Cx} da rede e tensões do barramento: (a) aquando o <i>by-pass</i> ; (b) após o <i>by-pass</i>	100
Figura 5.16. Tensões das divisões do barramento e as correntes no lado da rede (i_{Sx}).	101
Figura 5.17. Tensões das divisões do barramento e das correntes no lado da rede.....	101
Figura 5.18. Tensões das divisões do barramento e das correntes no lado da rede.....	102
Figura 5.19. Resposta do controlo à variação da tensão do barramento cc.....	103
Figura 5.20. Corrente da fase A à saída do CAP, para extração de energia.....	103
Figura 5.21. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Cx} para regulação da tensão do barramento.	104
Figura 5.22. Esquema para teste do CAP a compensar as correntes da carga.	105
Figura 5.23. Correntes i_{Lx} consumidas pela carga não-linear.....	105
Figura 5.24. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Lx}	106
Figura 5.25. Correntes i_{Lx} consumidas pela carga não-linear.....	106
Figura 5.26. Espectro Harmónico e THD% das correntes após compensação pelo CAP.	107
Figura 5.27. Espectro Harmónico e THD% das correntes para $L=0,8$ mH.	108
Figura 5.28. Espectro Harmónico e THD% das correntes para $L=0,8$ mH.	108
Figura 5.29. Tensões, correntes e frequência da rede com a compensação do CAP.....	109
Figura 5.30. Potências fornecidas pela Rede após a compensação do CAP.	109
Figura 5.31. Correntes i_{Sx} no momento de adição das resistências.	110
Figura 5.32. Correntes i_{Lx} no momento de remoção das resistências.	111
Figura 5.33. Espectro harmónico e THD% das correntes da rede compensadas, para potências diferentes consumas pela carga (0,9 kW e 1,41 kW, respetivamente).....	111
Figura 5.34. Potências fornecidas pela rede à carga após a compensação do CAP, quando a potência consumida varia de 0,9 kW para 1,41 kW.	112
Figura 5.35. Fluxo da energia dentro do UPQC extraída do PV até ser injetada na rede.	112
Figura 5.36. Comportamento do barramento no início da extração de energia do PV.	113
Figura 5.37. Corrente i_{pv} constante e injeção na rede pelo CAP (v_S e i_C na fase A).	114
Figura 5.38. Fluxo de energias no modo de extração de energia pelo PV e carregamento das baterias ao mesmo tempo.....	115
Figura 5.39. Extração de energia do PV e da Rede para injeção nas baterias.	115
Figura 5.40. Extração de energia do PV e da rede para injeção nas baterias.	116
Figura 5.41. Extração de potência ativa para regulação da tensão do barramento cc com 119 V nominais no lado da rede.....	117
Figura 5.42. Tensões da rede (119 V nominais) e correntes consumidas pela carga antes da compensação nas três fases.	118
Figura 5.43. Tensões da rede (119 V nominais) e correntes consumidas	118
Figura 5.44. Tensão e corrente na fase A da rede e ainda corrente sintetizada pelo CAP acompanhando a sua referência, garantindo a compensação total.....	119
Figura 5.45. Tensões (119 V nominais) e correntes da rede após compensação pelo CAP	120
Figura 5.46. Espectro harmónico e THD% das correntes da rede compensadas, com tensões de 119 V nominais no lado da rede.	120

Lista de Tabelas

Tabela 2.1. Estados de funcionamento do conversor <i>half-bridge</i>	10
Tabela 2.2. Estados de funcionamento do conversor do tipo <i>full-bridge</i>	13
Tabela 2.3. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo DCI de 3 níveis.	16
Tabela 2.4. Estados de funcionamento do conversor cc-ca DCI de 5 níveis.	17
Tabela 2.5. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo CCI de 3 níveis.	18
Tabela 2.6. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo DCI de 5 níveis.	19
Tabela 4.1. Valores das Indutâncias obtidas pelo <i>Hioki 3532-50 LCR Hitester</i>	80
Tabela 5.1. Valor de THD% das correntes sintetizadas com L diferentes no controlo.	97
Tabela 5.2. Valor de THD% das correntes da rede para diferentes valores do parâmetro L no controlo.	107

Acrónimos e Siglas

Acrónimo / Sigla	Significado
ACMLI	<i>Assymmetric Cascaded Multilevel Inverter</i>
ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i>
CA	Corrente Alternada
CAP	Condicionador Ativo Paralelo
CAS	Condicionador Ativo Série
CC	Corrente Contínua
CCI	<i>Capacitor Clamped Inverter</i>
CMLI	<i>Cascaded Multilevel Inverter</i>
CSI	<i>Current Source Inverter</i>
DCI	<i>Diode Camped Inverter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog. Converter</i>
FBD	<i>Fryze-Buchholz-Depenbrock</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LED	<i>Light Emitting Diode</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
NP	<i>Neutral Point</i>
PCB	<i>Printed Circuit Board</i>
PCC	<i>Point of Common Coupling</i>
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
PV	<i>Photovoltaic Panel</i>
PWM	<i>Pulse-Width Modulation</i>
QEE	Qualidade de Energia Elétrica
RMS	<i>Root Mean Square</i>

SPI	<i>Serial Peripheral Interface</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse-Width Modulation</i>
UPQC	<i>Unified Power Quality Conditioner</i>
VCO	<i>Voltage Controlled Oscillator</i>
VSI	<i>Voltage Source Intervertor</i>

Nomenclatura

f	Frequência da tensão da rede elétrica	Hz
f_a	Frequência de amostragem	Hz
f_c	Frequência de comutação	Hz
i_C	Corrente à saída do Condicionador Ativo Paralelo	A
i_C^*	Corrente de referência	A
L	Bobina de acoplamento	H
C	Condensadores do barramento	F
P_{Reg}	Potência necessária a regular o barramento cc	W
P_{bat}	Potência das baterias	W
P_{pv}	Potência extraída do PV	W
i_{bat}	Corrente das baterias	A
i_{pv}	Corrente extraída do PV	A
i_S	Correntes da rede elétrica	A
i_L	Correntes consumidas pela(s) carga(s)	A
v_S	Tensões da rede elétrica	V
R	Resistência	Ω
v_{conv}	Tensão à saída do conversor	V
G	Condutância	Ω^{-1}
T	Período das tensões da rede elétrica	S
v_{CC}	Tensão do barramento cc	V

Capítulo 1

Qualidade da Energia Elétrica

A energia elétrica tem sido um suporte fundamental para o crescimento do setor económico, bem como para o aumento da qualidade de vida das pessoas em geral. Por esta razão, existe cada vez mais uma maior preocupação com a distribuição dessa energia até aos seus consumidores finais [1]. Quando apareceu o conceito de qualidade da energia elétrica (QEE), apenas era considerado problemas no fornecimento contínuo, isto é, se não era feito com interrupções e se a tensão e a frequência se mantinham dentro de limites aceitáveis. Isto eram as únicas preocupações relativamente aos problemas de QEE pois as cargas da altura era praticamente todas lineares, consumindo correntes com a mesma forma da tensão de alimentação, podendo apenas apresentar algum desfasamento entre as duas formas de onda.

Com o passar dos anos, a eletrónica de potência desenvolveu-se e apareceram sistemas elétricos com funções que até à data não eram possíveis, com redução do custo dos equipamentos e ainda com melhor rendimento. Estes equipamentos consistem em cargas não-lineares, que não consomem corrente com a mesma forma de onda da tensão de alimentação (apresentam conteúdo harmónico). Hoje em dia, devido à utilização massiva destas cargas não-lineares pelos consumidores em geral, tem aumentado progressivamente o conteúdo harmónico nas formas de onda das correntes, que, por sua vez, provocam quedas de tensão nas impedâncias das linhas, contribuindo também para o aumento do conteúdo harmónico das tensões na rede elétrica. Como resultado, cada vez mais a rede elétrica apresenta baixos índices de QEE. Disto resultam vários problemas, dos quais se destacam: aumento das perdas na distribuição de energia elétrica; falhas ou funcionamento precário de equipamentos conectados na mesma instalação elétrica; degradação precoce de equipamentos; interferências eletromagnéticas em sistemas de comunicação; falhas nos aparelhos de proteção; e envelhecimento prematuro das instalações/equipamentos.

Os prejuízos derivados dos problemas de QEE nos sistemas de distribuição de energia elétrica são bastantes grandes, o que levou a uma maior preocupação e interesse sobre este assunto. Por forma a atenuar estes problemas de qualidade de energia foram criadas normas internacionais de modo a limitar os níveis de distorção harmónicos referidos [2].

1.1 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica (QEE)

Para o sistema de distribuição de energia elétrica funcionar corretamente, tem de ser feito sem interrupções (fiabilidade no fornecimento), com os valores de amplitude, frequência e Fase dentro de limites definidos. No entanto, recentemente o sistema de energia elétrica tem apresentado vários problemas de qualidade de energia, sendo que os principais se destacam:

- Distorção harmônica: as correntes, provenientes das cargas não-lineares, possuem harmônicos e fazem com que as tensões também apresentem harmônicos, devido as correntes nas impedâncias das linhas;
- Ruído (interferência eletromagnética): é a sobreposição de sinais de alta frequência nas formas de onda das tensões e correntes no sistema de potência que geralmente é causado por outros dispositivos eletrônicos, circuitos de controlo, entre outros.
- Inter-harmônicos: são tensões ou correntes com frequências que não são múltiplas inteiras da frequência fundamental da rede elétrica;
- Interrupção momentânea: ocorre, por exemplo, quando o sistema elétrico dispõe de disjuntores com religador, que abrem na ocorrência de um curto-circuito, fechando-se automaticamente após alguns milissegundos (e mantendo-se ligados caso o curto-circuito já se tenha extinguido);
- Subtensão de tensão (*sag*): Também conhecido por “cava de tensão”, pode ser provocada, por exemplo, por um curto-circuito momentâneo num outro alimentador do mesmo sistema elétrico, que é eliminado após alguns milissegundos pela abertura do disjuntor do ramal em curto;
- Sobretensão momentânea (*swell*): elevação momentânea da tensão acima do valor nominal, 10% a 80% do valor eficaz na frequência fundamental. Pode ser provocada, entre outros casos, por situações de defeito ou operações de comutação de equipamentos ligados à rede elétrica;
- Flutuações da tensão: acontece devido a variações intermitentes de certas cargas, causando flutuações nas tensões de alimentação (que se traduz, por exemplo, em oscilações na intensidade da iluminação elétrica);
- Micro-cortes: Resultam de curto-circuitos momentâneos, que ocorrem durante intervalos de comutação dos semicondutores de potência dos retificadores;
- Transitórios: ocorrem como resultado de fenómenos transitórios, tais como a comutação de bancos de condensadores ou descargas atmosféricas.

A distorção harmónica é o problema mais recente de QEE que provém do costume de correntes com componente harmónica traduzindo-se numa distorção do sinal sinusoidal. Sabendo que as correntes e as tensões são sinais periódicos. Pelo Teorema de Fourier, um harmónico corresponde a uma componente sinusoidal do sinal periódico com uma frequência múltipla da frequência fundamental do sinal (50 Hz da rede eléctrica). Na Figura 1.1 pode-se ver um sinal distorcido e o mesmo sinal decomposto em harmónicos, sendo que as várias frequências múltiplas da frequência fundamental apresentam amplitudes diferentes.

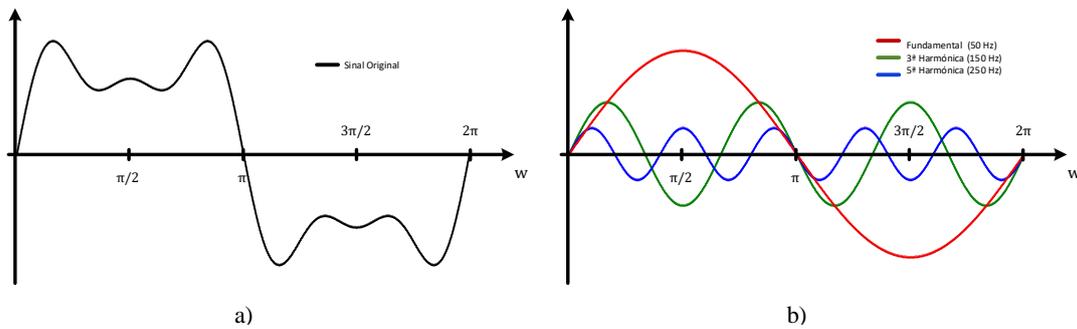


Figura 1.1. Sinal distorcido (a) e a sua decomposição em harmónicos (b).

Para quantificar a distorção harmónica de um sinal utiliza-se a *total harmonic distortion* (THD), que relaciona o valor eficaz dos diferentes harmónicos do sinal distorcido com o valor eficaz da componente fundamental desse sinal, podendo chegar ao ponto de ser superior a 100% (equação (1.1)).

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_{n(RMS)}^2}}{I_{1(RMS)}} \cdot 100 = \frac{\sqrt{I_{2(RMS)}^2 + I_{3(RMS)}^2 + \dots + I_{n(RMS)}^2}}{I_{1(RMS)}} \cdot 100 \quad (1.1)$$

De maneira a facilitar a análise pela equação acima de um sinal com harmónicos, recorre-se ao espectro no domínio da frequência, tornando possível analisar cada harmónico individualmente. Na Figura 1.2 está representado o espectro harmónico do sinal representado anteriormente, em que é possível ver as várias frequências dos harmónicos com as amplitudes em relação (percentagem) à amplitude da frequência fundamental.

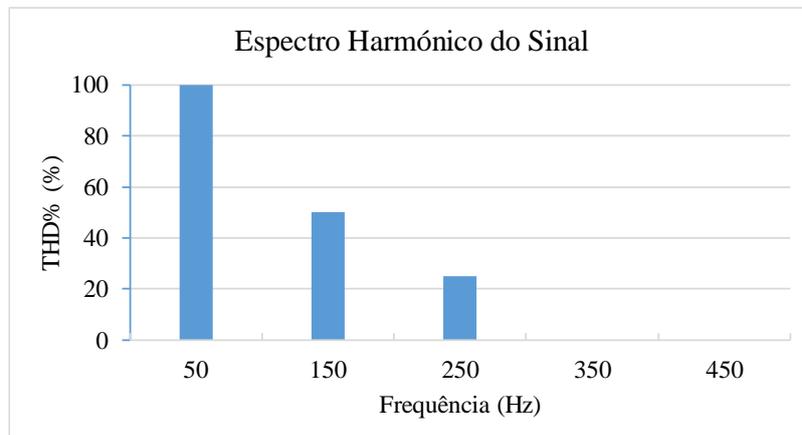


Figura 1.2. Espectro harmónico do sinal da Figura 1.1.

1.2 Enquadramento

Um *unified power quality conditioner* (UPQC) é um equipamento poderoso para resolver problemas de qualidade de energia e tem a capacidade de melhorar a qualidade da energia elétrica no ponto de instalação onde está inserido [3][4]. O projeto em que esta dissertação está enquadrada consiste no desenvolvimento de um UPQC trifásico com interface, através do barramento cc, a uma fonte de energia renovável e a um sistema de armazenamento de energia. O UPQC a desenvolver é a junção de um Condicionador ativo série (CAS), um Condicionador ativo paralelo (CAP) e um conversor cc-cc para interface entre o CAS, o CAP, a fonte de energia renovável e o sistema de armazenamento de energia. Assim, o CAS é responsável por garantir tensões sinusoidais e equilibradas às cargas, o CAP é responsável por garantir correntes sinusoidais e equilibradas da rede elétrica e o conversor cc-cc tem como funcionalidade carregar ou descarregar as baterias e extrair a máxima potência da fonte de energia renovável. O esquema do UPQC a desenvolver está representado na Figura 1.3.

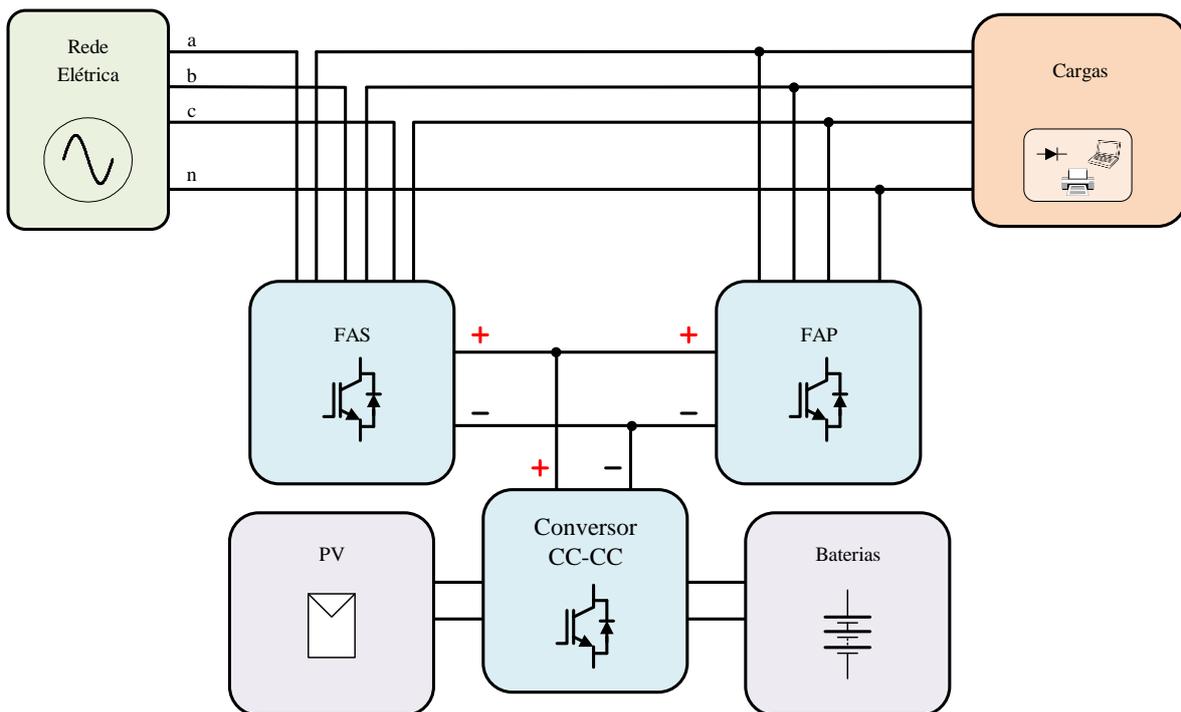


Figura 1.3. Esquema do UPQC desenvolvido.

Assim, o âmbito desta dissertação é apenas referente ao desenvolvimento do conversor cc-ca para o CAP do UPQC. No âmbito desta dissertação, e de acordo com o enquadramento do projeto, este conversor é responsável por garantir correntes sinusoidais (compensação dos harmónicos) e equilibradas na rede elétrica, manter a tensão do barramento cc regulada e

manter um fluxo bidirecional de energia com a rede elétrica de acordo com a operação do conversor cc-cc (fonte de energia renovável e sistema de armazenamento de energia).

1.3 Objetivos e Motivações

Visto que o assunto é referente à distribuição e qualidade da energia elétrica, a principal motivação é o desenvolvimento de eletrônica de potência que dê ênfase e resolução aos problemas existentes. Os custos provenientes dos problemas de QEE são bastante elevados no momento com tendência a aumentar, pois a necessidade e uso de cargas não-lineares (praticamente todos os equipamentos) está em crescente ascensão. A compensação dos problemas de QEE é, geralmente, mais requisitada em ambientes industriais onde a alimentação é trifásica. Posto isto, uma solução viável para mitigar estes problemas é um UPQC trifásico, onde o CAP referente a esta dissertação se enquadra. A utilização do CAP permite compensar o fator de potência e os harmônicos de corrente de forma dinâmica, isto é, independentemente das cargas ligadas à rede, reagindo rapidamente às variações que possam surgir. Além disso é de fácil instalação, sem ser necessário estudar previamente o local onde será inserido, o que acontece para outras soluções existentes.

Posto isto, o principal objetivo desta dissertação é o desenvolvimento de um conversor cc-ca bidirecional trifásico para um CAP que conta com:

- Realização de simulações computacionais;
- Desenvolvimento do controlo digital;
- Desenvolvimento do hardware para o sistema de controlo e potência.
- Testar e validar funcionalidades do CAP;
- Integração do CAP no UPQC trifásico.

Além das motivações e objetivos apresentados acima, também está a contribuição para o desenvolvimento nacional de tecnologia, aumentando os conhecimentos sobre esta área e o desenvolvimento de um equipamento eficiente na resolução dos problemas de QEE existentes com utilidade efetiva.

1.4 Organização e Estrutura da Documento

Esta tese está organizada em seis capítulos. No Capítulo 1 é apresentado e contextualizado o tema da tese. É feita uma introdução ao conceito de Qualidade da Energia Elétrica (QEE) e também é falado sobre os problemas de QEE relacionados. Mais em detalhe são explicados os problemas da distorção harmónica no sistema de distribuição de energia e

as suas consequências. Ainda é explicado a necessidade do desenvolvimento desta dissertação onde é enquadramento e as motivações para a fazer.

No capítulo 2 está primeiro a explicação da utilização de Condicionador Ativos Paralelos (CAP) para resolução de problemas de QEE, mais concretamente da distorção harmónica nas correntes. Assim no estado-da-arte é descrito e apresentado algumas teorias e técnicas de controlo de corrente para conversores cc-ca bidirecionais a ser empregues como CAP. Também é apresentado um estudo detalhado das topologias dos conversores cc-ca bidirecionais tanto monofásicos como trifásicos, ainda é feito uma comparação entre topologias apresentando as suas vantagens e desvantagens. No final capítulo é escolhida a topologia do conversor cc-ca como CAP bem como as teorias e técnicas a implementar.

O capítulo 3 é relativo às simulações computacionais das topologias e técnicas escolhidas no capítulo anterior. Assim é por meio das simulações que é validado teoricamente as funções do CAP, desde o sincronismo com a rede, o carregamento do barramento, a injeção e extração de energia na rede e a compensação das correntes. Por fim este é integrado no UPQC trifásico onde se enquadra para resolução de problemas de QEE.

No capítulo 4, com a validação das funções do CAP como da integração com o UPQC em simulação, é apresentado todo o hardware necessário à construção do sistema total. Na apresentação do hardware é separado em sistema de potência onde é descrito os elementos que constituem o CAP como as bobinas de acoplamento à rede, os semicondutores de potência, condensadores, etc. E o sistema de controlo onde é apresentado os sensores utilizados, as suas características, o DSP da *texas Instrument* e ainda circuitos implementados com funções necessárias ao controlo. Após as montagens do hardware de potência e de controlo, à semelhança dos desenhos na ferramenta Visio, é demonstrado em figuras as montagens realizadas.

Os resultados experimentais do CAP, estão apresentados no capítulo 5, validam as funções do CAP na prática. Assim é apresentado resultados do carregamento do barramento, injeção e extração de energia e ainda a compensação das correntes trifásicas de uma carga não-linear. O CAP também foi integrado no UPQC trifásico, validando alguns modos de funcionamento.

Por último, no capítulo 6 estão apresentadas as conclusões retiradas com esta Dissertação de Mestrado com algumas sugestões de trabalho futuro a realizar.

Capítulo 2

Sistemas de Eletrónica de Potência para Condicionador Ativos Paralelos

2.1 Introdução

Os condicionadores ativos paralelos (CAP) trifásicos são equipamentos de fácil instalação e com a capacidade de compensar automática e dinamicamente os harmónicos de corrente, o fator de potência e o desequilíbrio das correntes nas três fases, adaptando-se a cada caso, tornando assim as correntes que vêm da rede elétrica sinusoidais e em fase com a tensão. Estes são constituídos por um conversor cc-ca bidirecional e pelo sistema de controlo ligado em paralelo com a carga como mostra na Figura 2.1. Os CAPs podem ser equiparados a uma fonte de corrente controlada [3][4].

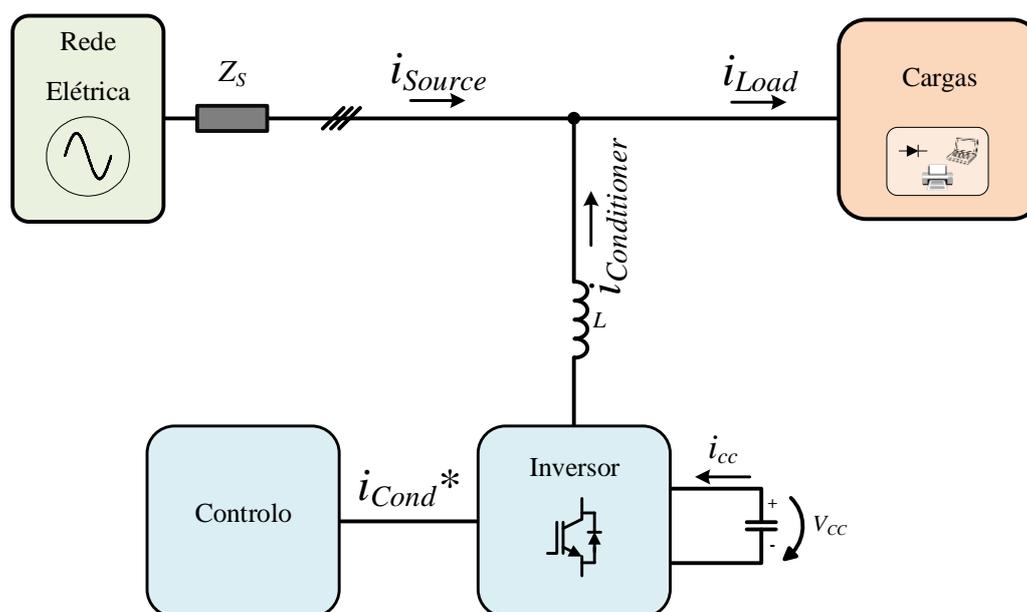


Figura 2.1. Esquema do CAP.

Com o uso do CAP, a corrente que vem da rede passa a ser corrente sinusoidal para fornecer apenas potência ativa à carga e a necessária para regular o barramento cc. O funcionamento do CAP passa pela injeção de corrente na rede e a este fenómeno é chamado por lei dos nós no *point of common coupling* (PCC) entre o CAP, a rede e a carga. É por esta razão que o CAP além de resolver problema de QEE também é capaz de realizar a interface de uma fonte de energia renovável com a rede [5][6], simultaneamente compensando os problemas de QEE referidos acima.

O sistema de controlo do CAP contém circuitos de medição e condicionamento das tensões da rede (v_a, v_b, v_c), da tensão do barramento cc do conversor de potência (V_{CC}), das correntes da carga (i_L), das correntes à saída do conversor (i_C) e ainda contém placas de circuito impresso (*printed circuited boards* - PCB) com as mais variadas funções e um microcontrolador do tipo *digital signal controller* (DSP). Por esta forma, o DSP é programado para determinar a corrente de referência e gerar os sinais de comando a serem enviados aos semicondutores do conversor de potência presentes no conversor cc-ca. Para garantir que as correntes reais que estão a ser injetadas na rede elétrica tem a mesma forma de onda que as correntes de compensação calculada pelo DSP (correntes de referência), é necessário fazer a aquisição das correntes de saída (i_C) e compará-las com a corrente de referência. É através da comparação destas duas que garantimos a compensação correta da carga e também onde definido o próximo estado de funcionamento do conversor para geração dos sinais de comando (explicado mais a frente nas teorias de controlo da corrente).

Neste capítulo estão apresentadas as principais topologias de conversores cc-ca de potência mais empregues como CAPs. A apresentação é iniciada por conversores monofásicos e de seguida os trifásicos, pois os trifásicos podem ser constituídos através de vários monofásicos. São especificadas as características dos conversores, vantagens, desvantagens e é efetuada uma comparação entre eles. Além disso, também é apresentada uma revisão das principais técnicas e teorias de controlo de corrente mais aplicadas. Devido a uma vasta literatura sobre este tema, apenas são apresentadas as topologias mais relevantes e as técnicas de controlo mais empregues neste tipo de conversores.

2.2 Topologias de Conversores Bidirecionais CC-CA

Existem diferentes topologias de CAPs, que passa pelos diferentes tipos de conversores cc-ca utilizados. Estes são constituídos por semicondutores de potência que têm vindo a evoluir ao longo do tempo, permitindo assim melhorar a performance dos conversores [7]. Os semicondutores podem ser totalmente controlados como é o caso do *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) e dos *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET). Relativamente aos conversores cc-ca, estes podem ser classificados quanto ao seu lado cc (barramento cc) por fonte de tensão (*voltage source inverter* - VSI) ou fonte de corrente (*current source inverter* - CSI) [8], como estão demonstrados na Figura 2.2. Nos conversores fonte de corrente (CSI) o barramento cc funciona como uma fonte de corrente contínua, em que o elemento armazenador de energia é uma bobina. A corrente na bobina deve ser sempre maior que a corrente de pico que queremos impor na rede. As comutações

do conversor moldam a corrente proveniente do lado cc para a corrente com a forma da onda que queremos. No caso dos conversores fonte de tensão (VSI), agora o barramento cc funciona como uma fonte de tensão contínua, e o elemento que armazena energia é um condensador. O condensador permite ao conversor ter um fluxo de energia bidirecional, permitindo fornecer ou receber energia do barramento cc. A tensão do barramento cc deve ter um valor sempre maior do que o valor de pico da tensão da rede no PCC onde está inserido. Neste tipo de conversores são necessárias indutâncias de acoplamento à rede pois é a partir delas que conseguimos produzir as correntes com a forma de onda que queremos para injetar na rede.

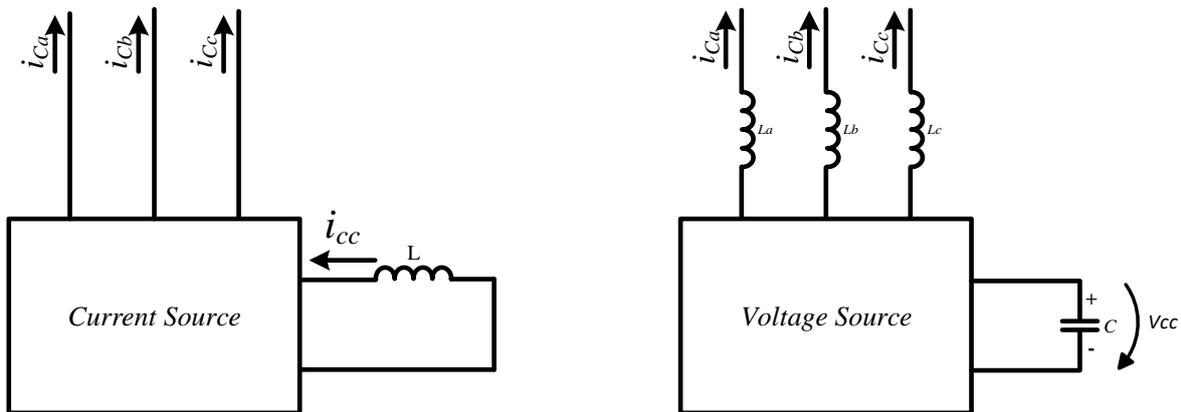


Figura 2.2. Tipos de conversores trifásicos: *current source* vs. *voltage source*.

Para a construção do conversor referente a esta dissertação foi utilizado uma conversor fonte de tensão bidirecional pelo facto de ter menor custo de construção e menor tamanho em relação aos fonte de corrente. Nos próximos subcapítulos estão apresentadas topologias dos conversores fonte de tensão mais empregues, sendo que o mais utilizado é o conversor bidirecional de 2 níveis, apesar de existir também de 3 níveis e mais superiores.

Sabendo que existem topologias de vários níveis monofásicas e trifásicas, estas podem ser utilizadas com CAP adaptados a sistemas monofásicos e trifásicos respetivamente, de maneira a compensarem as correntes com distorção harmónica consumidas pelas cargas. Como é possível obter conversores trifásicos a partir dos monofásicos, este capítulo é iniciado com a apresentação de topologias monofásicas, e só mais à frente as topologias trifásicas derivadas das monofásicas com as suas características.

No final deste capítulo, é escolhida a topologia a construir respondendo as características de necessárias ao projeto como tamanho, número de semicondutores, bobinas, condensadores, potências englobadas, eficácia e ainda o reaproveitamento de material disponível existente no laboratório do GEPE-UM de modo a rentabilizar custos.

2.2.1 Conversor Monofásico do Tipo *Half-bridge*

Este conversor denominado de *half-bridge* é o conversor mais simples que existe, é somente composto por dois semicondutores e apresenta o barramento cc dividido (duas divisões) de modo a obter o ponto médio de ligação com neutro. Por isso é preciso regular a tensão nos condensadores C_1 e C_2 por forma a manter igual a tensão nas duas divisões.

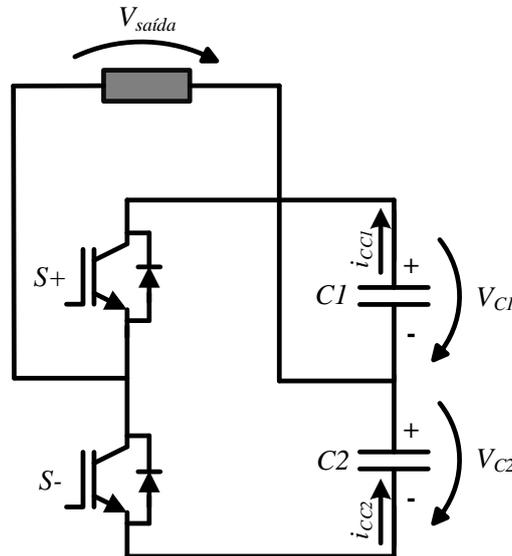


Figura 2.3. Esquema do conversor monofásico *half-bridge*.

Este conversor *half-bridge*, dependendo do estado de funcionamento em que se encontra, consegue obter apenas dois níveis de tensão na saída (representados na Tabela 2.1).

Tabela 2.1. Estados de funcionamento do conversor *half-bridge*.

$S+$	$S-$	$V_{saída}$	Estado
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+V_{cc}/2$	1
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{cc}/2$	2

Mudando/variando a tensão de saída ($V_{saída}$) do conversor ao longo do tempo dependendo dos estados de funcionamento em que se encontra, consegue-se regular a tensão aplicada a um dos terminais da indutância de acoplamento que funciona como Condicionador de corrente. Como resultado, regulando a tensão à saída do conversor consegue-se sintetizar a corrente na indutância com a forma de onda que desejamos. Esta corrente é a corrente que é injetada na rede (i_F).

Na Figura 2.4 estão representados os caminhos que a corrente percorre no conversor no estado de funcionamento 1 quando a tensão de saída é $+V_{CC}/2$. Assumindo que o sentido convencional da corrente é da esquerda para direita na carga colocada à saída, é nos possível pensar que se a carga for a rede elétrica, na Figura 2.4 (a) está a ser extraída energia da rede

e a ser fornecida ao barramento cc e na Figura 2.4 (b), está a ser extraída energia ao barramento cc e a ser fornecida à rede.

Estado 1: tensão de saída $+V_{cc}/2$.

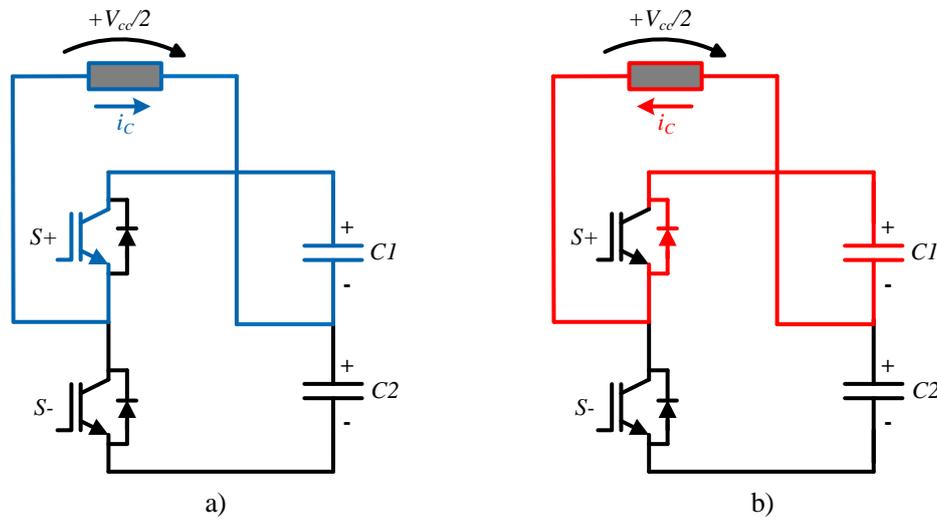


Figura 2.4. Estado 1 de funcionamento do conversor em *half-bridge*: (a) $i_c > 0$, barramento cc a fornecer energia; (b) $i_c < 0$, barramento cc a receber energia.

Na próxima figura estão representados os caminhos que a corrente percorre, mas no estado de funcionamento 2 (com a tensão de saída $-V_{cc}/2$). Pensando ainda na análise que a carga pode ser substituída pela rede elétrica, na Figura 2.5 (a) do lado esquerdo, está a ser extraída energia da rede e a ser fornecida ao barramento cc e na Figura 2.5 (b) do lado direito, está a ser extraída energia do barramento cc e a ser fornecida à rede.

Estado 2: tensão de saída $-V_{cc}/2$.

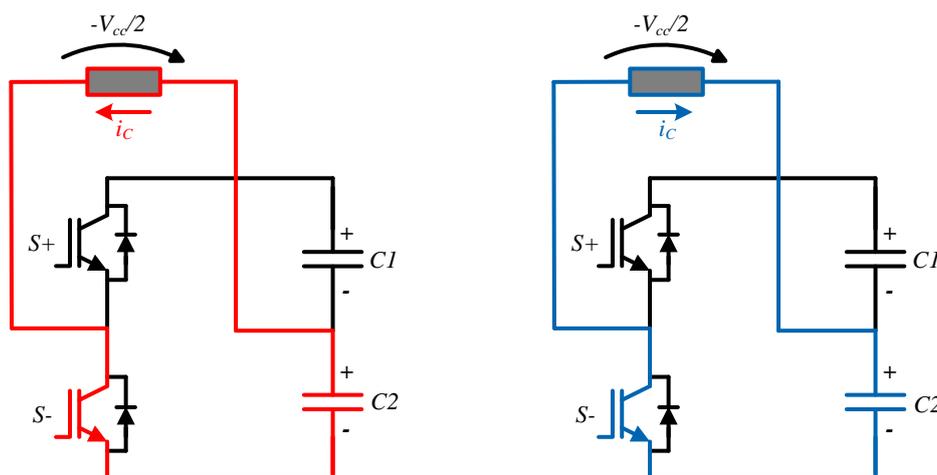


Figura 2.5. Estado 2 de funcionamento do conversor em *half-bridge*.

Esta topologia é bastante simples pois como já referido contém apenas dois semicondutores de potência e dois condensadores, sendo fácil de implementar tanto o hardware como o controlo por software com baixo custo. Dependendo dos resultados que se

quer obter (e.g qualidade da corrente sintetizada), esta topologia torna-se interessante pelo baixo custo que apresenta. Caso sejam pretendidas correntes com qualidades superiores são necessários mais níveis de tensão (isto é, mais estados de funcionamento) que este conversor não permite.

2.2.2 Conversor Monofásico do Tipo *Full-bridge*

O conversor monofásico do tipo *full-bridge* é composto por dois braços de semicondutores e unicamente um condensador. O facto de só haver um condensador no barramento cc torna mais fácil regular a tensão em comparação com a topologia anterior do tipo *half-bridge*. Além desta vantagem existe outras como por exemplo, o sistema de controlo não ser muito mais complexo (apesar de ter mais dois semicondutores) e conseguir obter 3 níveis de tensão na saída que são: $+V_{CC}$, 0 , $-V_{CC}$. Este três níveis permite ao conversor uma sintetização melhor da corrente [9], apresentado um menor valor de *ripple*. A Figura 2.6 apresenta o esquema do conversor do tipo *full-bridge* com os quatro semicondutores e o condensador.

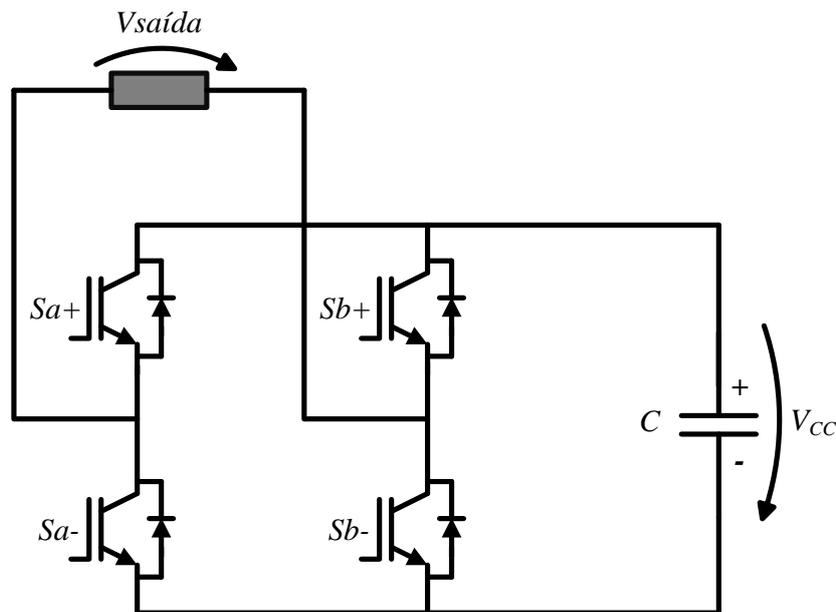


Figura 2.6. Esquema do conversor monofásico do tipo *full-bridge*.

Pelo facto de haver 3 níveis de tensão, com uma frequência de comutação mais baixa consegue-se obter um resultado melhor comparado com a topologia anterior, mas por outro lado, é preciso mais semicondutores e todo o circuito de comando para o acionamento dos mesmos (acréscimo do custo, podendo ser ou não significativo para o projeto). Para o funcionamento correto deste conversor, tem de ser garantido que, no mesmo instante, os semicondutores presentes no mesmo braço não se encontram em condução (na zona de saturação). Caso isso aconteça por algum defeito, ou qual seja a razão, é provocado um

curto-circuito no barramento cc que leva a destruição do conversor ou mesmo dos circuitos a ele ligado. De modo a evitar que isso aconteça, obrigamos através do controlo aos semicondutores de baixo, S_{a-} e S_{b-} , a comutar inversamente aos de cima, S_{a+} e S_{b+} . Com esta restrição é possível definir 4 estados de funcionamento, que estão descritos na Tabela 2.2.

Tabela 2.2. Estados de funcionamento do conversor do tipo *full-bridge*.

S_{a+}	S_{a-}	S_{b+}	S_{b-}	$V_{saída}$	Estado
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$+V_{CC}$	1
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{CC}$	2
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$0 V$	3
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$0 V$	4

Pela observação da tabela, vemos que existe 2 estados em que a tensão de saída do conversor é nula ($0 V$) e outros 2 estados em que é $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$. Desde a Figura 2.7 até à Figura 2.10 estão representados os 4 estados de funcionamento do conversor possíveis com os caminhos que a corrente percorre. Mais uma vez vamos pensar que a carga pode ser substituída pela rede elétrica, podendo o barramento cc fornecer ou receber energia.

Estado 1: tensão de saída $+V_{CC}$.

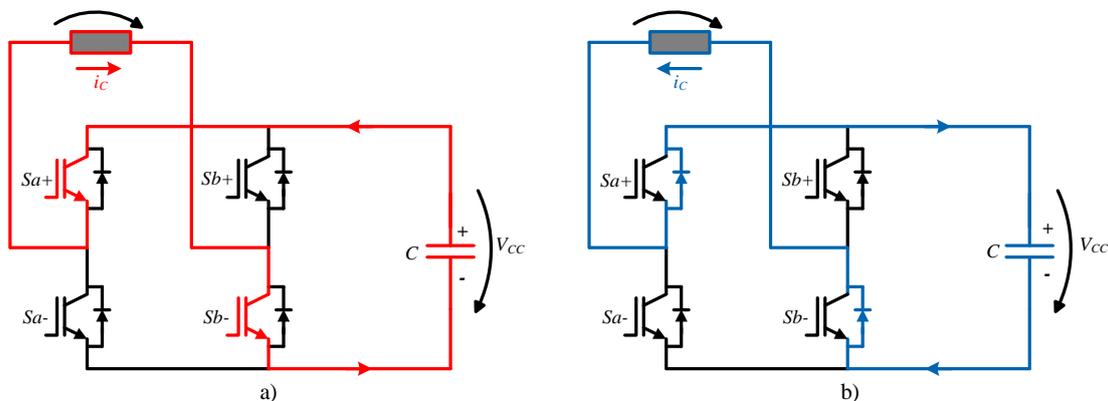


Figura 2.7. Estado 1 de funcionamento do conversor em *full-bridge*: (a) $i_c > 0$, barramento cc a fornecer energia; (b) $i_c < 0$, barramento cc a receber energia.

Estado 2: tensão de saída $-V_{CC}$.

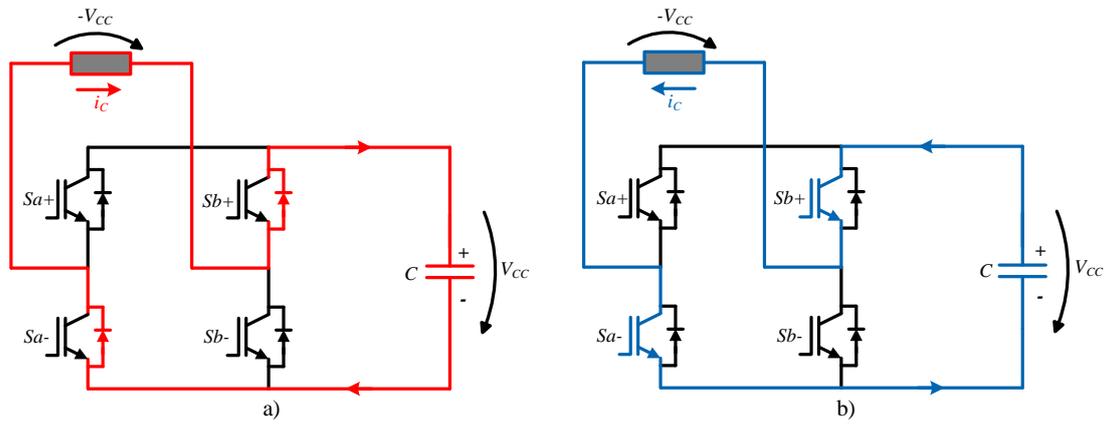


Figura 2.8. Estado 2 de funcionamento do conversor em *full-bridge*: (a) $i_c > 0$, barramento cc a receber energia; (b) $i_c < 0$, barramento cc a fornecer energia.

Nos próximos estados de funcionamento a tensão de saída é 0 V, isto indica que os terminais de saída do conversor estão em curto-circuito (Figura 2.9 e Figura 2.10). Isto normalmente serve para quando temos uma carga indutiva ou capacitiva, permitindo descarregar pelo conversor e garantir que a tensão aos terminais da carga seja mesmo nula. Estes pontos de funcionamento são utilizados em técnicas de modulação com *deadtimes*, como é o caso da modulação PWM bipolar.

Estado 3: tensão de saída 0V.

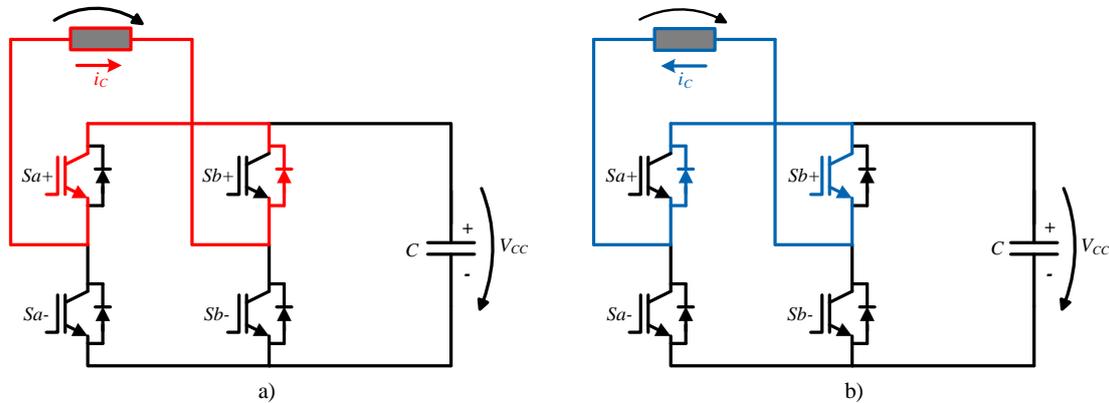


Figura 2.9. Estado 3 de funcionamento do conversor em *full-bridge*: (a) $i_c > 0$; (b) $i_c < 0$.

Estado 4: tensão de saída 0V.

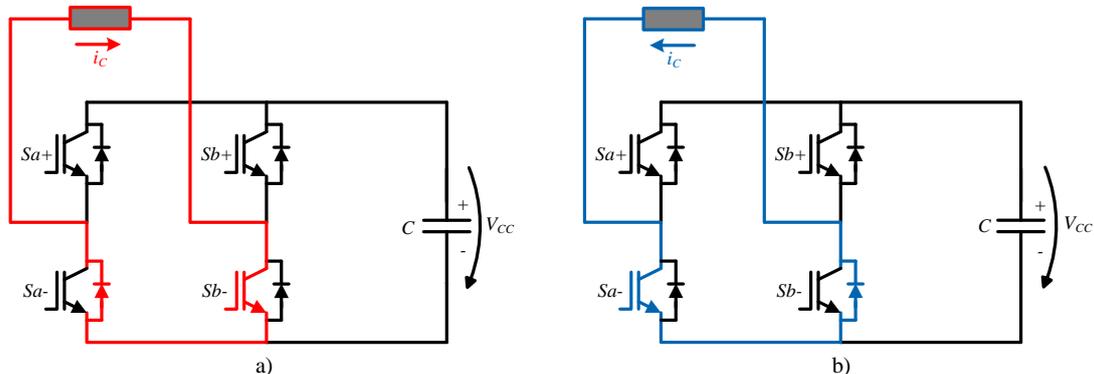


Figura 2.10. Estado 4 de funcionamento do conversor em *half-bridge*: (a) $i_c > 0$; (b) $i_c < 0$.

2.2.3 Conversores Monofásicos Multiníveis

Para algumas aplicações surgiu a necessidade de criar conversores com um desempenho superior. Assim apareceram topologias multiníveis para os conversores cc-ca, que com os vários níveis de tensões na saída permitem sintetizar as correntes com um menor valor de *ripple*. Isto significa que, o sinal produzido sintetizado se assemelha mais ao sinal que é pretendido (sinal de referência), apresentando um menor conteúdo harmónico. Além disso, possibilita a operação em menores frequências dos semicondutores, reduzindo as perdas pelas comutações e um menor valor de dv/dt na saída. Estes conversores ainda suportam tensões mais elevadas pelo facto de haver vários semicondutores em série.

Na Figura 2.11 estão demonstrados vários sinais de saída produzidos por vários conversores com níveis de tensão de saída diferentes. O objetivo demonstrado no exemplo é a produção de uma corrente com a referência de uma forma da onda sinusoidal, no entanto pode ser qualquer tipo de forma, tal como no caso das correntes de compensação dos CAPs. Analisando os quatro sinais representados, verificamos que quanto mais níveis de tensão tem a topologia do conversor cc-ca, mais fácil e melhor se consegue sintetizar a corrente. A questão está no qual é o melhor conversor com o desempenho que dê resposta para onde é pretendido, pois quantos mais níveis de tensão o conversor tiver mais hardware de potência precisa (e.g., mais semicondutores e divisões no barramento cc) e conseqüentemente um sistema de controlo mais complexo. Isto são tudo acréscimos ao custo do conversor, sendo necessário definir a melhor relação preço-desempenho.

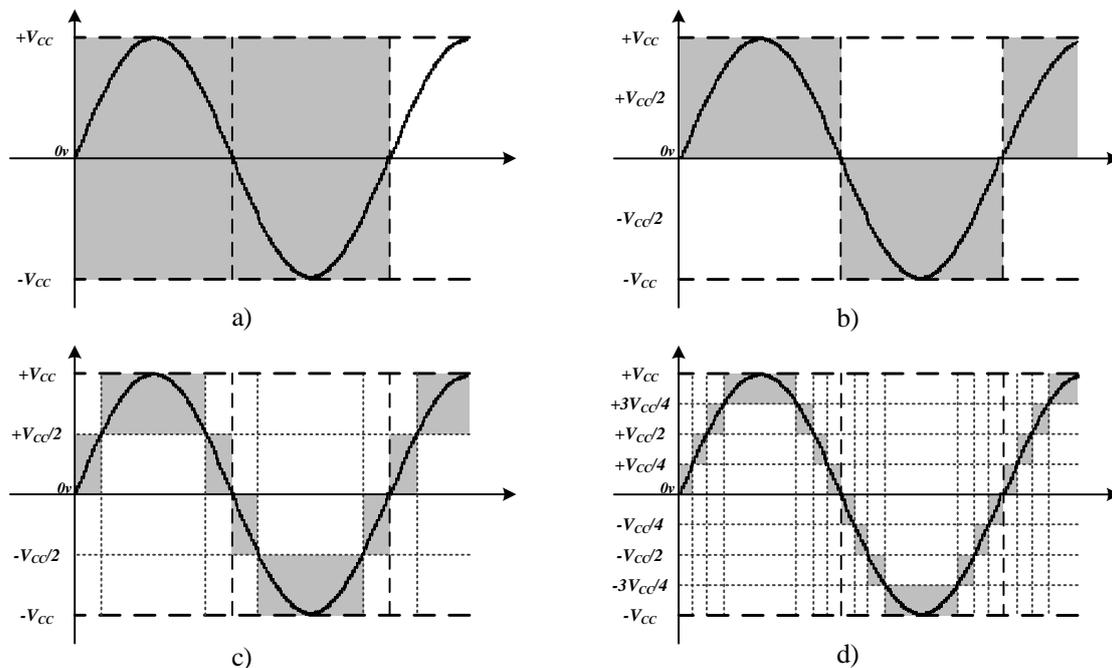


Figura 2.11. Sinal de saída do conversor: (a) 2 níveis; (b) 3 níveis; (c) 5 níveis; (d) 9 níveis.

Pelo facto de existirem inúmeros conversor cc-ca multiníveis, apenas os mais conhecidos serão apresentados: *diode clamped inverter* (DCI), *capacitor clamped inverter* (CCI) e *cascaded multilevel inverter* (CMLI) [10].

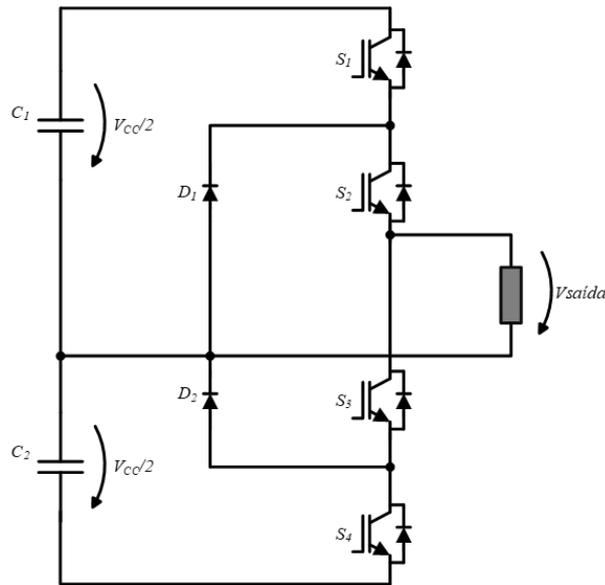


Figura 2.12. Conversor DCI de 3 níveis.

Na Figura 2.12, está demonstrado o exemplo do conversor multinível DCI que apresenta 3 níveis de tensões à saída tal como o conversor do tipo *full-bridge*. No entanto, contrariamente a esse conversor, este apenas consegue obter 3 estados de funcionamento possíveis e não 4, devido às restrições impostas pela topologia. Os estados de funcionamento estão apresentados na Tabela 2.3 e topologia utiliza quatro semicondutores de potência, dois condensadores e dois díodos.

Tabela 2.3. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo DCI de 3 níveis.

$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$Vsaída$	Estado
<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$+V_{CC}/2$	1
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$-V_{CC}/2$	2
<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$0 V$	3

Analisando a tabela concluímos que existe sempre dois semicondutores em condução, podendo ser $S1$ e $S2$ para na saída dar $+V_{CC}/2$, $S2$ e $S3$ para na saída dar $0 V$ e por fim $S3$ e $S4$ para dar $-V_{CC}/2$. Além deste conversor DCI de 3 níveis é possível construir um com mais níveis de tensão recorrendo a mais componentes (díodos, condensadores e semicondutores). Como já dito no início, quanto maior for o número de níveis possíveis na saída mais recursos serão precisos e mais dispendioso ficará. Na Figura 2.13 está representado o esquemático do conversor do tipo DCI com 5 níveis de tensão possíveis [11].

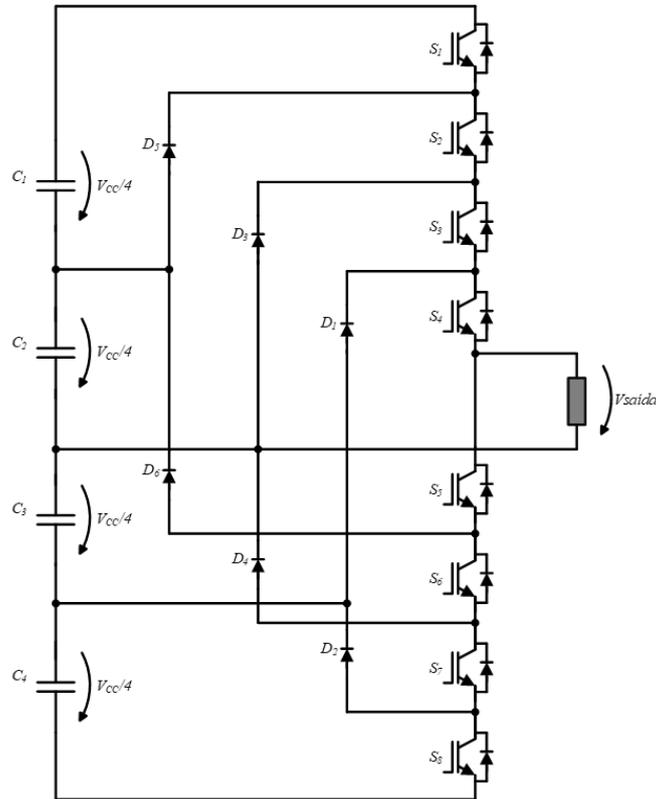


Figura 2.13. Conversor cc-cc DCI de 5 níveis.

Com quatro condensadores, seis díodos e oito semicondutores de potência é possível construir um conversor DCI com 5 níveis. Para a construção deste conversor é de salientar que nem todos os díodos estão sujeitos aos mesmos níveis de tensão, implicando o uso de díodos em série ou díodos que suportem tensões mais elevadas. Também é de referir que pela topologia, existem pares de semicondutores que comutam complementarmente, isto é, não é possível estarem em condução no mesmo instante. Por outras palavras sempre que um conduz o outro está obrigatoriamente desligado (na zona de corte). Isto deve-se à mesma razão apresentada nas topologias VSI anteriores provocando um curto-circuito ao barramento cc. Na Tabela 2.4, estão os estados de funcionamento possíveis deste conversor DCI de 5 níveis sabendo que os semicondutores complementares são S_1 e S_5 , S_2 e S_6 , S_3 e S_7 e S_4 e S_8 .

Tabela 2.4. Estados de funcionamento do conversor cc-ca DCI de 5 níveis.

S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	$V_{saída}$	Estado
ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	$+V_{cc}/2$	1
OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	$+V_{cc}/4$	2
OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	0 V	3
OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	OFF	$-V_{cc}/4$	4
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	$-V_{cc}/2$	5

Outros conversores multiníveis são os do tipo CCI que se assemelham aos DCI apresentados, no entanto diferem na substituição dos díodos por condensadores. Isto permite fazer mais combinações nas operações dos semicondutores, por apresentar barramentos cc distintos e com várias divisões. Na Figura 2.14 está representado o esquema da topologia CCI com 3 níveis de tensão possíveis na saída.

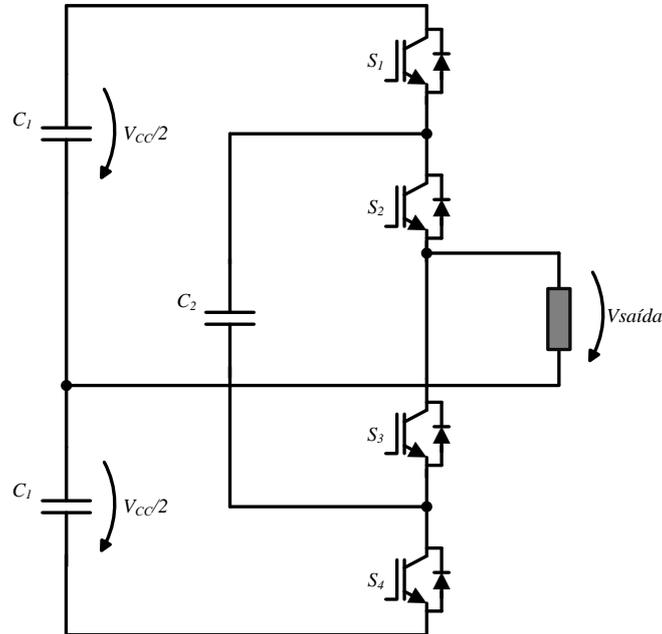


Figura 2.14. Conversor cc-ca CCI de 3 níveis.

Na Tabela 2.5 estão os 4 estados de funcionamento praticáveis pela topologia.

Tabela 2.5. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo CCI de 3 níveis.

$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$V_{saída}$	Estado
<i>ON</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	$+V_{cc}/2$	1
<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	$0 V$	2
<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	$0 V$	3
<i>OFF</i>	<i>OFF</i>	<i>ON</i>	<i>ON</i>	$-V_{cc}/2$	4

É possível observar que os níveis de tensão à saída são os mesmo que do conversor do tipo DCI de 3 níveis, confirmando a semelhança com o mesmo. Também ainda é notável que pode ser obtida a tensão nula na saída do conversor em dois estados de funcionamentos diferentes (2 e 3).

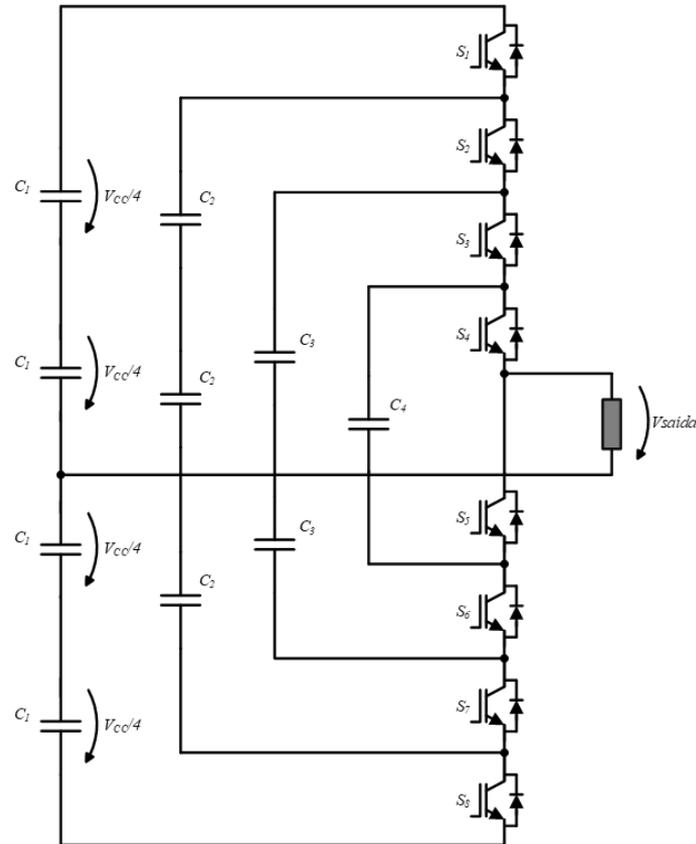


Figura 2.15. Conversor cc-ca CCI de 5 níveis.

Tal como anteriormente dito, com recurso a mais componentes consegue-se contruir um conversor para se obter mais níveis de tensão na saída. Na Figura 2.15 está o esquema da topologia de 5 níveis, em que é necessário oito semicondutores de potência e dez condensadores.

Tabela 2.6. Estados de funcionamento do conversor cc-ca do tipo DCI de 5 níveis.

$S1$	$S2$	$S3$	$S4$	$S5$	$S6$	$S7$	$S8$	$V_{saída}$	Estado
ON	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	OFF	$+V_{CC}/2$	1
ON	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	OFF	$+V_{CC}/4$	2
OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	$+V_{CC}/4$	3
ON	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	OFF	$+V_{CC}/4$	4
ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	0 V	5
OFF	OFF	ON	ON	OFF	OFF	ON	ON	0 V	6
ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	0 V	7
ON	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	OFF	0 V	8
OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	0 V	9
OFF	ON	ON	OFF	ON	OFF	OFF	ON	0 V	10
ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	$-V_{CC}/4$	11
OFF	OFF	OFF	ON	OFF	ON	ON	ON	$-V_{CC}/4$	12
OFF	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	ON	$-V_{CC}/4$	13
OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	ON	$-V_{CC}/2$	14

À semelhança dos díodos no DCI, os condensadores desta topologia estão submetidos a níveis de tensão diferentes, e quanto mais elevada a tensão que o condensador consegue suportar mais caro será. Pelos estados de funcionamento presentes na tabela, vemos que é obtido 14 estados de funcionamento para 5 níveis de tensão, e que os novos pares de semicondutores complementares são S_1 e S_8 , S_2 e S_7 , S_3 e S_6 e S_4 e S_5 . Com tantos estados de funcionamento, o sistema de controlo torna-se substancialmente mais complexo e requer um tempo de processamento maior, logo para estes tipos de conversor existem técnicas de controlo específicas.

Ainda foi referido nos conversores multiníveis os conversores CMI, que consistem da junção de vários conversor cc-ca *full-bridge*. Já sabendo que os conversores do tipo *full-bridge* obtêm 3 níveis de tensão na saída que corresponde a uma parcela da tensão de saída total, quando ligados em série com outros. Por esta razão, a estes conversores denomina-se de células, assim se a topologia tiver um número de k células, pelas combinações possíveis consegue-se $2k+1$ níveis de tensão. Esta topologia CMI utiliza a mesma quantidade de semicondutores, condensadores e díodos, mas tem a vantagem de conseguir na saída a totalidade da tensão de alimentação, coisa que as outras topologias não conseguiam. Tornam-se uma boa opção para conversor a ser aplicados em alta potência [12]. Na Figura 2.16 está representado a topologia CMI de 5 níveis composta por duas células. Os 5 níveis de saída deste conversor são $+2V_{CC}$, V_{CC} , 0 , $-V_{CC}$ e $-2V_{CC}$, devido a cada célula ter $+V_{CC}$ no condensador.

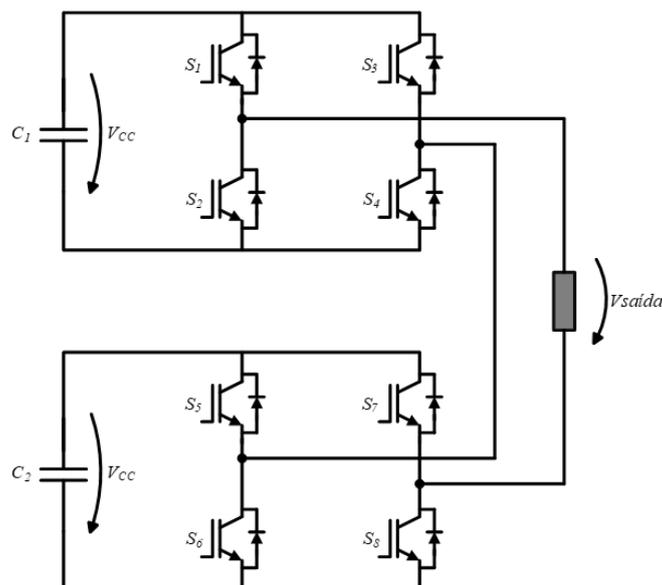


Figura 2.16. Conversor cc-ca CMI de 5 níveis.

Pelas restrições impostas no conversor *full-bridge*, que obriga à comutação por semicondutores complementares, no total das duas células estão quatro semicondutores em condução. Assim é possível definir catorze estados de funcionamento, em que vários estados

apresentam a mesma tensão de saída com diferentes semicondutores em condução. De maneira a reduzir estes estados semelhantes é colocado nas células tensões de alimentações diferentes nos condensadores e assim a topologia CMLI passa a ser diferenciada por simétrica e assimétrica (ACMLI). O conversor apresentado acima é classificado de simétrico pois apresenta tensões iguais nos condensadores. Apenas para demonstração de um ACMLI, a Figura 2.17 apresenta um conversor assimétrico cuja topologia tem 27 níveis de tensão na saída [13].

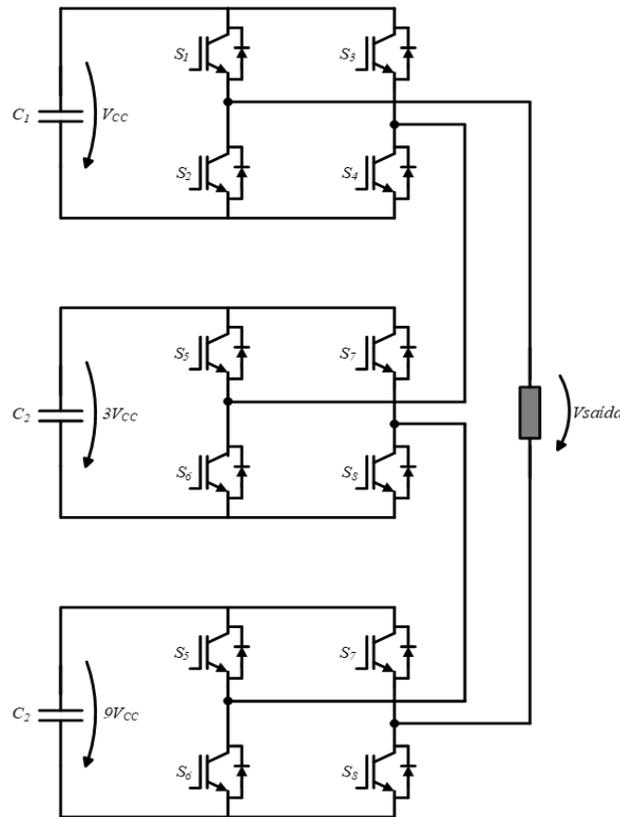


Figura 2.17. Conversor cc-ca ACMI de 27 níveis.

Com todos os conversores monofásicos apresentados até ao momento, e sabendo que os sistemas trifásicos são sistemas com três fases igualmente desfasadas entre si, é possível aplicar conversores monofásicos a cada uma das fases [14]. Assim se o conversor monofásico for multinível, o trifásico construído por três destes conversores também será multinível, no entanto acarreta com uma diferença de custos ainda superior (3 vezes mais). Partimos para a apresentação dos conversores trifásicos bidirecionais.

2.2.4 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA de Três Braços – Três Fios

Para o funcionamento correto como CAP e ainda por ter de ser inserido num UPQC, é necessário injetar correntes de várias frequências (fundamental e harmónicas) na rede, mas também extrair correntes na frequência fundamental dependendo dos vários modos de

operação nas três linhas do sistema trifásico. Posto isto é necessário construir um conversor trifásico bidirecional do tipo cc-ca, com a capacidade de ter fluxo de correntes dos dois sentidos. Assim, o conversor apresentado aqui neste capítulo é denominado de bidirecional trifásico cc-ca de três braços com três fios. Como referido anteriormente é possível construir um conversor trifásico partindo de monofásicos, sendo que este se assemelha com a topologia monofásica do tipo *half-bridge* (2 níveis de tensão na saída). Pela Figura 2.18, vê-se que cada braço do conversor trifásico corresponde a um conversor do tipo monofásico *half-bridge* para sintetizar a corrente na fase da rede onde está conectado. Como a rede elétrica é um sistema trifásico existe três destes braços de semicondutores presentes no conversor. No entanto, cada braço de semicondutores tem o seu sistema de controlo específico que é independente dos outros e ainda pelas restrições da topologia, os semicondutores do mesmo braço não podem estar em condução no mesmo instante, provocando assim um curto-circuito ao barramento cc. Vemos ainda que apresenta o barramento cc partilhado pelos braços e não dividido.

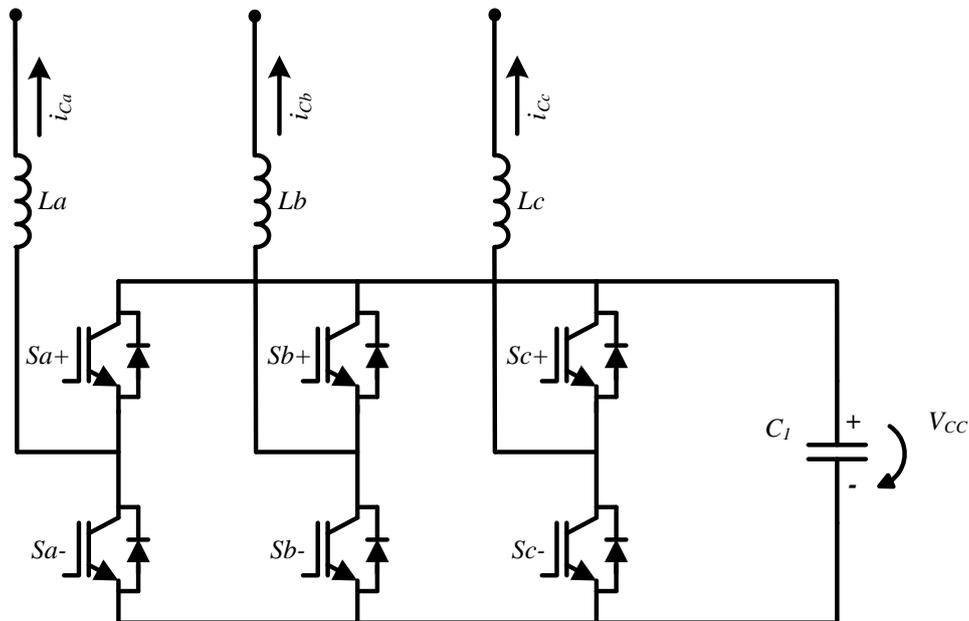


Figura 2.18. Esquema do conversor cc-ca trifásico de três braços com três fios.

Geralmente esta topologia serve para solucionar problemas nos sistemas de alimentação trifásico (apenas a três fios), mas também pode ser utilizada como CAP. Assim sendo como CAP apenas permite a compensação das correntes das linhas, filtrando as componentes harmónicas, compensando a potência reativa e os desequilíbrios provocados pela carga. O esquema de montagem desta topologia na rede quando utilizado como CAP está na Figura 2.19.

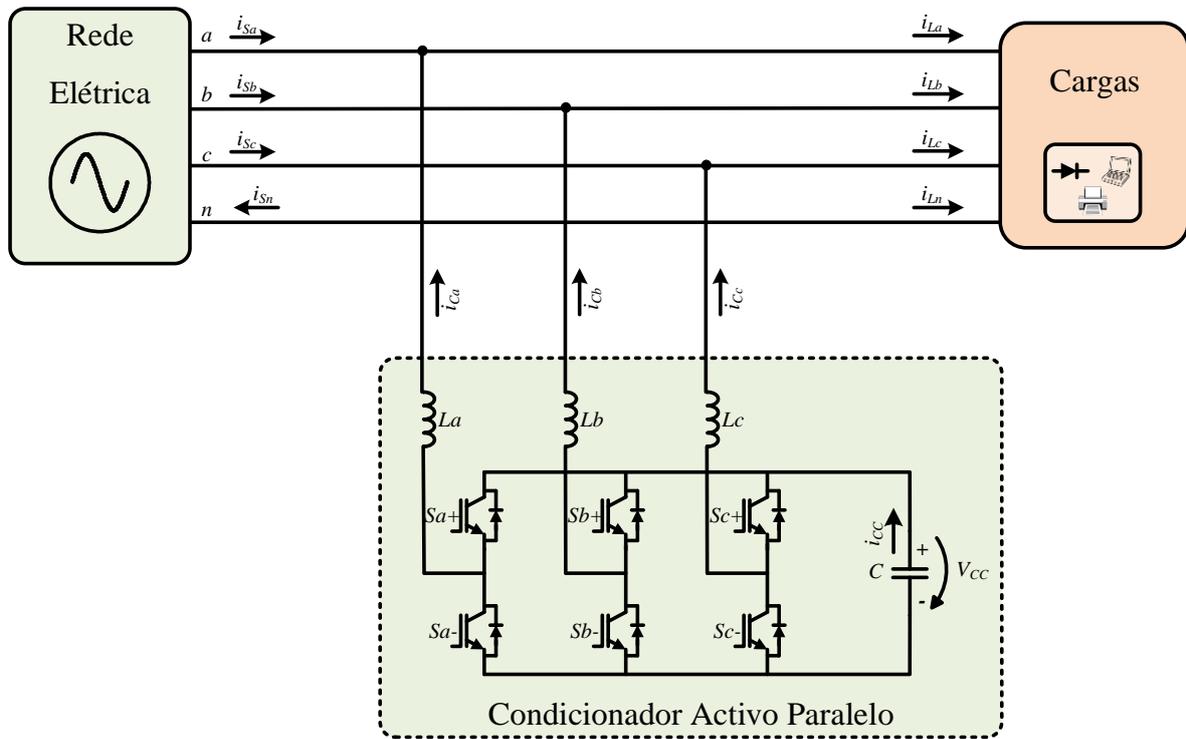


Figura 2.19. CAP conectado a um sistema a três fios.

Pelas ligações do CAP à rede demonstrada na figura acima, vemos que não apresenta ligação ao neutro do sistema, e tal como dito, por este motivo não permite a compensação da corrente de sequência de ordem zero pelo interior do CAP, traduzindo-se em oscilações na tensão do barramento cc. De maneira a garantir o funcionamento correto do conversor é necessário que a tensão aos terminais dos condensadores esteja bem regulada e constante em regime permanente.

2.2.5 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA de Três Braços – Quatro Fios

Esta a topologia da conversor fonte de tensão trifásico bidirecional de três braços a quatro fios, é praticamente semelhante à topologia anterior com a exceção do barramento cc estar dividido. É com recurso a seis semicondutores de potência e dois condensadores que é possível construir esta topologia. O facto de ter os dois condensadores em série no barramento cc e ter o ponto médio deles conectado ao neutro do sistema, como está demonstrado na Figura 2.20, já permite efetuar a compensação do neutro. Portanto, com mais um condensador que a topologia anterior, esta topologia permite filtrar as correntes presentes nas linhas das fases e ainda do neutro.

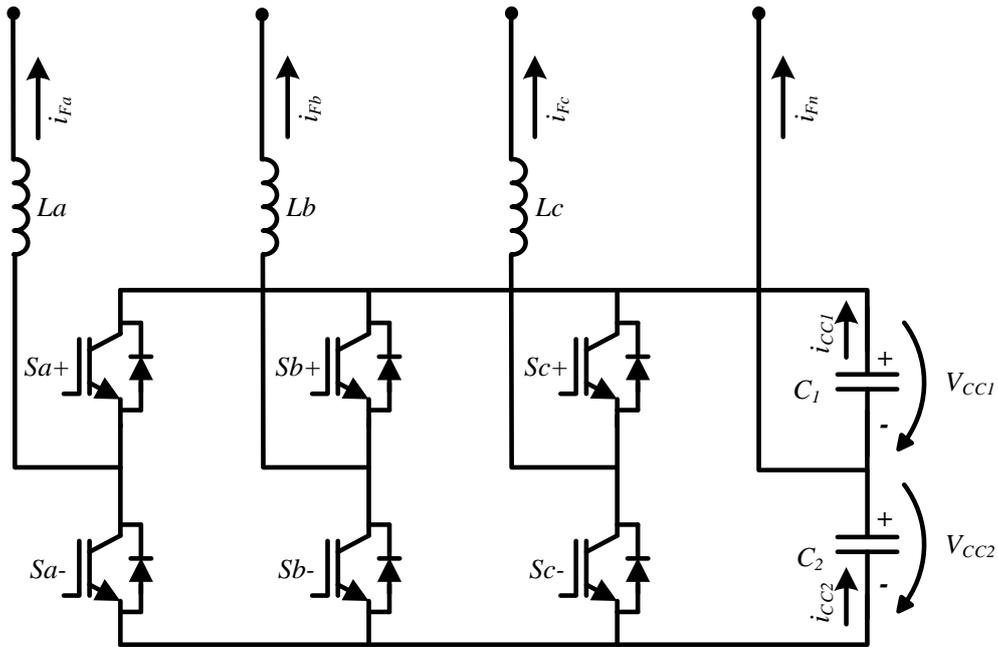


Figura 2.20. Conversor cc-ca trifásico bidirecional de três braços com quatro fios.

Já como a topologia anterior permitia, quando utilizado como CAP, compensar a potência reativa e os desequilíbrios provocados pela carga, mas com a adição da compensação da corrente do neutro, que se traduz num menor valor de THD% total. A compensação do neutro resulta da soma das outras correntes produzidas pelo CAP (i_{Ca} , i_{Cb} , i_{Cc}) no barramento cc, fazendo com que a corrente no ponto médio dos condensadores (i_{Cn}) seja igual à corrente do neutro da carga (i_{Ln}). Isto permite que correntes de sequência de ordem zero atravessem o barramento cc, levando a aparecer oscilações nas tensões dos condensadores tal como na topologia anterior. Isto pode ser mitigado com um controlo da tensão do barramento cc bem dimensionado, para garantir a tensão constante em regime permanente.

Tratando-se de um conversor trifásico simples, torna-se muito interessante pelos poucos recursos que necessita (seis semicondutores e dois condensadores), e se bem dimensionado apresenta bons resultados com correntes bem sintetizadas, fazendo este conversor uma boa opção para a construção de um CAP. Na Figura 2.21 está representado a ligação do conversor à rede para ser utilizado como CAP, em que é visível os três braços do conversor, mas conectado à rede por quatro fios, tal como o nome da topologia diz.

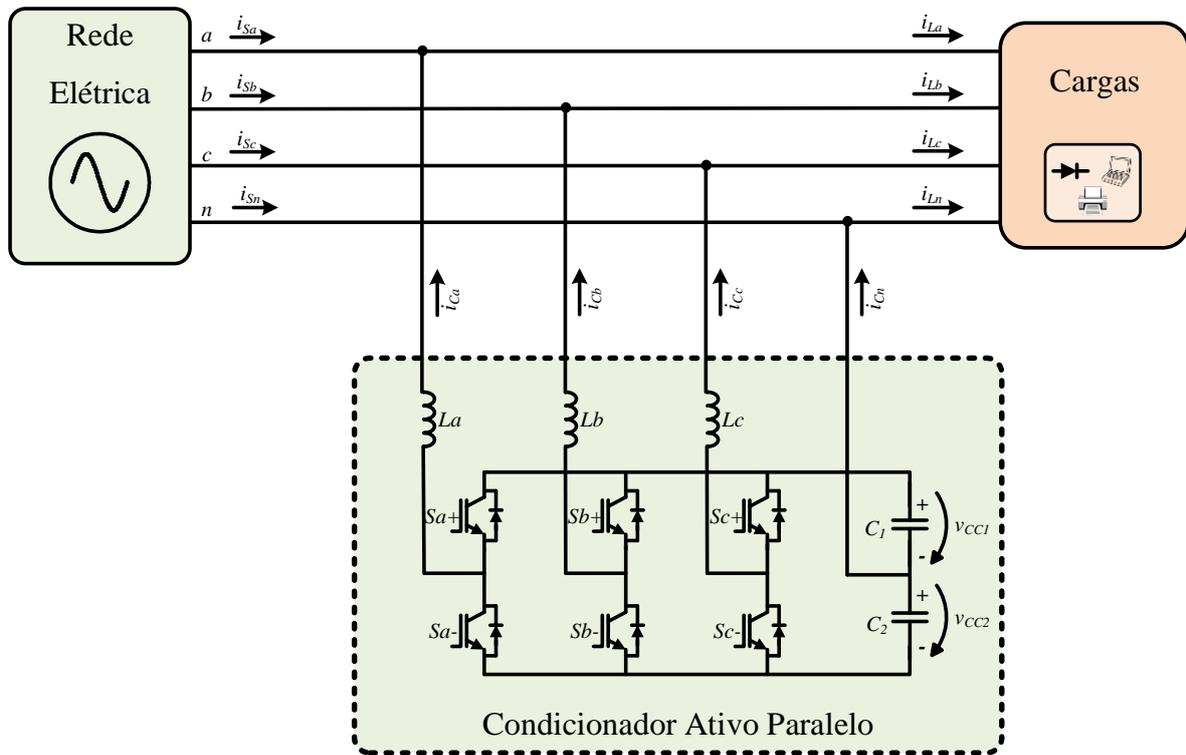


Figura 2.21. Condicionador Ativo Paralelo conectado a um sistema a quatro fios.

2.2.6 Conversores Bidirecional Trifásico CC-CA de Quatro Braços – Quatro Fios

Pela apresentação das duas topologias trifásicas anteriores, vemos que ainda é possível aplicar ao conversor um quatro braço de semicondutores de potência, com a função de sintetizar as correntes do neutro provocadas pela carga, e assim garantir a compensação do neutro do sistema, novamente quando utilizado como CAP. Na Figura 2.22 está representado o conversor cc-ca trifásico bidirecional com os quatro braços ligados por quatro fios à rede.

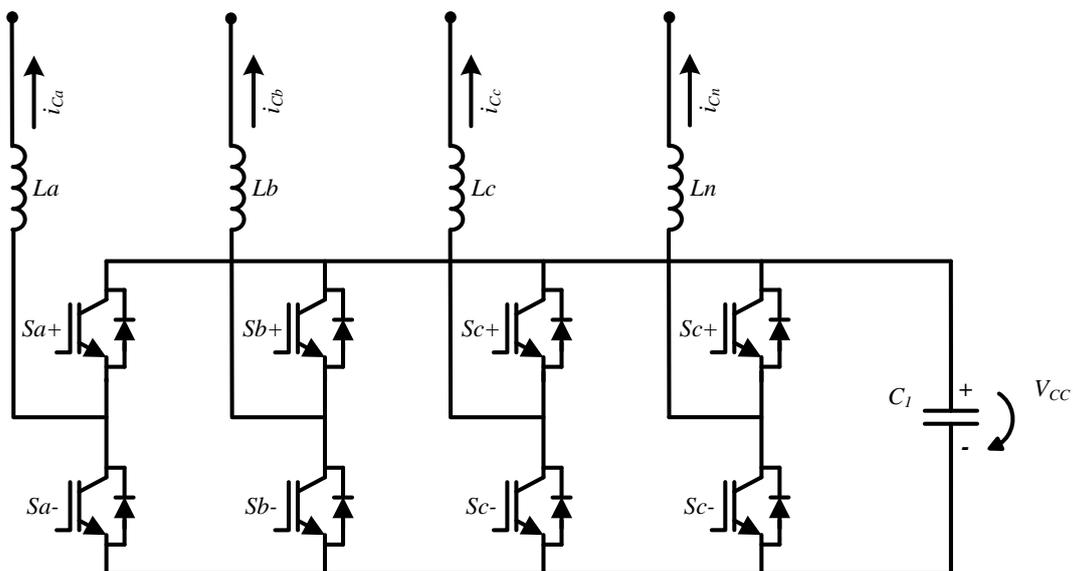


Figura 2.22. Conversor cc-ca trifásico bidirecional de quatro braços com quatro fios.

Neste conversor, é facilmente observado o quarto braço de semicondutores para fazer a compensação das correntes do neutro. Isto permite uma melhor compensação do neutro em relação ao conversor de três braços, pois nesta topologia existe mesmo um braço. O acréscimo deste braço acarreta um custo mais elevado ao conversor, pois além de necessário mais um módulo de semicondutores, será também necessário mais um circuito driver, um sensor, uma bobina de acoplamento, uma maior capacidade da placa de processamento de sinal e o DSP terá de fazer mais cálculos, traduzindo-se num tempo de processamento maior.

2.2.7 Conversor Bidirecional Trifásico CC-CA Três Níveis em *Full-bridge* sem Barramento CC partilhado

Pelo que foi explicado até ao momento, é possível construir um conversor trifásico através de monofásicos aplicados a cada uma das fases do sistema. Assim, partindo do conversor monofásico *full-bridge* é construído o conversor trifásico cc-ca de três níveis, que além da indutância de acoplamento à rede, também necessita de um transformador ligado em estrela para fazer a conexão à rede. Na Figura 2.23 está representado o conversor cc-ca trifásico bidirecional.

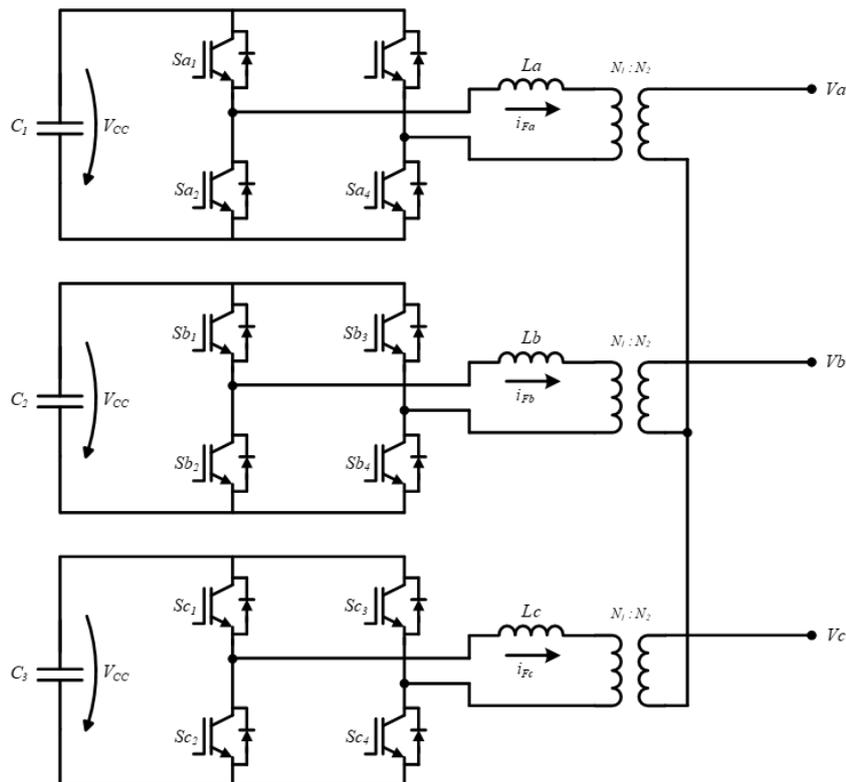


Figura 2.23. Conversor cc-ca trifásico bidirecional composto por monofásicos *full-bridge*.

Para o funcionamento correto de todos os conversores do tipo VSI, é preciso que a tensão do barramento cc esteja regulada em regime permanente, sendo para isso necessário aplicar ao conversor um controlo de regulação do barramento cc, implicando maior número

de processamentos no DSP (restando menos recursos para outros controlos). Ora, se o conversor apresentado acima tem três barramentos cc (não partilhados), terá de ser aplicado um controlo de regulação individual de cada barramento dos conversor *full-bridge*. No entanto, é possível numa topologia semelhante partilhar barramento entre todos os conversores *full-bridge* porque estes conectados aos enrolamentos independentes do transformador. Além desta grande desvantagem, são precisos mais semicondutores de potência comparado com as topologias trifásicas bidirecionais iniciais, e ainda após as indutâncias de acoplamento à rede é preciso um transformador trifásico ligado em estrela (relação da corrente do primário para o secundário pelo número de espiras N_1 e N_2). Estes transformadores são também um grande custo adicional na construção do conversor.

Este conversor não tem a ligação ao neutro do sistema, logo se utilizado como CAP, é intuitivo que não permite a compensação das correntes no neutro. As ligações do conversor à rede como CAP, está na Figura 2.24.

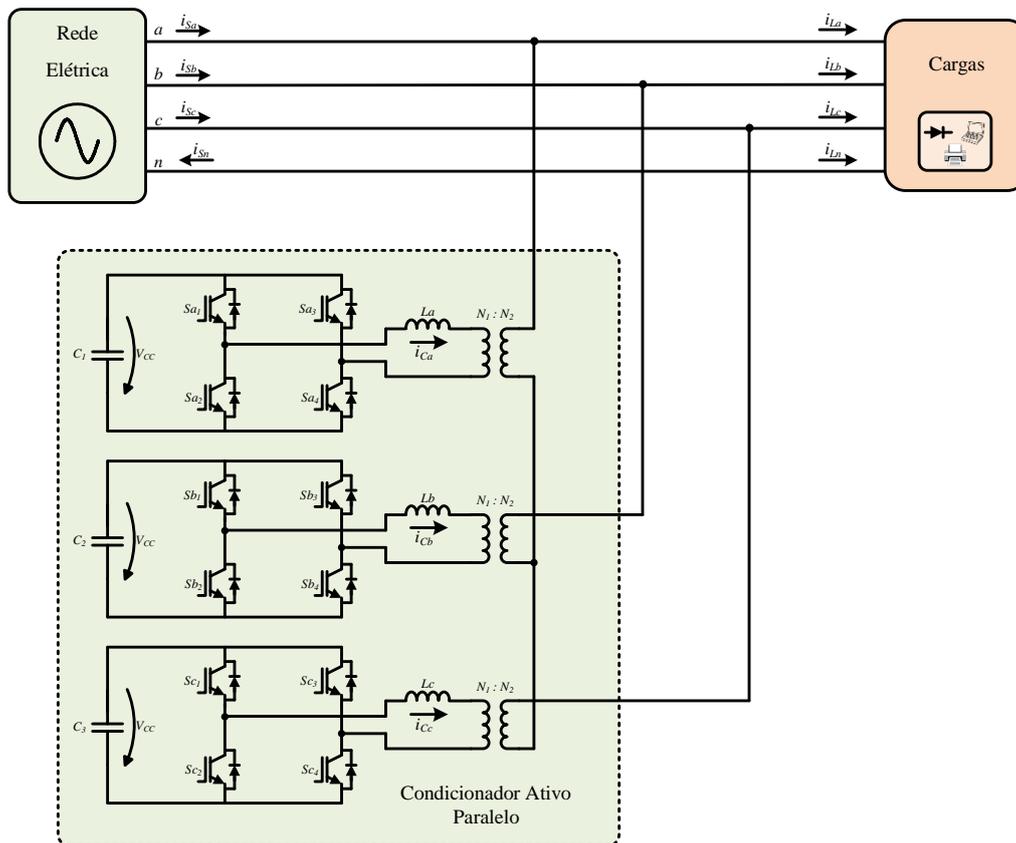


Figura 2.24. CAP conectado a um sistema a três fios.

2.2.8 Conversor Trifásico CC-CA Multinível de Quatro Fios.

Esta topologia do conversor trifásico é a combinação do conversor monofásico DCMI de 3 níveis, apresentado no capítulo 2.2.3, aplicado cada uma das Fases. Tal como dito anteriormente é possível obter 3 níveis de tensão na saída, e por isso garante uma da

corrente com melhor qualidade e menor conteúdo harmônico. Apresenta um quarto fio de ligação ao neutro (*Neutral Point* - NP) e o barramento cc dividido, permitindo assim, quando utilizado com um CAP fazer as compensações do neutro do sistema onde está inserido. Esta topologia está representada na Figura 2.25.

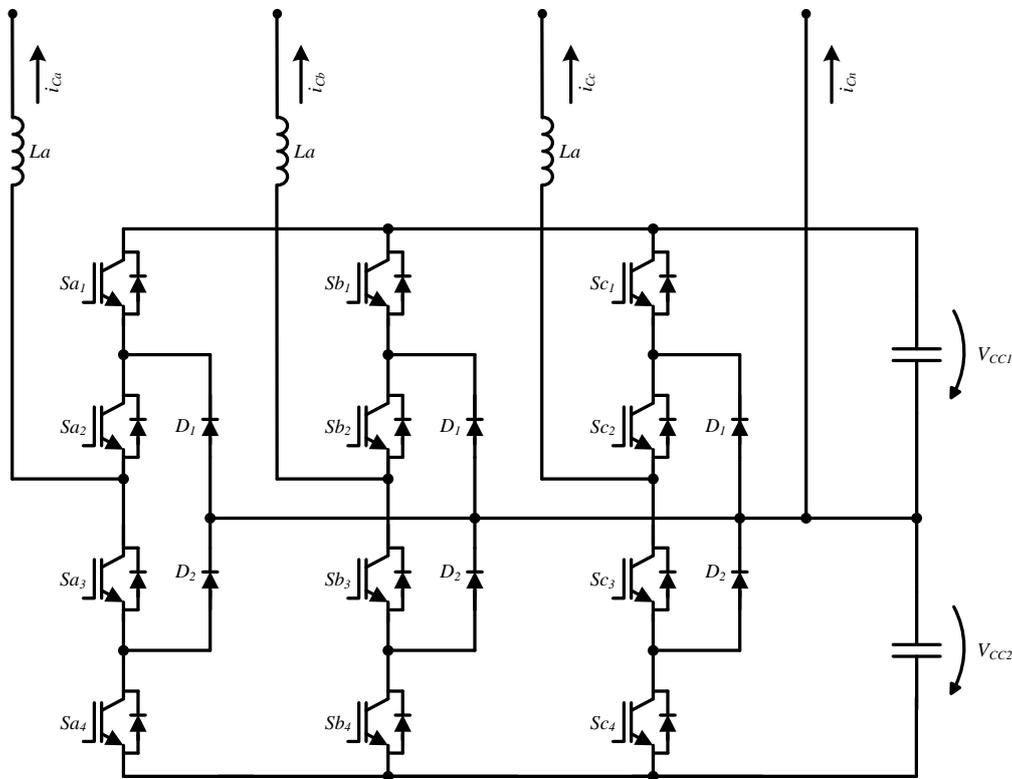


Figura 2.25. Topologia do conversor cc-ca trifásico bidirecional multinível de quatro fios.

Apesar de conseguir sintetizar melhor a corrente, reduzindo o $\text{THD}\%$, é necessário o dobro dos semicondutores por cada fase e dois *camped diodes*. Em termos de custos é um valor acrescido em comparação com as outras topologias apresentadas neste documento, tornando-se pouco viável para a construção do CAP referente a esta dissertação.

2.3 Teorias de Controlo

São utilizadas as teorias de controlo para determinar a corrente a injetar na rede elétrica por forma a tornar o conversor num CAP e a resolver os problemas de QEE. Estas teorias são programadas (algoritmos de controlo) no DSP, e fazem os cálculos necessários a determinar as correntes de referência, que nos CAPs são as correntes para a compensação das cargas. Através da leitura das correntes instantâneas presentes nas cargas e das tensões da rede é determinada a potência ativa (única potência que realiza trabalho) que deve ser apenas fornecida da rede para a carga. Assim é possível identificar as outras componentes da corrente para as compensar/filtrar pelo CAP [15].

Existem teorias de controlo no domínio do tempo e das frequências [16][17][18]. Neste capítulo são apresentadas as teorias mais usadas nos CAPs apenas no domínio do tempo, sendo que poderão ser utilizadas para a construção do CAP referente a esta dissertação.

2.3.1 Teoria de Fryze-Buchholz-Depenbrock (FBD)

Sabendo que o objetivo das teorias de controlo é identificar a componente da potência consumida pela carga que apenas deve ser fornecida pela rede elétrica. Esta potência é denominada de potência ativa da carga. Com este objetivo em mente, esta teoria passa por substituir a carga presente pelo seu circuito equivalente (a sua condutância e uma fonte de corrente). A fonte de corrente serve apenas para representar todas as componentes da corrente que não contribuem para a identificação da parcela ativa da potência. Na Figura 2.26, está demonstrada como é substituída a carga pelo seu circuito equivalente.

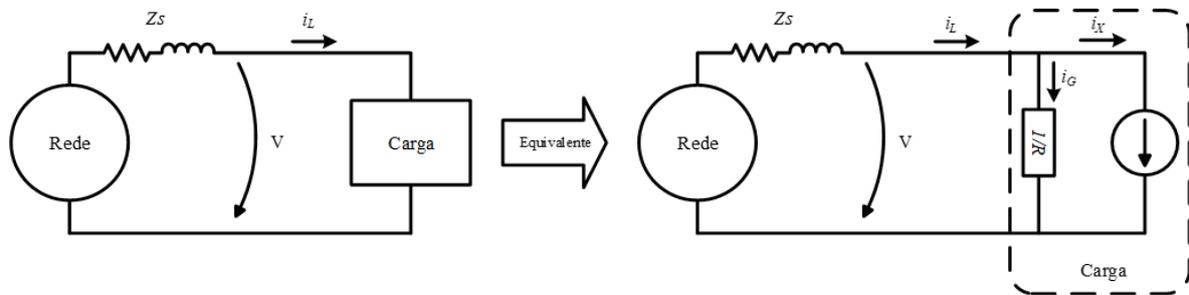


Figura 2.26. Circuito Equivalente da Carga pela Teoria FBD.

A corrente que atravessa a condutância (i_G) é a única corrente que queremos que seja transferida da rede à carga, que é a única parte da corrente com fator unitário (em Fase com a tensão e que produz trabalho). A corrente que atravessa a condutância é dada pela equação (2.1):

$$i_G(t) = G \cdot v(t) \quad (2.1)$$

Com o valor da corrente da condutância, facilmente conseguimos calcular o valor da potência ativa instantânea, pela forma que está descrita na equação (2.2):

$$p_G(t) = v(t) i_G(t) = G v(t)^2 \quad (2.2)$$

Posta a equação e com o objetivo de calcular o valor da condutância equivalente, é necessário calcular o valor médio da potência ativa, P , ao longo de um período da rede (equação (2.3)) e ainda o valor eficaz da tensão da rede V_S , pela equação (2.4).

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_s(t) i_L(t) dt \quad (2.3)$$

$$V_s = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T v_s(t)^2 dt} \quad (2.4)$$

De seguida, com a obtenção da potência média e com o quadrado da tensão eficaz da rede, a condutância é calculada através da fórmula (2.5):

$$G = \frac{P}{V_s^2} \quad (2.5)$$

Com o valor da condutância equivalente é possível calcular a corrente desejável para se obter no sistema no lado da rede, portanto com o uso de um CAP podemos filtrar as correntes não desejadas, que através da lei dos nós, podemos calcular as correntes de compensação instantâneas com o nome de $i_c(t)$ pela equação (2.6) [19][20].

$$i_c(t) = i_L(t) - i_G(t) \quad (2.6)$$

Visto que o sistema referente a esta dissertação, onde a teoria pode ser empregue, é num sistema trifásico, o cálculo da potência terá de ser feito individualmente para cada Fase (tensão vezes corrente) e somado para se obter a potência total. Os cálculos das correntes de compensação também terão de ser feitos individualmente para cada fase, implicando um maior número de contas no DSP, e um tempo de processamento mais longo.

2.3.2 Teoria $p-q$

A teoria $p-q$ é válida para qualquer sistema que seja trifásico e tem a capacidade de separar as componentes de sequência de ordem zero das componentes positivas e negativas das correntes [21][22]. Esta permite compensar a potência imaginária sem utilizar o sistema de armazenamento de energia e também determinar a quantidade de energia que o sistema de armazenamento deve armazenar, de maneira a compensar as oscilações da potência real trocadas entre a rede e a carga por cada fase [23].

Esta teoria começa por converter o sistema trifásico de coordenadas $a-b-c$ em coordenadas $\alpha-\beta-0$, através da transformada de *Clark*, cujas equações são:

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Sa} \\ v_{Sb} \\ v_{Sc} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

As potências instantâneas definidas nas coordenadas α - β -0 são a potência real (p), a potência imaginária (q) e a potência de sequência zero (p_0) dadas pelas equações (2.9), (2.10) e (2.11):

$$p = v_\alpha \cdot i_\alpha + v_\beta \cdot i_\beta = \bar{p} + \tilde{p} \quad (2.9)$$

$$q = v_\beta \cdot i_\alpha - v_\alpha \cdot i_\beta = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.10)$$

$$p_0 = v_0 \cdot i_0 = \bar{p}_0 + \tilde{p}_0 \quad (2.11)$$

Onde, “-” representa a média (parte cc) e “~” as componentes oscilatórias (parte ac) de cada potência. A média pode ser extraída por um Condicionador passa-baixo, mas genericamente é calculada pelo método da média deslizante (utilização da equação (2.3)), que através da razão entre o período de amostragem e o período da rede em apenas 1/6, 1/3 ou 1/2 do período da rede consegue obter a média da potência [24][25]. Depois de calculada a média, a componente oscilatória pode ser obtida pela subtração de:

$$\tilde{p} = p - \bar{p} \quad (2.12)$$

As correntes de compensação podem ser calculadas nas coordenadas α - β -0 pelo seguinte sistema de equações:

$$i_{c0}^* = i_0 \quad (2.13)$$

$$p_x = \tilde{p} - \bar{p}_0 \quad (2.14)$$

$$q_x = q = \bar{q} + \tilde{q} \quad (2.15)$$

$\begin{bmatrix} i_{c\alpha}^* \\ i_{c\beta}^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & -v_\beta \\ v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} p_x \\ q_x \end{bmatrix}$	(2.16)
---	--------

Ou ainda podem ser convertidas diretamente em coordenadas a - b - c :

$$\begin{bmatrix} i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \\ i_{cc}^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1 & 0 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c0}^* \\ i_{ca}^* \\ i_{cb}^* \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

$$i_{cn}^* = -(i_{ca}^* + i_{cb}^* + i_{cc}^*) \quad (2.18)$$

Com as correntes de compensação já definidas, todas as outras potências devem ser compensadas pelo CAP, evitando que sejam fornecidas pela rede. Na Figura 2.27 e Figura 2.28 estão representados os fluxos das potências a circular num sistema trifásico com uma carga não linear, sem e com um CAP.

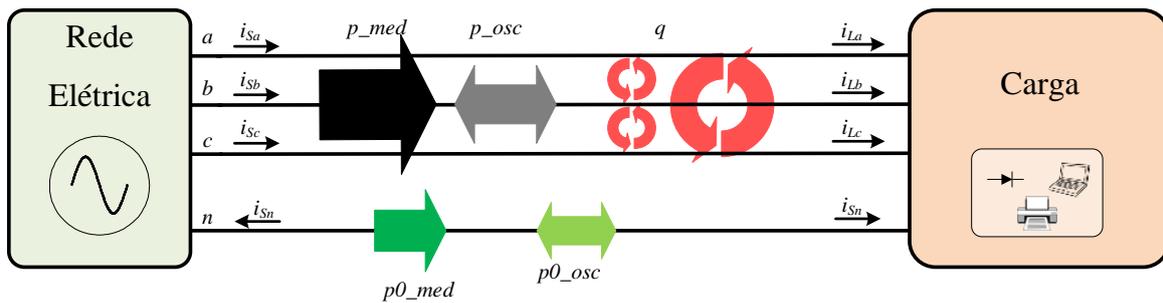


Figura 2.27. Fluxos das potências sem CAP.

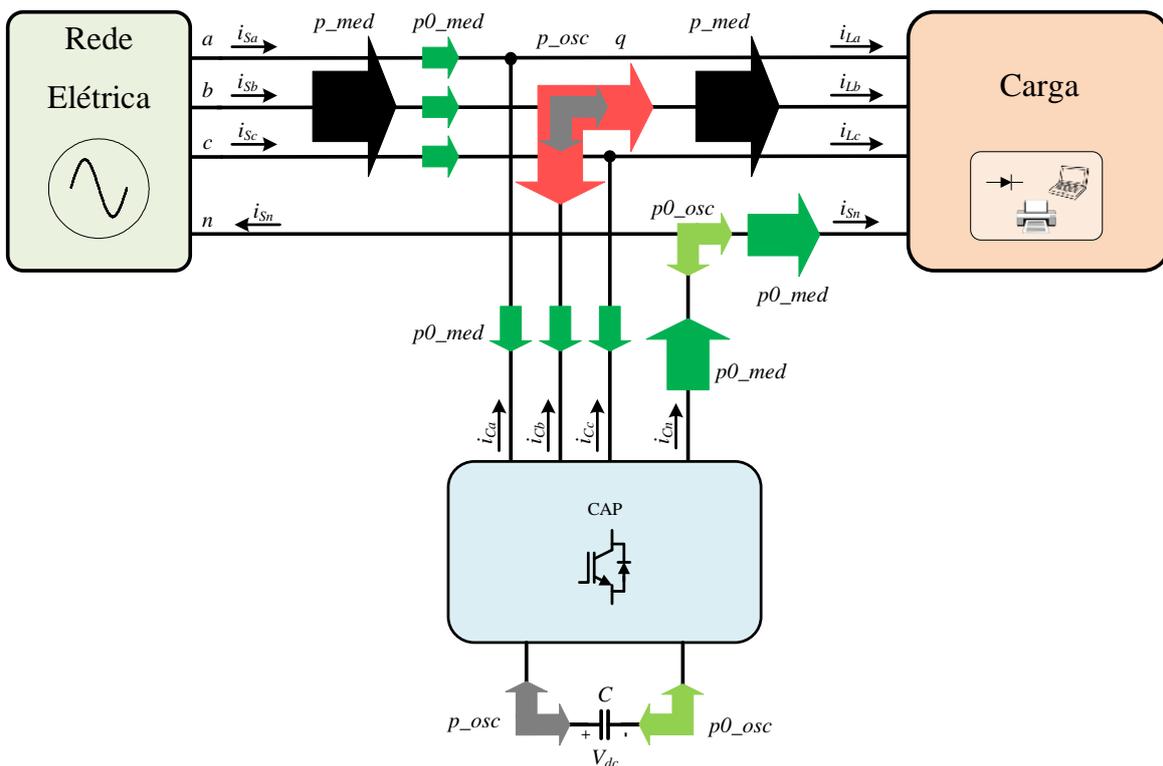


Figura 2.28. Fluxos das potências com CAP.

2.3.3 Cálculo através da Tensão do Barramento CC

Para o funcionamento correto do CAP é necessário garantir que a tensão no barramento cc (V_{DC}) esteja regulada num valor fixo desejado (V_{DC}^*). Para isso aplica-se um controlo PI

a regular e a compensar as variações que a tensão dos condensadores apresenta. Relativamente ao controlo PI, a saída pode ter significados diferentes, dependendo da implementação que lhe queremos dar. Pode ser considerada como a amplitude da corrente a ir extrair da rede, e que com a entrada do sinal sinusoidal da PLL de amplitude unitária consegue-se extrair potência ativa. O diagrama deste controlo cuja saída é interpretada como a amplitude da corrente está representado na Figura 2.29.

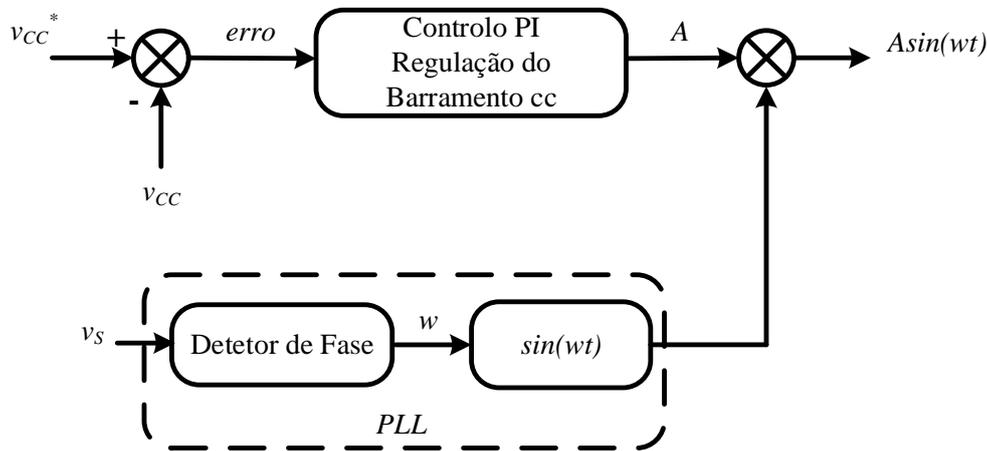


Figura 2.29. Diagrama de blocos do controlo pela tensão do barramento CC (saída do controlo PI referente à amplitude da corrente).

O controlo calcula o erro pela diferença entre a tensão de referência e a tensão do barramento cc e serve de entrada para o controlo PI. Com o ajuste dos ganhos proporcional e integral (k_p e k_i) conseguimos uma relação entre a tensão do barramento cc e corrente a ser extraída da rede. Como a saída do controlo é utilizada como a amplitude da corrente (A) depois deve ser multiplicada por um seno unitário em fase com a tensão da rede (saída da PLL) de modo a obter a corrente a ser extraída da rede pelo CAP.

Noutro caso possível, saída do controlo PI é interpretada diretamente como a potência a extrair da rede. Com os cálculos para transpor a potência ativa em corrente real a extrair pelo CAP, este controlo funciona de igual modo ao anterior. Apenas é preciso mudar os ganhos para se obter o mesmo comportamento. O diagrama de blocos varia um pouco, conforme apresentado na Figura 2.30.

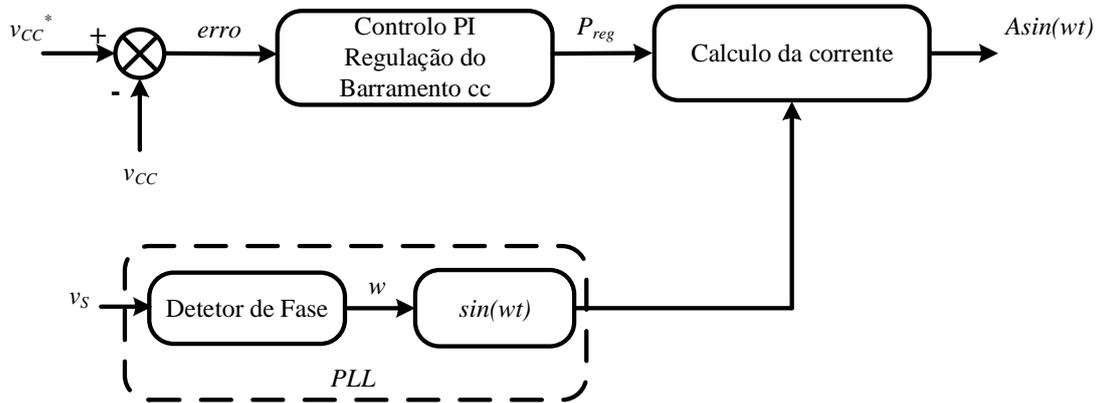


Figura 2.30. Diagrama de blocos do controlo pela tensão do barramento CC (saída do controlo PI referente à potência a extraír).

2.4 Técnicas de Controlo de Corrente

Após se obter as correntes de referência das teorias de controlos apresentadas acima (com o objetivo de mitigar problemas de QEE), passamos à parte de gerar/sintetizar as correntes reais no CAP. Para isso, recorre-se a técnicas de comutação para o controlo da corrente, que são as responsáveis por gerar os sinais de comando para os semicondutores, produzindo as tensões necessárias a se obter as correntes pretendidas. A qualidade da corrente sintetizada à saída, depende das frequências de amostragem e de comutação [26]. A qualidade da corrente reflete a semelhança da corrente obtida à saída com a corrente de referência pretendida. Só assim se obtém um bom funcionamento do conversor como CAP, filtrando as correntes indesejadas da rede.

Existem inúmeras técnicas de controlo para conversores fontes de tensão, mas apenas as mais utilizadas são referidas neste capítulo. Cada técnica tem as suas características, proporcionando vantagens e desvantagem na utilização para um CAP [27][28].

2.4.1 Controlo de Corrente: Histerese

Esta técnica de controlo de corrente apenas permite uma margem de histerese na comparação entre a corrente de referência e a corrente real sintetizada à saída do CAP. O sinal da comparação entre as duas correntes, juntamente com o seu sinal negado, corresponde aos sinais de comando dos semicondutores de potência presentes no conversor do CAP. Na Figura 2.31 está apresentado o diagrama de blocos da implementação desta técnica de controlo. Uma vantagem desta técnica é que quando implementada em controlo digital num microcontrolador, utiliza poucos recursos e o tempo de processamento é baixo relativamente a outras técnicas.

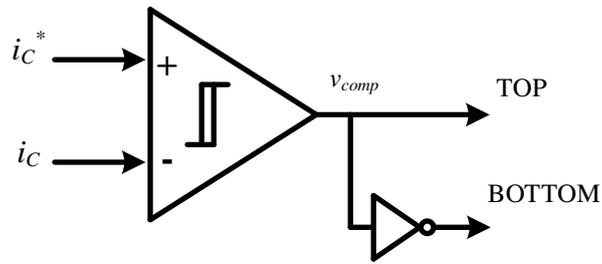


Figura 2.31. Diagrama de blocos do controle de corrente por comparação por histerese.

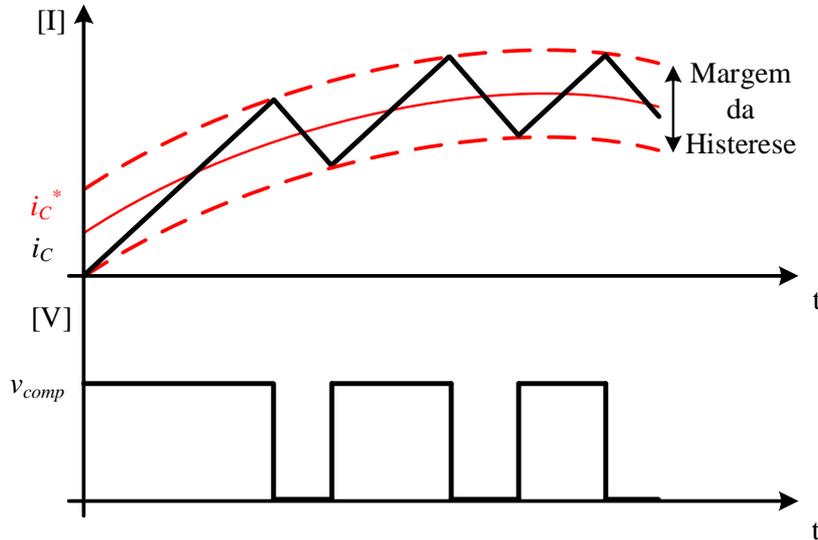


Figura 2.32. Sinal de saída do comparador em função das correntes de referência e de saída.

Pela comparação, a corrente de saída segue a referência mantendo-se dentro dos limites impostos pelas margens de histerese. O comportamento deste controlo apresenta a grande vantagem de uma resposta rápida a variações bruscas do sinal de referência e também é robusto independentemente do sinal que se queira adquirir. Por outro lado, tem a desvantagem de que não ser possível fixar a frequência de comutação dos semicondutores, o que implica produção de harmónicos de corrente em várias frequências. Estas frequências podem ser demasiado altas e insuportáveis pelos semicondutores ou mesmo demasiado baixas tornando-se audíveis e desagradáveis, obrigando por vezes o uso de Condicionador passivos.

Na Figura 2.33 consegue-se observar um exemplo da corrente à saída de um CAP (i_C) a acompanhar a sua referência sinusoidal (i_C^*) utilizando o controlo com margem de histerese. Pode-se observar ainda que a corrente apresenta um *ripple* de duas vezes a margem imposta. Mas isso não é sempre verdade, só se possível manter a corrente dentro da margem de histerese, quando a bobina de acoplamento à rede tem um valor de indutância elevado e as frequências de amostragem e comutação são altas.

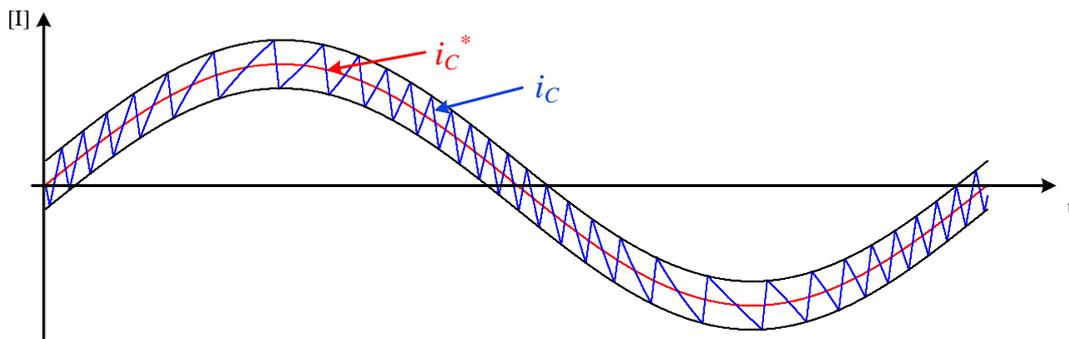


Figura 2.33. Corrente na saída do CAP com o controlo com comparador por histerese.

2.4.2 Controlo de Corrente: *Periodic Sampling*

Tal como na técnica de controlo de corrente por histerese apresentada anteriormente, esta técnica também utiliza um comparador que compara constantemente a corrente sintetizada pelo CAP (i_c) com a corrente de referência (i_c^*). Na Figura 2.34, está representado o diagrama de bloco correspondente a esta técnica, e é notável que seguido do comparador existe um *flip-flop* do tipo D com a função criar os padrões nos sinais de comando (PWMs) tendo em conta os estados válidos de funcionamento do conversor. Através do *clock* (CLK) do *flip-flop* é definida a frequência máxima dos PWMs, e assim se garante que nunca ultrapassa a frequência máxima que os semicondutores conseguem suportar. É um controlo robusto com uma resposta rápida a variações grandes da referência [24], como é o caso quando aplicado num CAP.

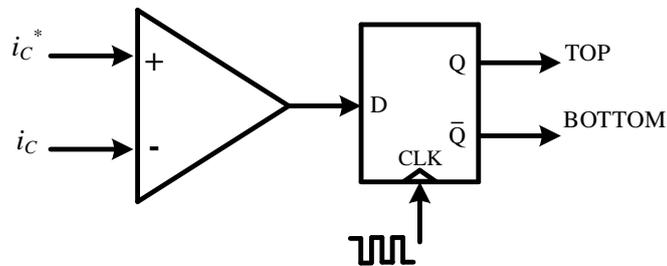


Figura 2.34. Diagrama de blocos do controlo de corrente *Periodic Sampling*.

À semelhança da técnica por comparador com histerese, esta técnica apresenta a desvantagem de não ser possível controlar a frequência de comutação, tornando-se impossível definir uma frequência mínima. Com isto, como a frequência varia ao longo do tempo, torna-se difícil filtrar harmónicos da corrente impostos pelas comutações dos semicondutores (ao longo do espectro das frequências da comutação).

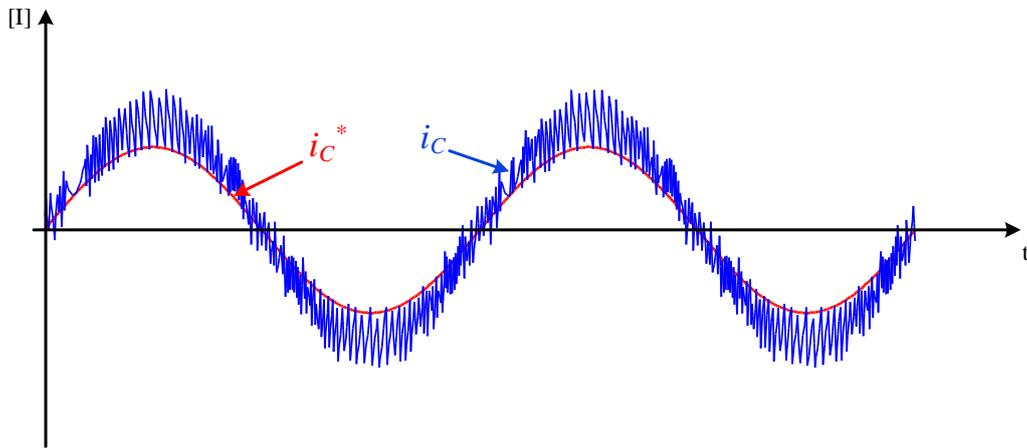


Figura 2.35. Corrente na saída do CAP com o controle *periodic sampling*, com uma frequência máxima definida a 20 kHz.

Na Figura 2.35 é visível que a corrente possui um valor de *ripple* elevado, mas que devido à simplicidade da implementação e robustez torna-se interessante para aplicar num CAP. Uma forma de melhorar a qualidade da corrente sintetizada à saída do CAP, passa por aumentar a frequência de comutação e de amostragem (Figura 2.36), tendo sempre em conta os limites máximos que os semicondutores apresentam.

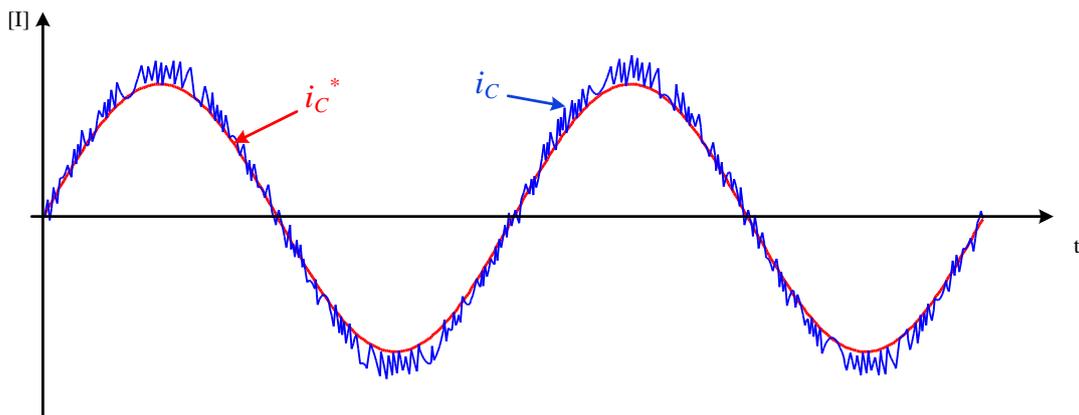


Figura 2.36. Corrente na saída do CAP com o controle *periodic sampling*, com uma frequência máxima de 100 kHz.

Geralmente nos semicondutores do tipo IGBT, a frequência está limitada aproximadamente a 20 kHz sendo que nos semicondutores do tipo MOSFET costuma ser mais elevada apresentando correntes de melhor qualidade (com menor valor de *ripple*). No caso da Figura 2.36, a corrente de referência é a mesma senoide do caso anterior, mas no controlo foi aumentada a frequência de amostragem da corrente de saída e a frequência de comutação limitada a 100 kHz. Por estas razões, a corrente está muito melhor sintetizada, apresentando uma qualidade superior. Pode-se concluir que com o aumento das frequências o controlo apresenta uma performance muito melhor, mas deixa de ser aplicável a sistemas de controlo com capacidades mais reduzidas (mais baratos) e a semicondutores mais lentos que a frequência de comutação definida. Por outro lado, na implementação de um conversor é sempre bom ter esta técnica de comutação em mente pela sua simplicidade e efetividade [29].

2.4.3 Controlo de Corrente: Proporcional Integral

Como o nome desta técnica do controlo de corrente indica, é utilizado um controlo proporcional e integral (denominado de PI), responsável por fazer a corrente de saída do conversor (i_C) acompanhar a sua referência (i_C^*). Para isso a entrada do controlo é o erro calculado pela diferença entre as correntes i_C e i_C^* , e com os ganhos proporcional e integral, coloca na saída a tensão de referência a aplicar à modulação PWM sinusoidal, de maneira a diminuir o erro entre as correntes.

Esta técnica ao contrário das anteriores permite fazer a comutação a uma frequência fixa devido à modulação sinusoidal PWM (SPWM), no entanto é um pouco mais complicada e complexa de implementar. O facto de ter a frequência de comutação fixa permite eliminar o ruído audível pelas comutações de baixa frequência e ainda dimensionar um Condicionador passa-baixo, para reduzir as harmónicas nas correntes nessas frequências. Apenas de ser uma técnica de controlo mais complicada, apresenta um *ripple* na corrente gerada à saída conversor relativamente bastante mais baixo comparado com as outras técnicas. Assim apresenta melhores resultados para gerar correntes sinusoidais, no entanto tem a desvantagem de ter uma resposta mais lenta a variações bruscas nos sinais de referência, como é o caso das correntes de compensação quando utilizado o conversor funciona como CAP. Outra desvantagem desta técnica deve-se à necessidade de ajustar os ganhos proporcional e integral do controlo PI, sendo necessários ajustar os ganhos dependendo das correntes a sintetizar como o caso de se alterar a carga que o CAP está a compensar.

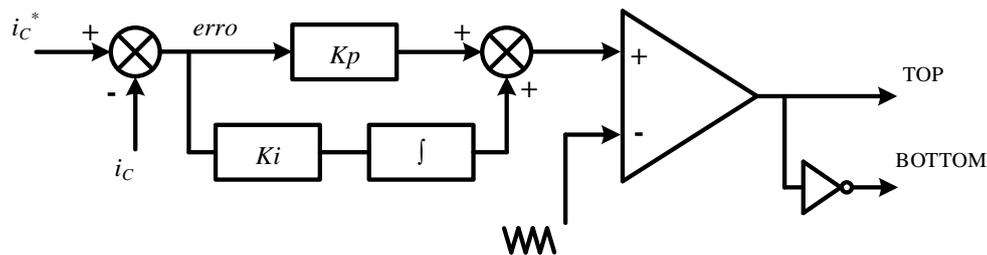


Figura 2.37. Diagrama de blocos do controlo de corrente proporcional integral.

Na Figura 2.37 pode-se ver o diagrama de blocos do controlo PI com modulação PWM sinusoidal, e na Figura 2.38 está um exemplo de execução deste controlo, com a frequência de comutação nos 20 kHz. É possível constatar que a corrente de saída segue perfeitamente o sinal de referência, com apenas um ligeiro atraso muito característico dos controladores PI, e que o *ripple* da corrente é muito diminuído.

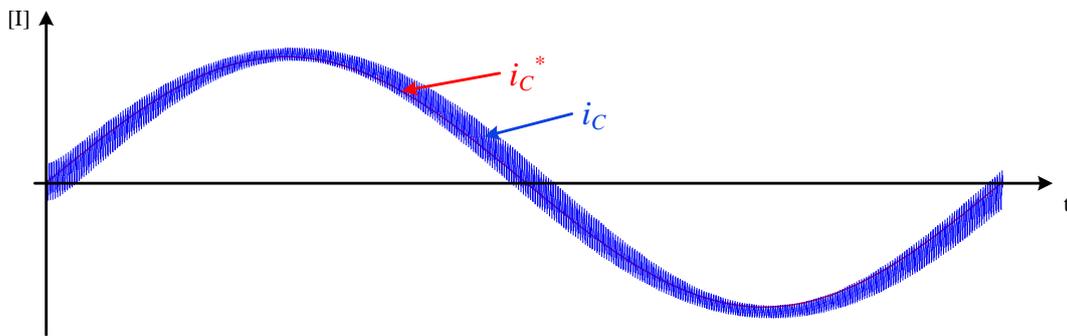


Figura 2.38 Corrente na saída do CAP com o controle proporcional integral, com frequência de comutação de 20 kHz.

2.4.4 Controle de Corrente: Preditivo

Este controle de corrente, denominada de controle preditivo, baseia-se no modelo elétrico do sistema onde o conversor está inserido [30][31]. Assim, com o modelo elétrico descrito calcula a tensão de saída do CAP necessária a sintetizar a corrente, por forma a acompanhar a corrente de referência, eliminando o erro entre elas (malha fechada). A corrente de saída é a variável de realimentação do controle que atravessa a bobina de acoplamento à rede em que o valor da indutância é um parâmetro importante do controle. O modelo elétrico do CAP ligado à rede está representado na Figura 2.39.

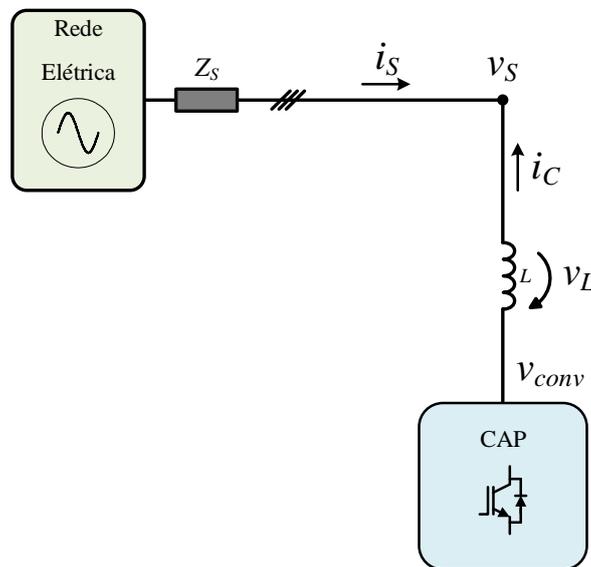


Figura 2.39 Modelo elétrico das ligações do CAP à rede.

Pela análise do circuito vê-se que o CAP está conectado à rede pela bobina, com uma determinada indutância de acoplamento. Assim sendo, a tensão de saída do conversor a funcionar como CAP (v_{conv}) é igual à queda da tensão na bobina (v_L) mais a tensão da rede (v_s), tal como está demonstrado na equação (2.19):

$$v_{conv} = v_L + v_s \quad (2.19)$$

Pelo facto da resistência equivalente série ser desprezível comparado com os outros parâmetros da bobina, podemos substituir a tensão da bobina por $L \cdot \frac{di_C}{dt}$ e obter a equação (2.20), onde i_F corresponde à corrente de saída do CAP.

$$v_{conv} = L \cdot \frac{di_C}{dt} + v_S \quad (2.20)$$

Como referido anteriormente, a corrente i_C é realimentada, pelo que o erro da corrente (i_{erro}) é dado pela diferença entre a referência (i_C^*) e a corrente i_C .

$$i_{erro} = i_C^* - i_C \quad (2.21)$$

Substituindo a corrente i_C da equação (2.20) pela (2.21), obtém-se a nova equação (2.22):

$$L \cdot \frac{di_{erro}}{dt} = L \cdot \frac{di_C^*}{dt} + v_S - v_{conv} \quad (2.22)$$

Uma vez que o processamento é efetuado digitalmente num DSP, e amostrado a uma determinada frequência, é necessário efetuar a passagem dos cálculos para o domínio discreto. Sabendo que a frequência da amostragem é bastante superior à frequência do sinal a ser sintetizado, pode considerar-se que a derivada do erro varia de forma praticamente linear, e que a corrente de saída do conversor possui um *ripple* reduzido. Por isso considera-se que o aumento do erro da corrente é igual ao erro da corrente em cada instante. Assim, a equação (2.22) pode ser reescrita originando a equação (2.23), onde T_S representa o período da amostragem e Δi_F^* a variação da corrente de referência.

$$L \cdot \frac{di_{erro}}{T_S} = L \cdot \frac{\Delta i_C^*}{T_S} + v_S - v_{conv} \quad (2.23)$$

De modo a anular o erro da corrente, a tensão aplicada à bobina terá de ser o simétrico do valor calculado. Assim sendo, a equação (2.23), exprime a tensão a ser efetivamente produzida pelo conversor.

$$v_{conv}^* = v_S + L \cdot \frac{\Delta i_C^*}{T_S} + L \cdot \frac{di_{erro}}{T_S} \quad (2.24)$$

Passando a equação (2.24) para tempo discreto, obtém-se a equação abaixo.

$$v_{conv}^*[k] = v_S[k] + \frac{L}{T_S} (i_C^*[k] - i_C^*[k-1] + i_{erro}[k]) \quad (2.25)$$

Substituindo o termo i_{erro} , obtém-se a equação (2.25), constituindo na expressão final para a implementação do controlo de corrente preditivo.

$$v_{conv}^*[k] = v_s[k] + \frac{L}{T_s} (2i_{FC}^*[k] - i_c^*[k-1] + i_c[k]) \quad (2.26)$$

A tensão produzida pelo conversor constitui a tensão de referência (v_{conv}^*). A Figura 2.40 (corrente a acompanhar referencia) representa a corrente sintetizada pelo controlo preditivo com a modulação SPWM bipolar [32]. A corrente de referência foi a mesma nos exemplos e a frequência de comutação utilizada foi de 20 kHz, metade da frequência de amostragem. Este controlo é do tipo linear, pois a modulação da tensão encontra-se separada da compensação do erro. Como tal proporciona ao conversor uma frequência de comutação fixa com uma resposta rápida a variações na referência. Pelos testes feitos foi o controlo que obteve melhores resultados.

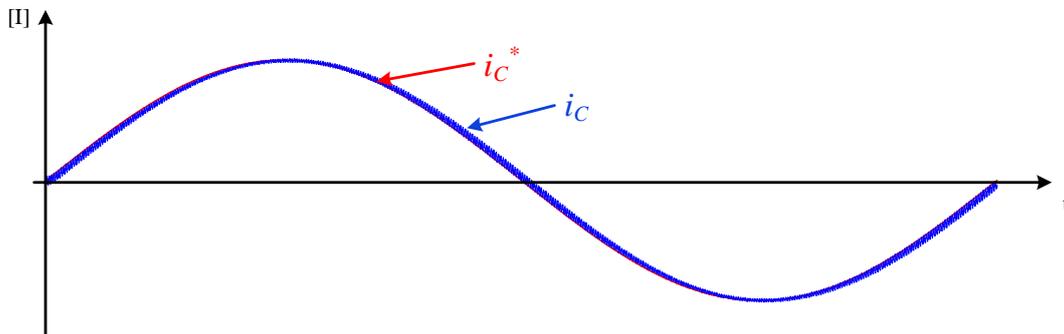


Figura 2.40 Corrente à saída do CAP com o controlo preditivo, com frequência de amostragem e comutação de 40 kHz e 20 kHz, respetivamente.

Para além disso, o controlador não tem a necessidade de ajustar os ganhos, mas é um tipo de controlo sensível a erros nos parâmetros determinados do sistema ou a possíveis alterações nos mesmo.

2.5 Conclusões

Neste capítulo foram descritos os conversores cc-ca mais empregues como CAPs, e por isso foi feita uma distinção inicial entre os conversores cc-ca do tipo VSI e CSI, sendo escolhido os do tipo VSI para a construção do CAP trifásico referente a esta dissertação. Também foi explicado que é possível construir conversores trifásicos através de monofásicos, e por isso os primeiros conversores abordados foram os monofásicos do tipo *half-bridge*, *full-bridge*, e vários multiníveis: *Diode Clamped Inverter* (DCI), *Capacitor Clamped Inverter* (CCI) e *Cascaded Multilevel Inverter* (CMLI). Quanto aos conversores trifásicos foram apresentados vários recorrendo à topologia monofásico do tipo *half-bridge*, como os conversores bidirecionais trifásicos: de três braços com três fios, de três braços com quatro fios e quatro braços com quatro fios. Ainda foram apresentados outros possíveis com topologias multiníveis (com mais níveis de tensão na saída para sintetizar melhor a corrente),

mas necessitando de mais componente (maior custo), tornando-se opções pouco viáveis para a realização desta dissertação.

Além disto também foram enumeradas as técnicas de controlo de corrente mais empregues em conversores VSI de frequência ajustável como o controlo por histerese e o *Periodic Sample*, e de frequência fixa, como o controlo PI e o preditivo. Uma das conclusões obtidas é que os controlos de corrente com frequência de comutação fixa têm melhor desempenho, apresentando um menor valor de distorção harmónica na corrente produzida na saída do conversor. De seguida, para o conversor funcionar como CAP, foram apresentadas teorias de controlo para obtenção das correntes de compensação das cargas. Apenas foram apresentadas teorias no domínio do tempo como a teoria $p-q$, a teoria FBD e ainda para regulação da tensão do barramento cc do conversor.

Neste capítulo foi definida que a topologia do conversor cc-ca trifásico bidirecional de três braços com quatro fios, será a topologia a ser empregue no CAP desta dissertação. A escolha justifica-se devido ao facto de ser possível obter bons resultados com o conversor com a vantagem do reaproveitamento de componentes existentes no GEPE.

Capítulo 3

Simulações Computacionais

3.1 Introdução

Este capítulo é referente as simulações do CAP com a topologia do conversor escolhida e que está apresentada na parte final do capítulo anterior. Estas simulações foram efetuadas na ferramenta de simulação *PSIM* versão 9.1 da empresa *Powersim Inc*, que é uma ferramenta dedicada para simulações de sistemas de eletrónica de potência.

Esta etapa do projeto é uma etapa muito importante, pois é aqui que é possível validar o funcionamento do sistema de forma segura, devido aos níveis de energia em jogo serem bastante significativos nos sistemas de eletrónica de potência, implicando um risco para o ser humano na realização de certos testes. Com isto, a ferramenta de simulação é uma alternativa rápida, económica e segura para realizar testes práticos, com a vantagem de ser possível dimensionar e validar o sistema sem ter de o implementar, evitando danificar componentes eletrónicos. Para que a ferramenta de simulação faça uma simulação aproximada da realidade, é necessário considerar os parâmetros do sistema não ideais, só assim, conseguirmos afinar melhor o controlo de modo a obter os comportamentos desejados. A ferramenta também pode ser usada de maneira a estudar o comportamento do sistema sobre certas condições.

Nas simulações apresentadas neste capítulo está demonstrado o funcionamento da topologia do CAP, bem como o funcionamento completo no sistema onde está inserido (UPQC). Mais detalhadamente, são apresentados os vários estágios do controlo, principalmente, o algoritmo de sincronização com a rede (PLL), o controlo do conversor em modo bidirecional com potência ativa, a regulação da tensão do barramento cc e a operação do conversor como CAP.

3.2 Modelo de Simulação do Condicionador Ativo Paralelo

O modelo de simulação do CAP está representado em duas figuras para facilitar a visualização (Figura 3.1 e Figura 3.2), que correspondem ao andar de potência e ao andar de controlo, separadamente. O andar de potência é composto pelo conversor cc-ca trifásico

bidirecional de três braços de IGBTs com quatro fios, pelos condensadores do barramento cc (C), pelas indutâncias de acoplamento à rede (L), pelo sistema da pré-carga, alguns interruptores e ainda por algumas cargas a compensar. Sobre o sistema de pré-carga dos condensadores do barramento, este é constituído por resistências ($R_{pré-carga}$) em paralelo com interruptores ideais, que simulam o comportamento de um relé. O relé estará desatracado durante a pré-carga e atracado durante o funcionamento como CAP ligando o conversor diretamente à rede pela indutância de acoplamento. Ainda é possível ver interruptores para fazer a interface do conversor com a rede (modelo de simulação de um contactor real).

Relativamente às cargas usadas, as que estão demonstradas na figura são retificadores monofásicos com indutâncias do lado da rede de modo a atenuar os picos de corrente consumidos, e ainda uma carga secundária trifásica resistiva (em estrela) para consumir alguma potência ativa, caso contrário os valores de THD% das correntes seriam demasiado elevados, tornando impossível para o CAP compensar as cargas na totalidade. Esta impossibilidade deve-se ao facto da variação da tensão na saída (dv/dt) do conversor estar limitada por várias razões (tensão do barramento, frequência de amostragem, ordem do harmónico a compensar, ...) não conseguindo acompanhar a referência desejada. Ao longo deste capítulo foram feitas simulações para diferentes testes, com cargas variadas, para entender melhor o comportamento do conversor como CAP. Ainda é observável que está presente alguns sensores de tensão e corrente com os seus pontos de ligação, onde estão a fazer as medições.

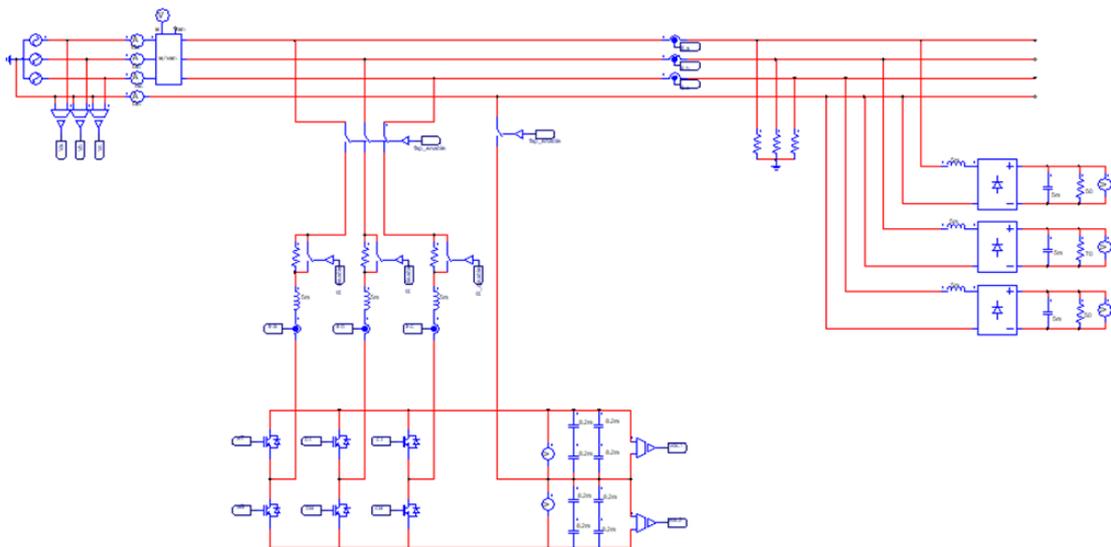


Figura 3.1 Andar de potência do modelo de Simulação em *PSIM* (conversor cc-ca bidirecional).

A segunda parte do modelo de simulação, que corresponde ao andar de controlo, encontra-se na Figura 3.2. O andar de controlo é composto por um bloco de processamento com os seus respetivos sinais de entrada (leituras dos sensores da tensão e corrente do andar

de potência) e sinais de saídas (saídas das teorias de controlo) que juntamente com o sistema de modulação SPWM faz comutar os IGBTs gerando as correntes à saída do conversor i_{Fx} .

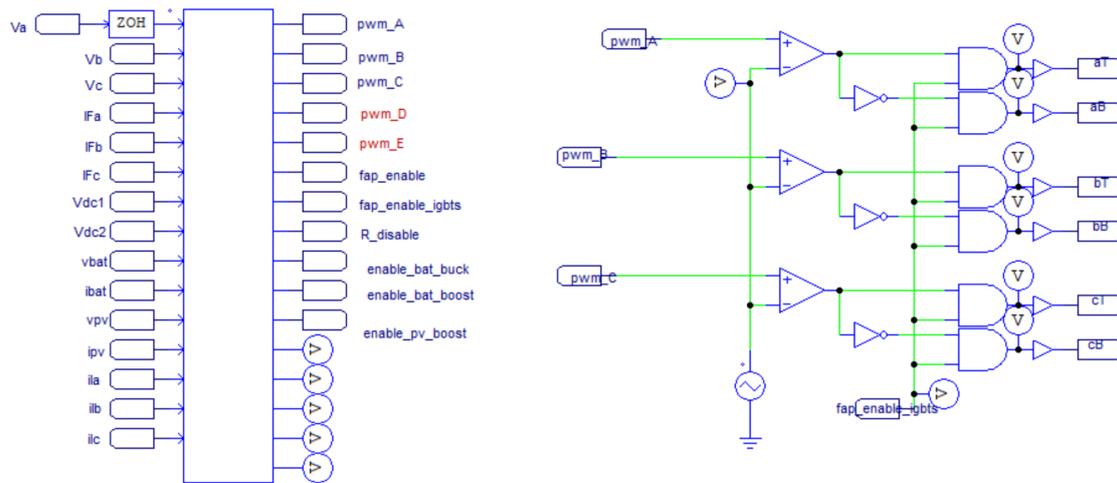


Figura 3.2 Andar de controlo do modelo de Simulação em *PSIM*.

Os blocos de processamento são uma função do *PSIM* que se denominam de *C blocks* e permitem inserir um código C diretamente a ser interpretado em tempo de execução da simulação. Tem a capacidade de interpretar códigos C personalizados, como o código C do DSP utilizado, o que torna possível implementar na simulação um controlo de forma muito próxima do controlo do sistema real. Assim, é possível migrar o código C implementado na simulação para o DSP e vice-versa, de modo a prever o comportamento do conversor pela simulação sobre alguns testes.

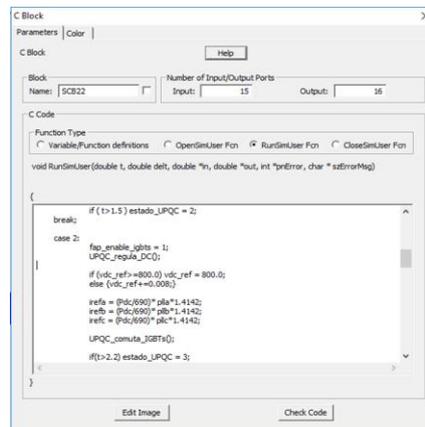


Figura 3.3 Editor de texto do código C do bloco de processamento (*C Block*).

Outra característica também importante destes blocos é a possibilidade de definir a frequência de amostragem (f_a) dos sinais dos sensores, que foi definida para 40 kHz. Assim consequentemente a frequência de comutação dos IGBTs do conversor ficou para metade ($f_c = 20$ kHz). Estes valores das frequências foram escolhidos já a pensar na implementação futura do CAP, tendo em conta o tempo de processamento do DSP e ainda o tempo de atualização do valor da comparação do sinal de saída do bloco de processamento com o sinal

triangular, tanto na subida como na descida pela técnica de modulação da corrente SPWM (demonstração na Figura 3.4).

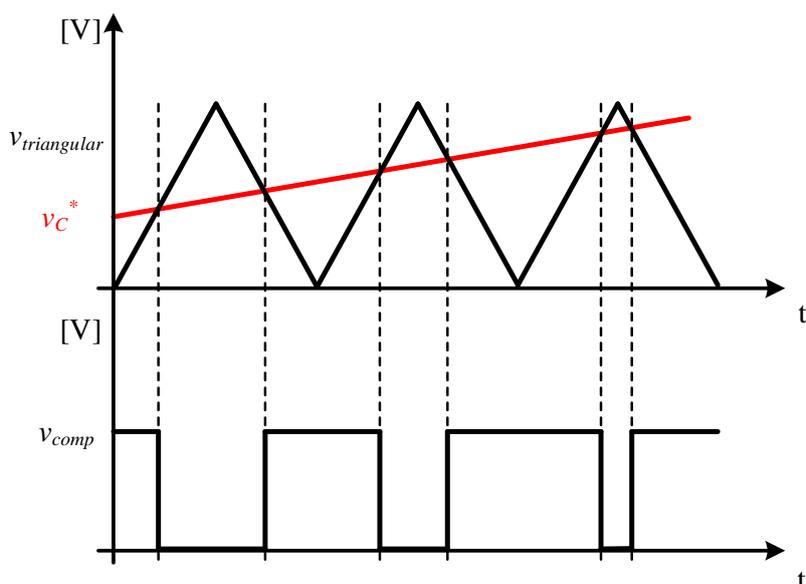


Figura 3.4 Sinal de comando dos semicondutores com atualização na subida e na descida da onda triangular portadora.

Na técnica de modulação SPWM que está representada na Figura 3.2, v_F^* é o sinal de referência, $v_{triangular}$ é o sinal triangular portador e v_{comp} é o sinal da comparação. Como se pode verificar, o sinal é atualizado duas vezes por ciclo da triangular devido a comparação na subida e na descida.

Ainda no modelo de simulação da parte do controlo, a parte da esquerda da Figura 3.2 relativa ao *C block*, está programada para gerar os sinais de referência a partir das entradas provenientes dos sensores, através da PLL, da teoria de controlo para calcular as correntes de compensação das cargas e as correntes de regulação da tensão do barramento cc. Enquanto a parte da direita apenas é referente a modulação PWM com o objetivo de gerar os sinais de comutação (PWM) corretos aos IGBTs do conversor.

3.2.1 Simulação do Sistema de Sincronização com a Rede (PLL).

Para o funcionamento correto do conversor como CAP, ou do sistema total onde está inserido (UPQC), é necessário que o sistema de controlo tenha um algoritmo de sincronização do conversor com a tensão da rede elétrica. Este tipo de algoritmo de sincronização está identificado na literatura como *Phase-Locked Loop* (PLL) e consiste em gerar um sinal sinusoidal de amplitude unitária em fase com a tensão da rede, podendo esta estar distorcida ou não. Isto é importante, pois permite a obtenção de uma corrente sinusoidal da fonte na presença de tensão distorcida. A saída da PLL também é utilizada nos cálculos das correntes

de compensação das teorias apresentadas no capítulo anterior. A PLL é o mecanismo de sincronização do conversor cc-ca com a rede.

Como o conversor é trifásico foi utilizada uma PLL trifásica, contudo havia a possibilidade de aplicar uma PLL monofásica nas três fases, com o senão de gastar mais tempo de processamento. A PLL trifásica utilizada na simulação foi a mesma PLL utilizada no sistema de controlo do CAP. A PLL tem um controlo PI intrínseco que regulando os ganhos consegue-se sincronismos diferentes. Na Figura 3.5 e Figura 3.6 estão demonstrados os resultados obtidos na simulação, onde os sinais presentes correspondem às tensões da rede e às saídas da PLL trifásica. Como referido anteriormente, a PLL terá de conseguir fazer o sincronismo mesmo com tensões distorcidas, por isso o THD% das três tensões da rede na simulação feita foram de 8,73%, 8,70% e 8,67%, respetivamente.

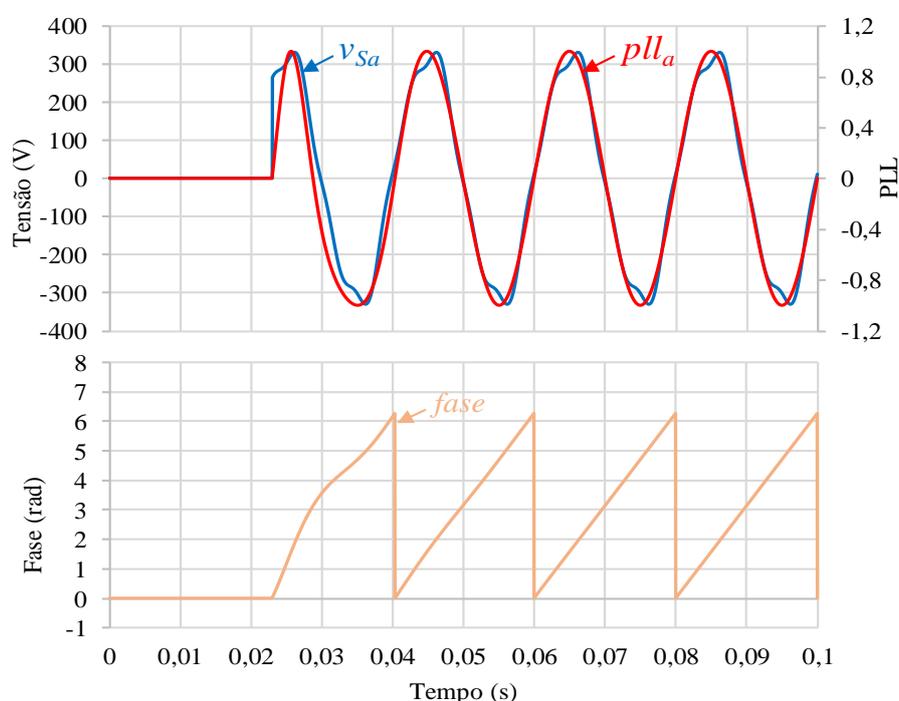


Figura 3.5. Tensão da rede elétrica e saída da PLL da fase A.

Pelo resultado obtido com os ganhos da PLL bem definidos, observando apenas uma das fases vê-se que no instante 0,023 s é iniciado a sincronização com a rede e que cerca de 2 ciclos depois, já se encontra a sincronização perfeitamente concluída. Estes 2 ciclos da rede é um tempo de sincronização aceitável, que geralmente na prática demora mais. Com isto, comprovamos que a PLL utilizada consegue sincronizar quando aplicada em sistemas cujas tensões estão distorcidas, como é o caso do UPQC onde o CAP referente a esta dissertação se enquadra. Na Figura 3.6, está a simulação completa com a representação das tensões e das saídas da PLL para todas as fases.

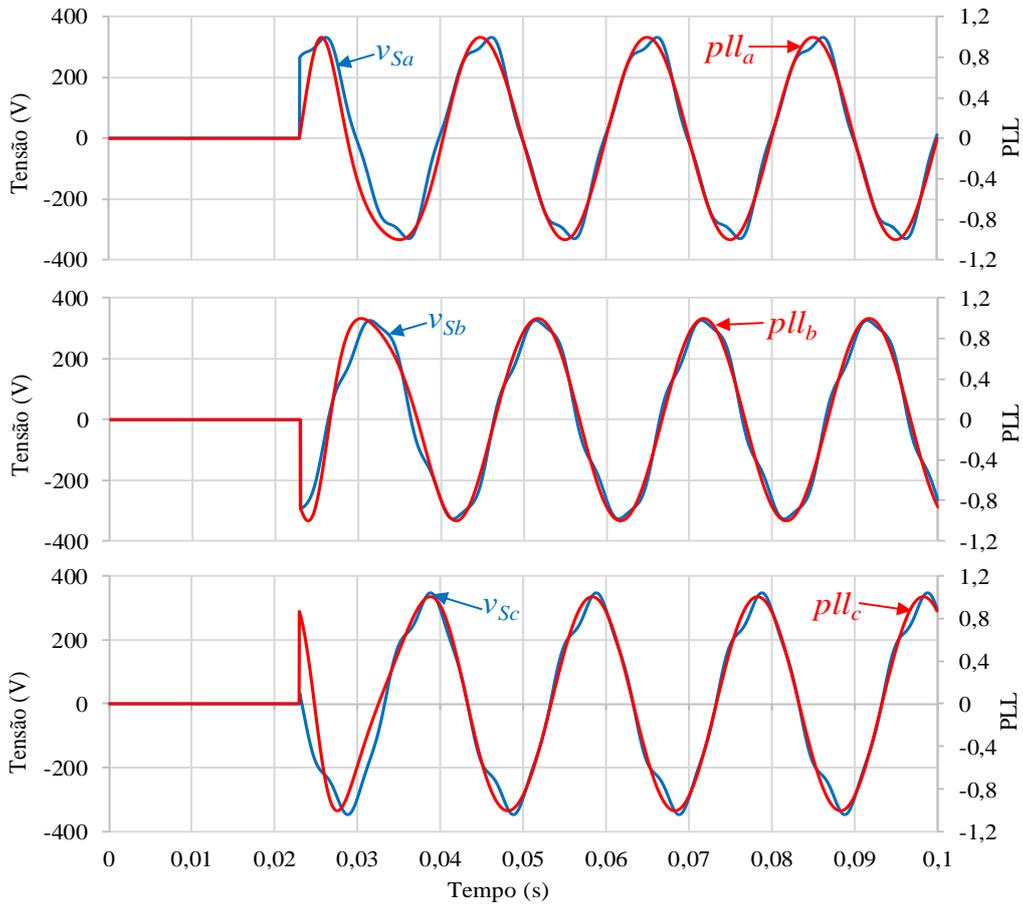


Figura 3.6. Tensão da rede elétrica por fase com a saída da PLL correspondente.

Apesar da PLL ser inerente a distorções da tensão como comprovado, esta tem um *voltage controlled oscillator* (VCO) que por sua vez contém o parâmetro da frequência central (w_0). No sistema elétrico nacional de 50 Hz, este parâmetro corresponde 100π rad/s, que apesar de ser um valor fixo consegue tolerar oscilações em torno da frequência fundamental do sinal de entrada. Como a rede elétrica nacional aceita erros de 1% na frequência do sinal, foi simulado o comportamento de sincronismo da PLL para 49,5 Hz e 50,5 Hz.

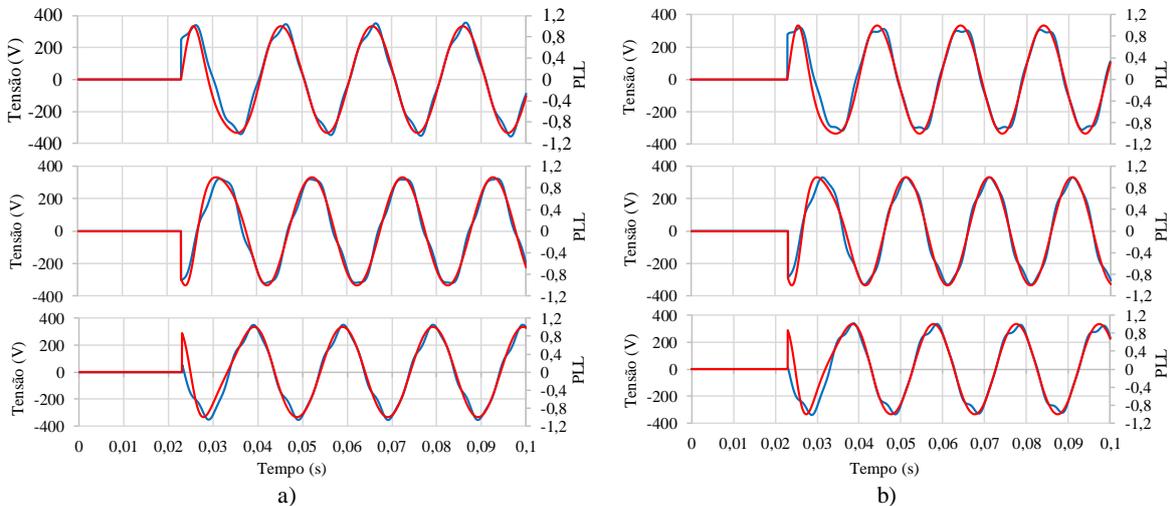


Figura 3.7. Tensões da rede elétrica e saída da PLL correspondente, com frequência fundamental de: (a) 49,5 Hz; (b) 50,5 Hz.

Pelos resultados obtidos, a PLL consegue sincronizar com oscilações da frequência de 1%, mesmo com um VCO definido unicamente para 50 Hz. Assim sendo, esta etapa de sincronismo com a rede está garantida, mesmo sobre situações de distorções das tensões e da frequência da rede.

3.2.2 Controlo de Corrente Preditivo

Após a sincronização correta com a rede, a seguinte etapa é a sintetização das correntes à saída do CAP, sendo que para isso são necessárias as técnicas de controlo das correntes apresentadas no capítulo 2.4. Das técnicas apresentadas, recorreremos à técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM bipolar para gerar os sinais de comando dos IGBTs do conversor presentes no andar de potência da simulação. A escolha desta técnica prende-se ao facto de ter a frequência de comutação fixa, dando uma melhor performance ao controlo e também por não conter ganhos como o controlo Proporcional Integral (também de frequência fixa). Uma vez que o CAP deve compensar dinamicamente harmónicos de corrente e o fator de potência, o controlo deve permitir respostas dinâmicas, sendo que o controlo Proporcional Integral necessita de reajustar os ganhos sempre que a corrente de referência muda (e.g., cargas diferentes), tornando-se assim uma opção pouco válida para um CAP.

Na Figura 3.8 está apresentado o diagrama do controlo de corrente preditivo com modulação SPWM que foi implementado na simulação. Como já foi explicado anteriormente, este controlo tem como objetivo de calcular a tensão de saída do conversor para anular a diferença entre a corrente de referência, i_C^* , e a corrente de saída do conversor, i_C .

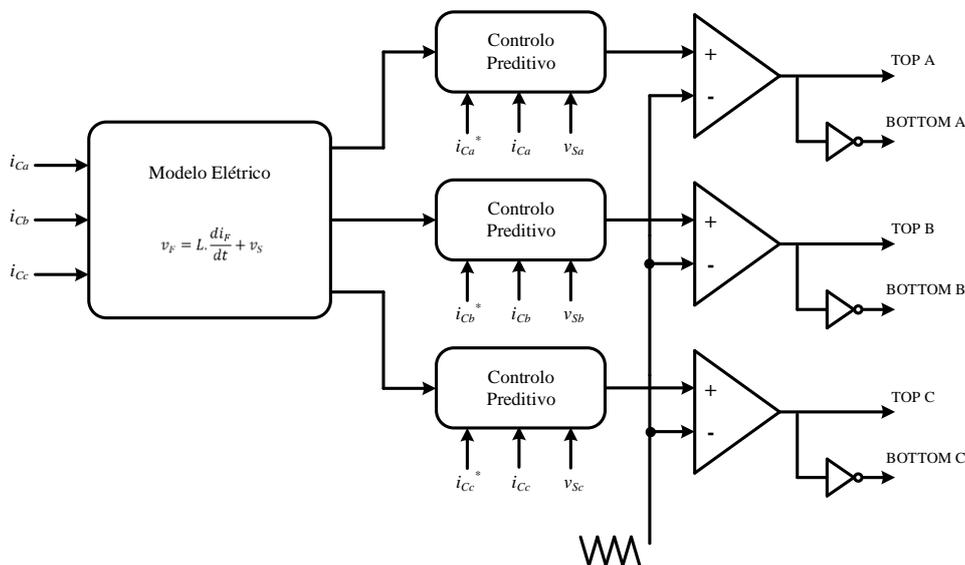


Figura 3.8. Diagrama de blocos do controlo de corrente preditivo trifásico com modelação SPWM bipolar.

Com o modelo elétrico das fases do CAP, e com os sinais de entrada, i_{cx}^* e i_{cx} , sendo x relativo as fases, o controlo preditivo calcula a tensão de saída do conversor, que comparado com a onda triangular portadora de frequência fixa, gera os PWMs a serem aplicados aos IGBTs. Para as comutações dos IGBTs sintetizarem as correntes, o barramento cc têm de ter uma tensão mínima que será a próxima etapa a explicar neste capítulo de simulações. Portanto por enquanto apenas para testes da técnica de controlo, o barramento cc foi substituído por duas fontes de tensão contínua de 400 V e foram realizados vários testes com diferentes valores nas indutâncias de acoplamento. Na Figura 3.9 está o resultado da simulação do controlo preditivo com indutâncias de acoplamento de 5 mH, em que a corrente i_c acompanha perfeitamente a sua referência sinusoidal (i_c^*).

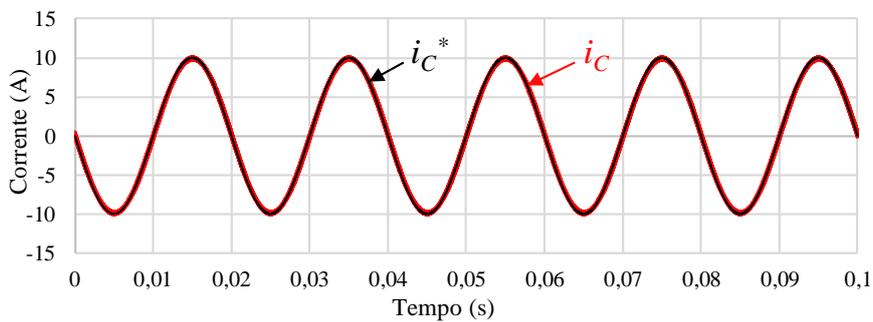


Figura 3.9. Corrente sintetizada pelo controlo preditivo com modelação SPWM bipolar.

Após verificado o controlo preditivo na simulação, conseguindo gerar as correntes pretendidas para a rede, foi realizado um teste, que consiste em iniciar as comutações dos IGBTs num instante em que as tensões da rede não estejam na passagem pela referência. O instante escolhido foi aos 0,03 s da simulação acima, e o resultado obtido demonstrando as correntes das três fases está na Figura 3.10.

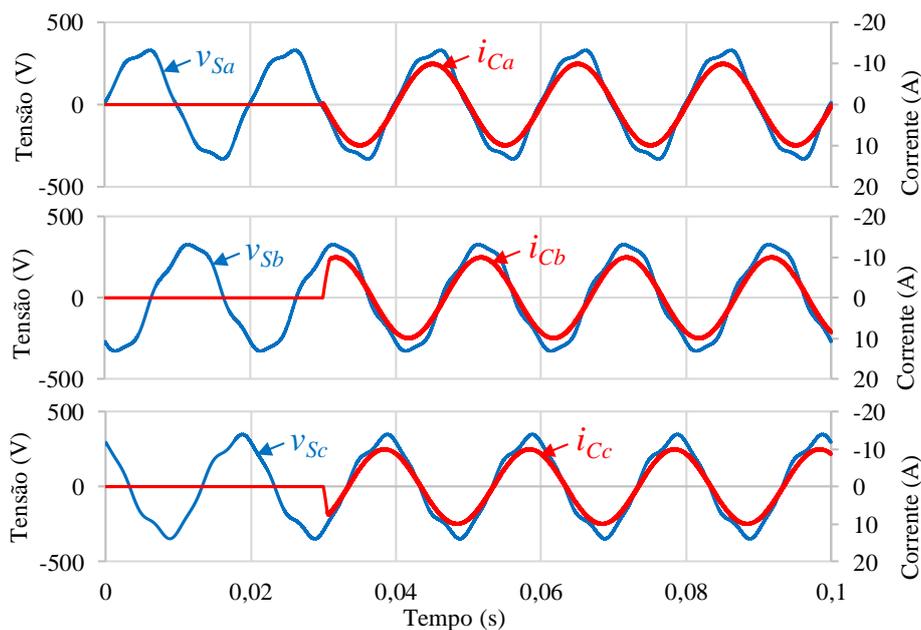


Figura 3.10. Correntes sintetizadas pelo CAP com o controlo preditivo trifásico.

Vendo pela simulação que as correntes estão em fases com as tensões correspondentes (fator de potência unitário), significando que está a ser extraída potência ativa da rede para o CAP utilizando o controlo preditivo da corrente. Como o CAP é bidirecional e será integrado mais tarde num UPQC que contém um conversor cc-cc ligado ao barramento, torna-se interessante simular a eficácia o controlo preditivo no sentido inversor, isto é, a injetar potência ativa na rede, pois dependendo do modo de funcionamento do conversor cc-cc do UPQC, pode ser necessário injetar na rede a energia extraída tanto dos painéis fotovoltaicos como das baterias. Este teste realizado com sucesso, e está apresentado na Figura 3.11.

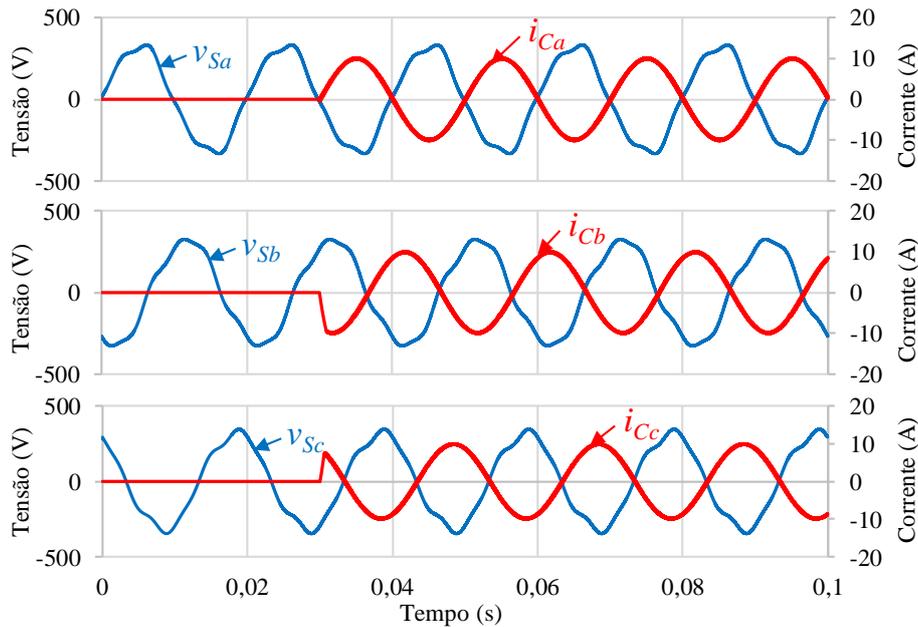


Figura 3.11. Correntes sintetizadas pelo CAP para injeção de energia na rede.

3.2.3 Carregamento e Regulação da Tensão do Barramento CC

Com o controlo preditivo testado a sintetizar correntes para a extração/injeção de energia na rede, e antes de iniciar o processo de compensação das cargas pelo CAP, é preciso regular a tensão no barramento cc do conversor. O barramento cc é composto por 8 condensadores de $8200 \mu\text{F}$ (valor suficientemente grande para atenuar oscilações da tensão). Como qualquer conversor com topologia VSI, a tensão do barramento tem de ser superior ao valor da tensão máxima na rede onde se encontra instalado (no PCC). Esta é a razão pelo qual no capítulo anterior para o teste do controlo preditivo, os condensadores do barramento cc foram substituídos por duas fontes de tensão contínua de 400 V. Sabendo que conversor será instalado no sistema elétrico nacional, as tensões eficazes nele aplicadas serão a tensão simples de 230 V por fase e a tensão composta de 400 V entre fases. Assim, pela topologia VSI do conversor que apresenta o ponto médio do barramento cc ligado ao neutro do sistema, a tensão máxima que aparece aos seus terminais não é o valor de pico da tensão composta,

mas sim a soma da tensão de pico nos dois semi-ciclos da tensão simples, isto é, $230 * \sqrt{2} * 2 = 650 \text{ V}$ (valor comprovado na simulação). Pela razão dita anteriormente, a tensão do barramento tem de ser superior à tensão máxima aplicada ao conversor, e por isso foi escolhido 800 V como tensão de referência para o barramento cc, em que cada divisão do barramento suportará 400 V. Esta é a explicação para o valor das fontes de tensão continua anteriores. Os 800 V é o valor de entrada para o controlo PI responsável pela regulação da tensão, que tem de ser um valor grande o suficiente para garantir a compensação da maioria das cargas (um dv/dt suficiente na saída para sintetizar as correntes de compensação do CAP). Na Figura 3.12 está representado o resultado da simulação da tensão do barramento ao longo do carregamento do mesmo, e as tensões das duas divisões.

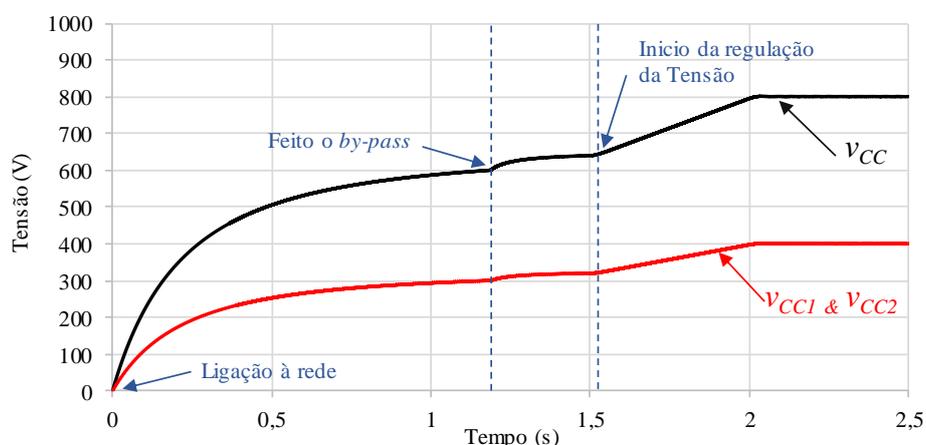


Figura 3.12. Tensão do barramento cc ao longo do processo de carregamento e regulação.

Pela análise da tensão ao longo da simulação, vemos que no instante 0 s quando o CAP é ligado à rede, os condensadores estão totalmente descarregados necessitando de uma pré-carga. A pré-carga carrega o barramento até a tensão atingir um valor perto dos 650 V. Após a pré-carga (instante 1,55 s) é iniciado o controlo PI com a função de fazer uma rampa de tensão até ao valor desejado evitando *over-shooting* e garantir a regulação da tensão em regime permanente. A saída do controlo PI tem como significado a potência necessária a extrair da rede, e conta com o controlo preditivo para fazer sintetização das correntes sinusoidais e extrair a potência necessária calculada. Com a necessidade de todas estas etapas, a forma de onda da corrente da rede e a amplitude mudam ao longo do processo de carregamento, como é observável na Figura 3.13.

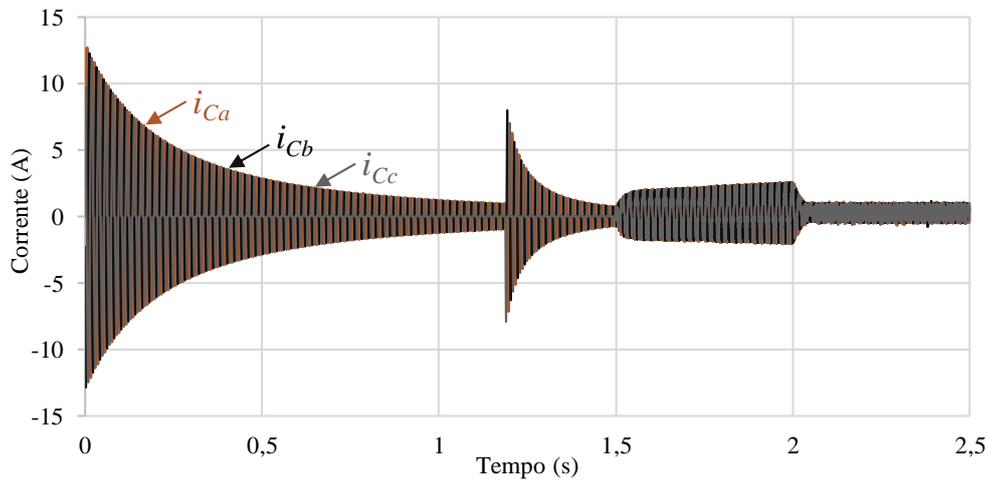


Figura 3.13. Corrente da rede ao longo processo de carregamento do barramento cc.

Como já dito a primeira etapa é a pré-carga dos condensadores, e para que a corrente não seja demasiado elevada, caso contrário atuava os sistemas de proteção (disjuntores e os contactores através da proteção por software), foram colocadas resistências de 25Ω em série com o conversor nas três fases. Às resistências dá-se o nome de resistências de pré-carga. O valor máximo teórico que a corrente pode atingir, é quando o barramento está totalmente descarregado (0 V) e a rede está na passagem pelo seu valor de pico (325 V):

$$I_{m\acute{a}x} = \frac{V_{pico_{rede}} - V_{cc}}{R} = \frac{325 - 0}{25} = 13,0 \text{ A} \quad (3.1)$$

Pelo resultado da simulação vemos que a corrente nunca ultrapassa os 13,0 A (instante 0 s), e decresce à medida que o barramento carrega. Sabendo que os IGBTs até ao momento estão desligados, pelos díodos de *free-wheeling* o conversor na pré-carga funciona como um retificador com indutâncias de acoplamento à rede, logo a forma de onda da corrente é um pico para cima ou para baixo, dependendo do semi-ciclo da tensão aplicada, como demonstrado na Figura 3.14.

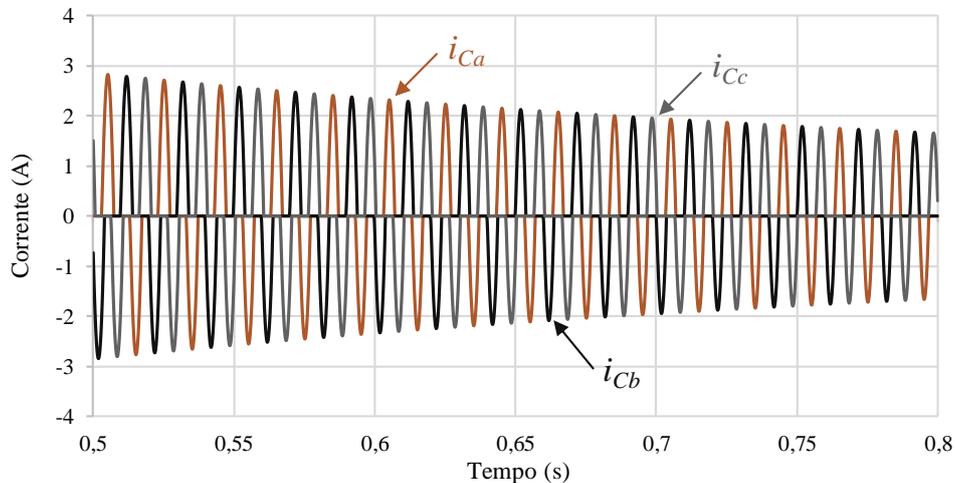


Figura 3.14. Corrente da rede no processo de pré-carga.

Depois da tensão dos condensadores atingir um valor pouco acima dos 600 V é efetuado um *bypass* às resistências de pré-carga através do interruptor na simulação (perto do instante 1,19 s). Neste instante na Figura 3.12 vê-se que a tensão sobe ligeiramente atingindo 635 V, isto deve-se ao facto do *bypass* ter retirado as resistências de pré-carga em serie com o conversor e a tensão da rede aparecer na indutância de acoplamento à entrada do conversor. Isto provoca um aumento da amplitude do pico da corrente consumida, como mostrado na Figura 3.15.

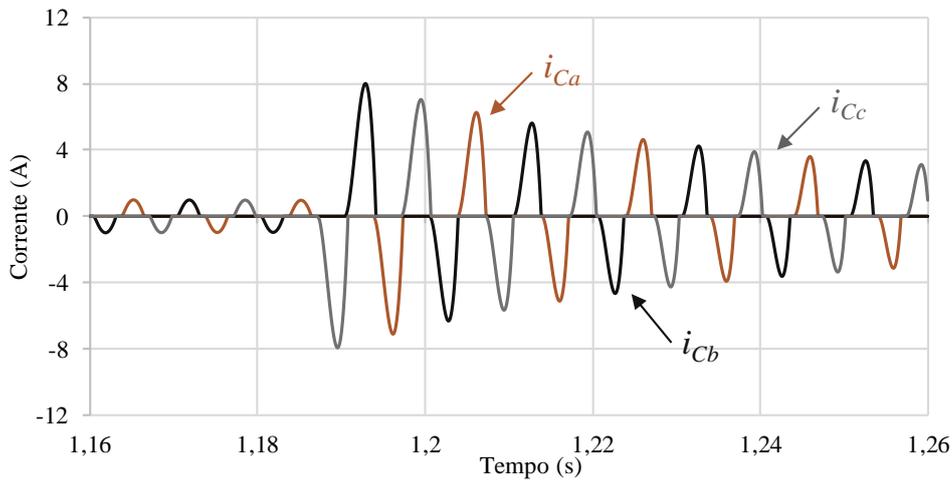


Figura 3.15. Corrente da rede após *bypass* às resistências.

Após a pré-carga é iniciado o controlo PI e as comutações dos IGBTs de maneira a extrair potência ativa para regulação da tensão até aos 800V. Este fenómeno está demonstrado durante o instante 1,55 s até pouco depois do instante 2,0 s, pela rampa que a tensão apresenta. A extração da potência ativa da rede está demonstrada na Figura 3.16.

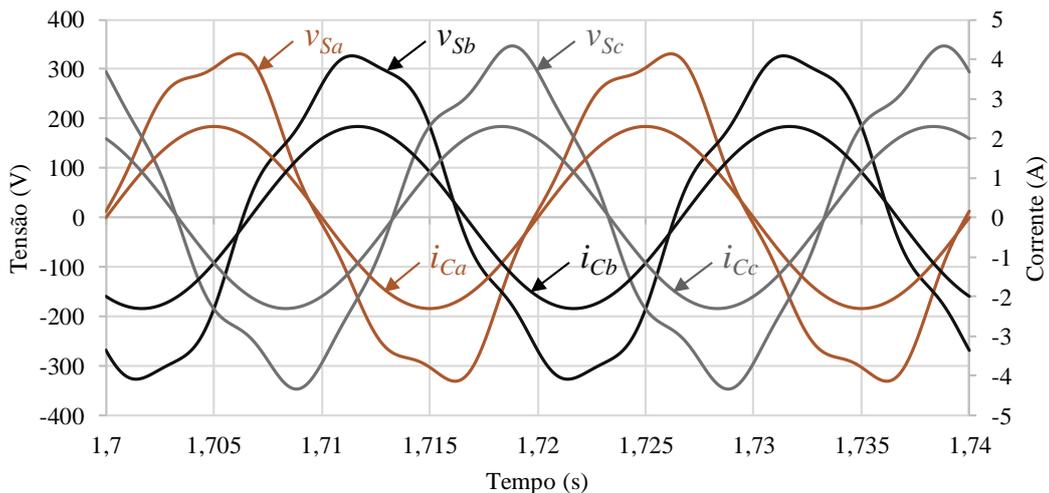


Figura 3.16. Corrente da rede quando iniciado as comutações e o controlo do barramento cc.

Para o cálculo das correntes a extrair da rede pelo o valor da potência (saída do controlo PI), foi implementada no controlo da simulação a teoria de controlo FBD com algumas alterações à apresentada em 2.3.1.

3.2.4 Controlo com a Teoria FBD no Modelo de Simulação

Para calcular as correntes de compensação das cargas pelo CAP, ou até mesmo as correntes para carregar o barramento cc, foi utilizada a teoria FBD apresentada anteriormente, no capítulo 2.3.1. Esta teoria foi a escolhida pela sua simplicidade pois quando comparado com outras teorias como a teoria $p-q$ também apresentada neste documento, necessita de um número de cálculos muito menor, diminuindo assim o tempo de processamento e libertando o DSP para outras funções necessárias ao projeto. Numa visão futurística, como o DSP será partilhado com o conversor cc-cc presente no UPQC, a memória do DSP estará limitada tornando difícil a aplicação da teoria $p-q$.

Conforme a apresentação do capítulo 2.3.1, esta teoria assenta na substituição da carga pela sua condutância equivalente e para isso calcula a potência consumida pela carga em cada instante de modo a calcular a potência média (P), que serve de base para o cálculo da corrente de compensação. No entanto, para o cálculo da média é utilizado o método da janela deslizante, que é a principal desvantagem desta teoria, porque em termos de processamento implica ter de alocar um vetor de tamanho elevado, com a capacidade suficiente de guardar o número de cálculos da potência instantânea feitos durante um ciclo da rede. A teoria $p-q$ também para o cálculo das potências, necessita no mínimo de duas médias, implicando alocar mais vetores, e conseqüentemente mais processamento. O diagrama de blocos da teoria FBD implementada em simulação está apresentado na Figura 3.17.

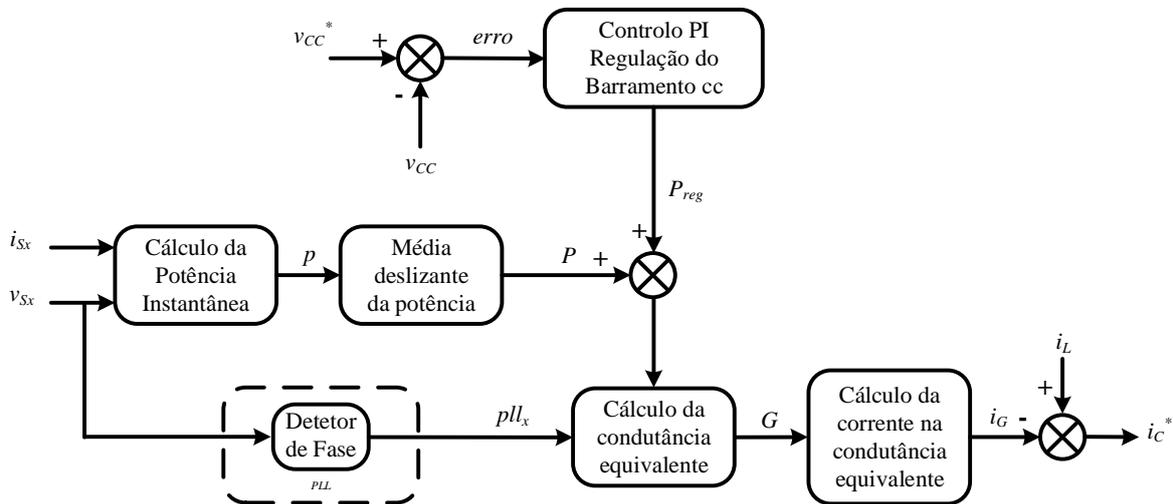


Figura 3.17. Diagrama de blocos da implementação do controlo com a teoria FBD.

Pela análise do diagrama verifica-se que a teoria começa por calcular a potência instantânea trifásica consumida pela carga (p), multiplicando os valores instantâneos da corrente da carga (i_{Lx}) e da tensão da rede (v_{Sx}) de cada fase. O valor da potência obtido é adicionado ao vetor da média deslizante, e retirado o valor mais antigo. Depois disto, é calculado a potência de regulação da tensão do barramento cc do CAP (P_{reg}) pelo controlador

PI. Com as duas potências calculadas, já se sabe a potência total que a rede tem de fornecer, e assim calcular a condutância equivalente da carga em cada fase, que é dada pela seguinte equação (3.2):

$$G = \frac{P + P_{reg}}{3 V^2} \quad (3.2)$$

Com a adição da PLL apresentada, é incorporado os sinais de amplitudes unitárias das fases das tensões (pll_x), na equação da condutância fazendo a equação final da corrente de referência dado por:

$$i_{Cx}^* = i_{Lx} - \frac{P + P_{reg}}{3 V} pll_x \sqrt{2} \quad (3.3)$$

Posto isto, já com a equação das correntes de compensação (corrente de referência i_{Fx}^*), foi realizado uma simulação do CAP a sintetizar as correntes de compensação de cargas não-lineares, resolvendo alguns problemas de QEE. A simulação vem a comprovar o funcionamento correto desta teoria. As cargas utilizadas foram: um retificador trifásico com indutâncias de acoplamento e ainda uma carga trifásica resistiva em estrela (também consome corrente harmónica devido à tensão distorcida). Na Figura 3.18, estão representadas as tensões e as correntes consumidas pelas cargas, que apresentam um THD% de 20,8% na fase a, 23,5% na fase b e 20,2% na fase c.

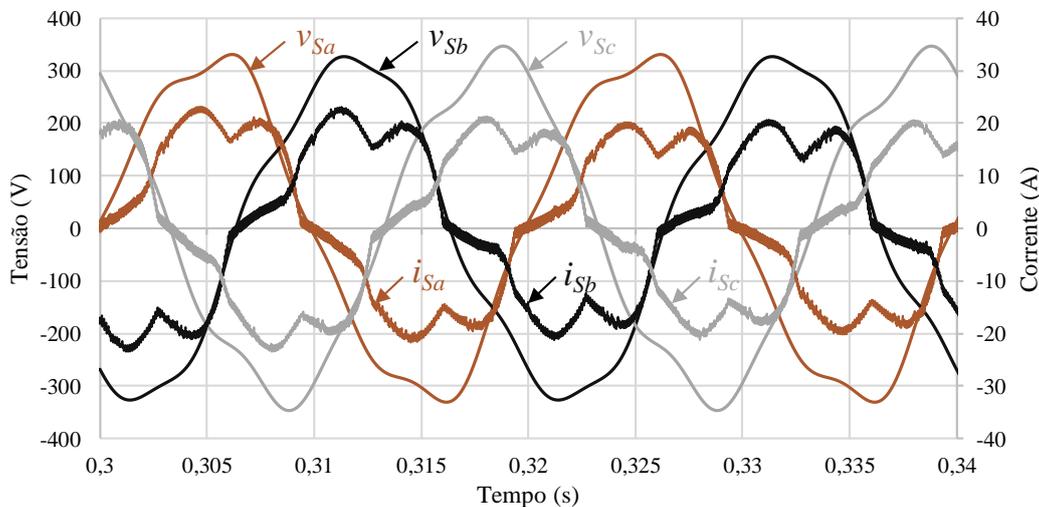


Figura 3.18. Tensão e corrente da rede consumida pela carga não-linear antes da compensação.

Na Figura 3.20 é possível visualizar o resultado da teoria FBD com as correntes do lado da rede sinusoidais e em fase com a tensão, quando o CAP sintetiza as correntes i_{Fx} (Figura 3.19) de acordo com as suas referências de compensação (i_{Fx}^*). O THD% das correntes da rede (i_{Sx}) é 3,9% para todas as fases.

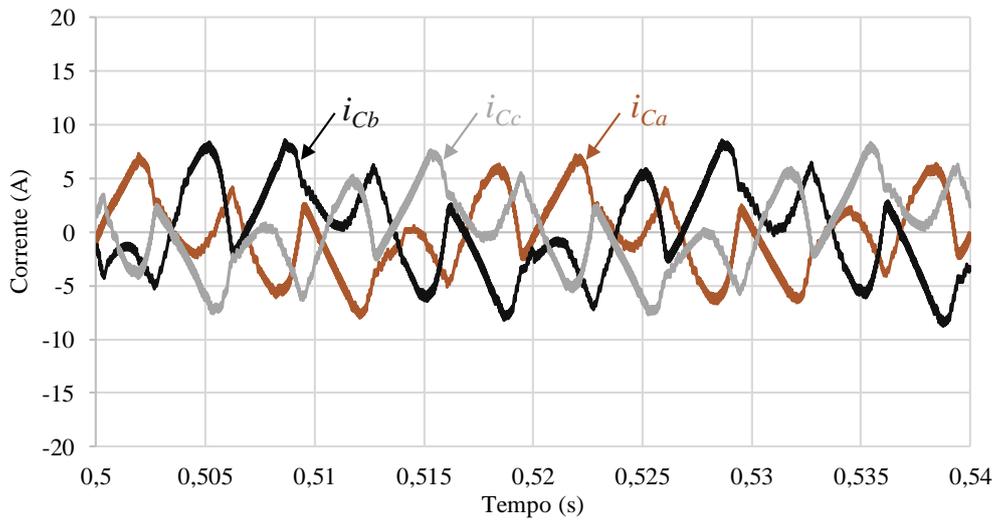


Figura 3.19. Correntes de compensação (i_{Fi}), calculadas pela teoria FBD e sintetizadas pelo CAP.

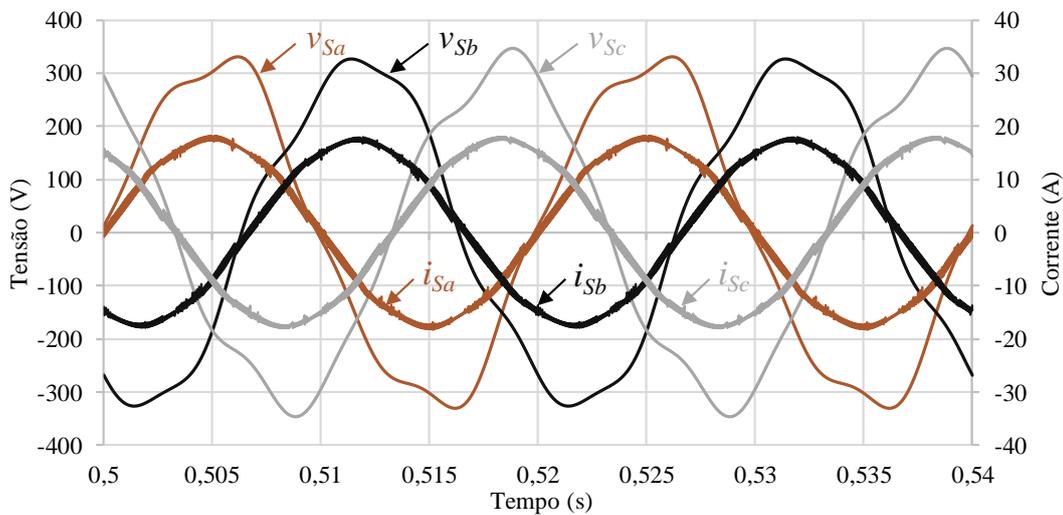


Figura 3.20. Tensão e corrente da rede com a compensação pelo CAP.

A teoria FBD para resolver problemas de QEE no ponto onde está instalado, está validada. A validação passa pela simulação efetuada, quando se verificava a operação das cargas não-lineares sobre uma tensão com distorção harmónica, absorvendo também correntes com distorção harmónica, e que após a aplicação da teoria FBD no CAP, as correntes do lado da rede passaram a ser equilibradas e sinusoidais em fase com as respetivas tensões.

3.2.5 Simulação do CAP integrado no UPQC

Com a técnica do controlo da corrente, o carregamento do barramento cc e a teoria de controlo FBD, tem-se as funções do conversor como CAP validadas, garantindo as correntes sinusoidais e equilibradas do lado da rede elétrica. Sabendo que o CAP referente a esta dissertação será integrado num UPQC composto por um CAS e um conversor cc-cc bidirecional, em que o CAS será responsável por garantir tensões sinusoidais e equilibradas

às cargas, e o conversor cc-cc com funcionalidades de carregar ou descarregar as baterias e extrair a máxima potência da fonte de energia renovável (painel fotovoltaico - PV).

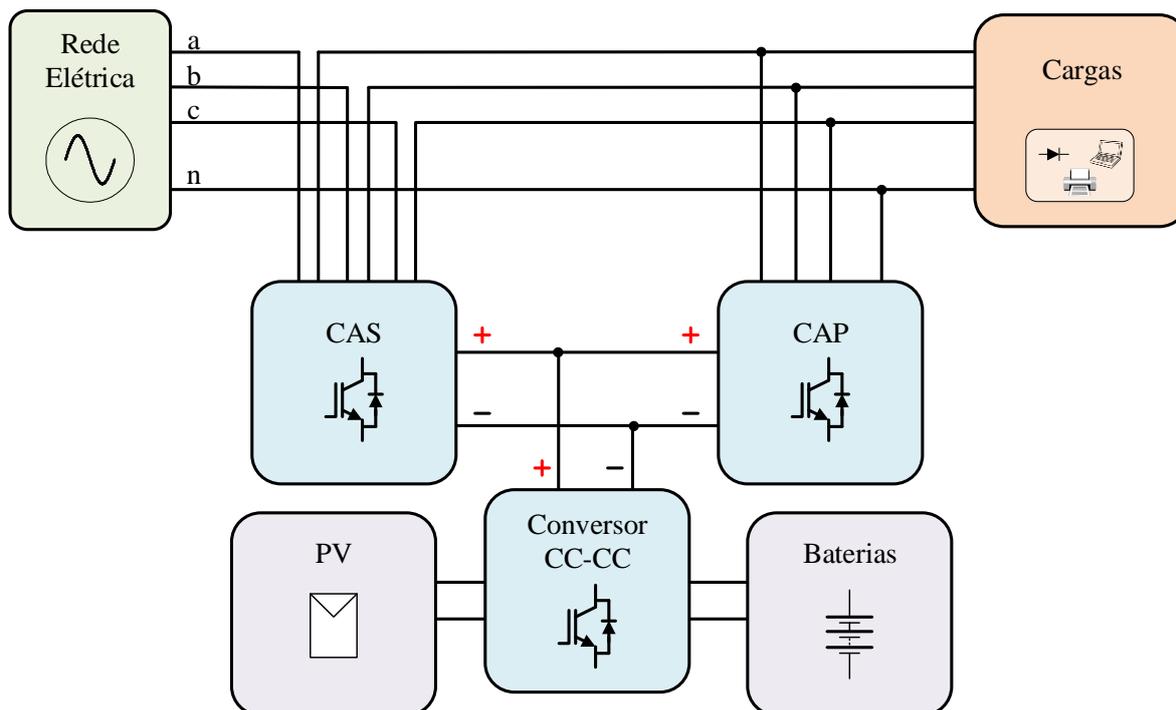


Figura 3.21. Esquema do UPQC a desenvolver.

O esquema do UPQC a desenvolver está representado novamente na Figura 3.21 e foi implementado na ambiente simulação. Partindo para a integração do CAP com o CAS e o conversor cc-cc bidirecional, compondo o UPQC proposto, na simulação para testar e validar os modos operação de todos em conjunto foi necessário definir primeiramente a sequência nos modos de operação a fazer. Assim, sabendo que o barramento cc é partilhado por todos os conversores, imprescindível ao funcionamento deles, a primeira etapa foi o carregamento do barramento pelo CAP. O resultado obtido da simulação total está na Figura 3.22. Analisando a figura, vê-se a primeira etapa definida até ao instante 0,2 s pelo carregamento do barramento com subida da tensão até aos 800 V, e a partir daí a regulação da mesma ao longo do tempo da simulação. O carregamento das baterias foi iniciado no instante 0,2 s da simulação, em que para isso foi extraída energia do barramento cc e injetada nas baterias pelo conversor cc-cc bidirecional funcionando como *step-down*. Para manter a tensão do barramento cc regulada pelo CAP, a potência injetada nas baterias (P_{bat}) foi adicionada à teoria FBD no modelo de simulação na equação (3.1), fazendo assim o CAP extrair essa mesma potência da rede. A potência P_{bat} é dada pela multiplicação da tensão (150 V) pela corrente (10 A) nas baterias, isto é, 1,5 kW. Pelas correntes presentes no CAP entre 0,2 s e 0,3 s, está demonstrado que este foi extrair essa potência à rede, tornado o CAP como elemento de interface do conversor cc-cc com a rede elétrica, sendo por isso validado um modo de funcionamento do UPQC (carregamento das baterias pela rede).

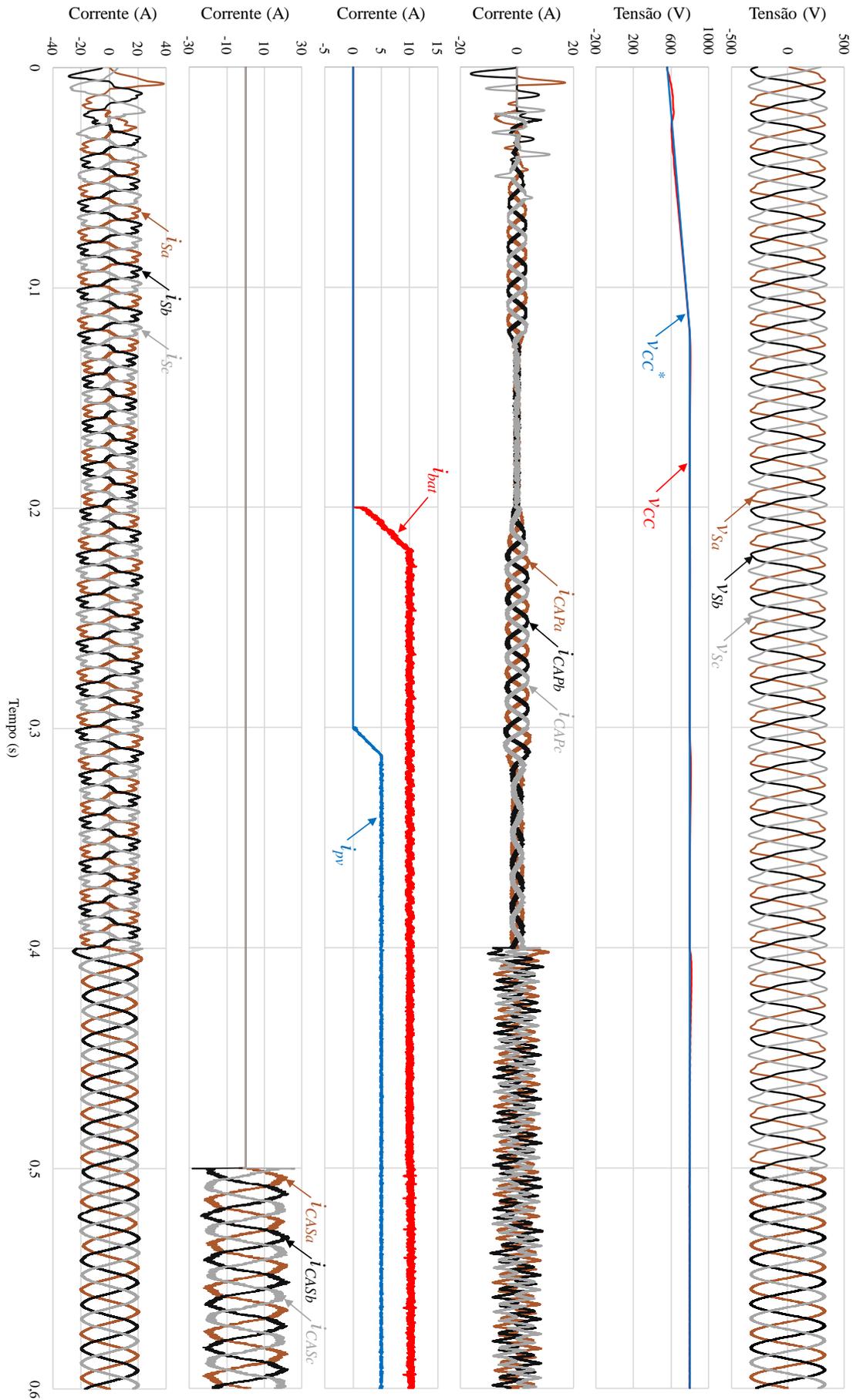


Figura 3.22. Simulação com os vários modos de funcionamento do UPQC com a representação das correntes i_{CAPx} , i_{CASx} , i_{Sx} , i_{pv} e i_{bat} e as tensões da rede (v_{Sx}).

Adicionado no instante 0,3 s a extração de energia da fonte renovável (painel fotovoltaico - PV), para apenas validação do modo de operação não foi implementado o *Maximum Power Point Tracking* (MPPT) no conversor cc-cc. Por esse motivo, este em funcionamento como *step-up* e em simultâneo com o carregamento das baterias anterior, extrai uma corrente constante de 5A do PV fazendo a potência extraída do PV ser 1 kW (200 V aos terminais). Ora a potência extraída do painel também foi adicionada a equação (3.1) e observando a Figura 3.21, vê-se que o fluxo de energia presente no conversor cc-cc bidirecional é do PV para o barramento cc e do barramento cc para as baterias. Como a potência injetada nas baterias é 1,5 kW e a extraída do PV é 1 kW, ainda é necessário recorrer ao CAP para extrair os restantes 0,5 kW de potência pela rede. Como demonstrado no intervalo de simulação entre os 0,3 s e os 0,4 s, houve uma diminuição da corrente do CAP provocada pela extração de energia do PV. Assim o CAP responde dinamicamente aos modos de operação do conversor cc-cc bidirecional.

O CAP ainda extraíndo aos 0,5 kW da rede para o conversor cc-cc bidirecional, no instante 0,4 s foi também colocado a compensar as correntes da carga. As formas das ondas das correntes à saída do CAP (i_{Cx}) deixaram de ser sinusoidais, pois neste modo de operação o CAP injeta na rede os harmónicos de corrente que a carga consome, deixando a rede de o fazer. Na figura pode-se observar, que a partir do instante 0,4 s as correntes da rede são sinusoidais e em CAS com as tensões da rede, podendo estas estar distorcidas ou não (antes e depois dos 0,5 s). Também é importante de salientar que a tensão do barramento cc sofreu um pequeno afunilamento que foi logo compensado, não pondo em risco o funcionamento do UPQC. Por fim, em paralelo com todos os modos de funcionamento até agora, no instante 0,5 s o CAS foi colocado em funcionamento garantindo tensões sinusoidais equilibradas à carga. Sabendo que o CAS também está ligado ao barramento cc e extrai energia para compensar as tensões da rede, verifica-se que o CAP consegue regular o barramento correto sem sentir perturbações.

3.3 Conclusões

Neste presente capítulo, referente às simulações na ferramenta *PSIM*, foi descrito o modelo de simulação do andar de potência composto pelo CAP com os seus elementos constituintes, interface com a rede, pré-carga e cargas, e ainda o andar de controlo constituído por blocos de processamento, denominados de *C Blocks* que junto com a técnica de modulação SPWM, gerava os sinais de comandos dos IGBTs presentes no andar de potência.

Com tudo isto, ao longo do capítulo foram simulados os vários modos de funcionamento do CAP em que o primeiro foi sincronismo com a rede, testado com tensões distorcidas à frequência nominal da rede elétrica e também com variações até 1%. Com o sincronismo feito, foi testado a sintetização das correntes do CAP pelo controlo preditivo, simulando a injeção e extração de potência ativa na rede. Outra funcionalidade simulada foi o método de carregamento do barramento cc, que começa pela pré-carga, carregando o barramento até chegar à tensão máxima que lhe é aplicada no lado da rede, e seguido para o controlo PI com a função de elevar a tensão para o valor pretendido e a regulação dele em regime permanente. Além destas funcionalidades, ainda foi simulada a teoria FBD para a implementação do CAP, de maneira a compensar as correntes das cargas garantindo que as correntes da rede sejam sinusoidais e em fase com as tensões correspondentes e equilibradas entre as fases fazendo a corrente no neutro ser nula. Além dos funcionamentos, também foi feita a explicação da utilização de alguns métodos bem como alguns componentes e testes.

Por fim, com as funcionalidades do CAP implementadas, este foi integrado no UPQC, projeto onde enquadra. A simulação do UPQC veio validar todos os modos de operação com sucesso. Com as simulações efetuadas e com a garantia de funcionamento do UPQC, o próximo passo é a construção real do sistema.

Capítulo 4

Construção do Conversor Trifásico CC-CA para o Condicionador Ativo Paralelo

4.1 Introdução

Este capítulo é referente à implementação prática (hardware) do sistema de controlo e do sistema de potência utilizado na realização desta dissertação. No hardware de potência são descritos os elementos constituintes, bem como a montagem do conversor cc-ca trifásico de três braços a quatro fios. Na parte do sistema de controlo, nomeadamente, as placas de circuito impresso (PCBs) foram projetadas previamente por investigadores do Grupo de Eletrónica de Potência e Energia (GEPE) da Universidade do Minho. Por isso, existem diversas PCBs com os mais variados tipos de funções, em que apenas as relativas a esta dissertação foram redimensionadas (alguns componentes), montadas e testadas garantido o seu correto funcionamento.

4.2 Sistema Digital de Controlo

O sistema de controlo é constituído pelo hardware necessário a implementar os métodos e teorias de controlo validados no capítulo das simulações. Para isso, e como já referido foram necessárias placas com funções diferentes, como o caso das placas dos sensores, a placa de condicionamento de sinal e proteção, a placa de adaptação do DSP, a placa de comando e a placa de driver, e também muito importante o DSP a ser programado.

4.2.1 DSP da *Texas Instruments*

Os algoritmos das terias de controlo são implementados em linguagem C no DSP *TMS320F28335*, portanto a placa de adaptação é compatível com este DSP da *Texas Instruments* [34] que está representado na Figura 4.1.

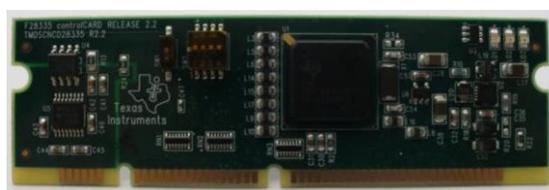


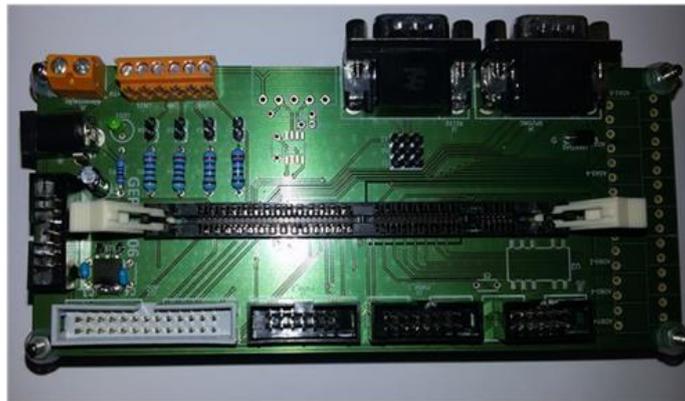
Figura 4.1. DSP *TMS320F28335* da *Texas Instruments*.

Este DSP tem várias funcionalidades e recursos, que estão disponíveis no *datasheet* do mesmo, das quais se destacam:

- Clock de 150 MHz (6,67 ns);
- Unidade de Virgula Flutuante (*Floating-Point Unit - FPU*);
- 1 Módulo de SPI (*Serial Peripheral Interface*);
- 3 Temporizadores (*Timers*) de 32-bits;
- 18 Saídas de PWM (*Pulse-Width Modulation*);
- 16 Canais de ADC de 12-bits (*Analog-to-Digital Converter*);
- 88 Pinos de uso geral (*General Purpose Input/Output - GPIO*);
- *Debug* em tempo real.

4.2.2 Placa de Adaptação do DSP

Na Figura 4.2 está demonstrada a placa de adaptação do DSP, que foi projetada de modo a utilizar as funções e recursos descritos acima de forma mais fácil e simples.



(a)



(b)

Figura 4.2. Placa de adaptação do DSP da *Texas Instruments*: (a) vista superior; (b) vista lateral.

Esta placa pode ser alimentada por duas formas diferentes, no entanto ambas as formas requerem +5 V e GND (ficha *header* ou conector *pitch* de 2 pinos). As saídas dos canais com os PWMs (sinais de comando) estão distribuídas em duas fichas *header*, com a tensão máxima e mínima de +3,3 V e GND, respetivamente.

O ADC do DSP tem um tempo de conversão (de sinal analógico para valor digital) de 80 ns, e cada canal tem uma resolução de 12 bits que não interpreta sinais com valores negativos, como o caso dos sinais provenientes dos sensores desta dissertação. Este problema é resolvido na placa de condicionamento de sinal conectada à placa de adaptação do DSP.

A placa de adaptação do DSP tem também disponível 2 canais GPIOs livres para o utilizador, que podem ser programados a gosto, por exemplo para o acionamento de relés como foi o caso. Adicionalmente, ainda tem dois adaptadores com fichas BD9 para comunicar com outras placas do GEPE: placa de DAC (*Digital-to-Analog Converter*) e placa de *input/output*, e uma interface de comunicação com o programador que está ligado ao computador (porta série RS232).

4.2.3 Placa de Sensor de Tensão

Como já referido anteriormente para as teorias de controlo funcionarem é necessário ter o conhecimento de algumas tensões do sistema (e.g., tensão do barramento cc e as tensões da rede). O problema é que os níveis destas tensões são significativamente altos, sendo necessário utilizar elementos para fazer a aquisição e transpor para valores legíveis pelo ADC. Por segurança e de modo a evitar danificações, foi utilizado isolamento galvânico intrínseco nos sensores de tensão.

O sensor utilizado é de efeito de Hall, e foi o sensor do fabricante *Chen Yang* com a referência de *CYHVS5-25A* [35]. Este é um transdutor de corrente e está representado na Figura 4.3 junto com o seu esquema de montagem.

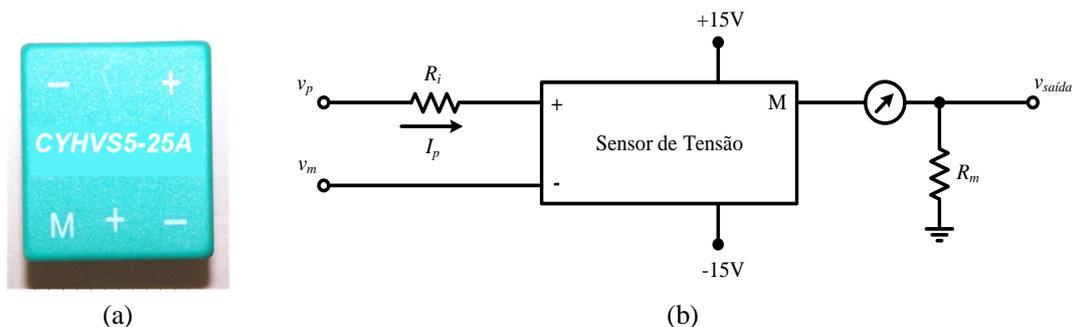


Figura 4.3. (a) Sensor de tensão utilizado; (b) Esquema elétrico.

Um dos motivos que levou à escolha deste sensor de efeito de Hall, foi permitir a leitura de tensões alternadas e contínuas, como o barramento cc e as tensões da rede, e uma gama de valores até ao máximo de 2 kV, garantido ainda isolamento galvânico até 2,5 kV. Pelo esquema elétrico da Figura 4.3 (b), pode-se entender o princípio de medição do sensor. A tensão a medir é convertida pela resistência R_i , numa corrente que atravessa o sensor pelo lado primário. No lado secundário, obtém-se uma corrente com a razão de transformação de 5000:1000 da corrente do primário, que atravessa por sua vez a resistência R_m gerando um sinal de tensão à saída do sensor. Com o devido condicionamento do sinal este depois pode ser lido pelo ADC.

Sabendo que a corrente nominal no primário do sensor (I_p) é de 5 mA nominais, a resistência R_i é calculada pelo valor da tensão eficaz aplicada ao sensor a medir. A equação utilizada para o cálculo da resistência R_i é a equação (4.1):

$$R_i = \frac{V_{RMS}}{I_p} \quad (4.1)$$

Como são utilizados sensores de tensão para medir as tensões da rede e do barramento cc, estes terão valor de R_i diferentes. Assim, nos sensores de medição das tensões simples da rede (tensão de pico de 325 V), no lado primário foram utilizadas duas resistências em série de 27 k Ω , fazendo o total valor de R_i de 54 k Ω . No caso dos sensores do barramento cc, por estar dividido e dimensionado para 400 V (explicado mais a frente), os sensores relativos a cada divisão terão um valor de leitura próximo dos 400 V. Por esta razão foram utilizadas resistências de 27 k Ω e 47 k Ω em série, fazendo o total de R_i de 74 k Ω . Analisando inversamente, com 74 k Ω de resistência o valor máximo permitido para leitura é 518 V, que é uma margem considerável quando o valor estipulado para cada divisão é 400 V. A potência suportada por todas as resistências é 5 W, valor suficiente para aguentar o funcionamento e leitura dos sensores em regime permanente. A potência máxima teórica calculada nas resistências é 2,3 W.



Figura 4.4. Placa de Sensor de Tensão (vista lateral).

Quanto ao lado secundário dos sensores, sabendo que a placa de condicionamento de sinal suporta tensões até +5 V e que a corrente do secundário do sensor (I_S) é 25 mA RMS, pela equação (4.2), o cálculo a resistência de saída R_m , deu o valor de 100 Ω .

$$R_m = \frac{V_{MAX\ rms}}{I_S} \quad (4.2)$$

Ao esquema de montagem da placa do sensor (Figura 4.4 (b)) foi adicionado alguns condensadores eletrólitos e cerâmicos, com a função de filtrar flutuações que poderão aparecer na tensão de alimentação entre +15 V e -15 V. Assim é garantido um valor medido mais fiável. Com todas as placas dos sensores montadas e testadas, as placas para medição do barramento cc foram colocadas junto aos dissipadores, e as placas para medição das tensões da rede junto a base da *platine*, pois, os cabos de ligação à rede estão lá presentes, facilitando assim medir as tensões das fases.

4.2.4 Placa de Sensor de Corrente

Tal como os sensores de tensão, os sensores de corrente são necessários para as teorias de controlo e técnicas de corrente, dando ao conversor as funcionalidades como CAP, por exemplo: a compensação das correntes da carga, injeção da energia na rede vinda da fonte renovável, carregamento do barramento cc, entre outras. Por isso é necessário fazer a aquisição em tempo real das correntes do sistema. Para o CAP, são necessários no total 6 sensores de corrente, sendo 3 relativos às leituras das correntes da carga trifásica e os 3 restantes relativos às leituras das correntes à saída do CAP. Como estas correntes facilmente tomam valores nas dezenas de Amperes (e.g., um curto-circuito), para a evitar a destruição e garantir a segurança do sistema, os sensores de corrente também têm isolamento galvânico entre o lado primário e o secundário.

O sensor escolhido para efetuar estas medições foi o sensor do fabricante *LEM* com a nomenclatura de *LA-55P* [36]. Mais uma vez, igualmente aos sensores de tensão, estes também são de efeito de Hall, permitindo medir correntes contínuas e alternadas com a garantia do isolamento galvânico até 2,5 kV durante um minuto na gama dos 50 Hz e 4,5 kV durante um pulso entre os 1,2/50 μ s. Este sensor da *LEM* é um transdutor de corrente com o rácio de 1:2000 que apresenta uma corrente nominal de 50 A RMS no lado primário, e 25 mA RMS no lado secundário. À semelhança dos sensores de tensão, nestes sensores de corrente a saída também é necessário a resistência de saída R_m , que calculada assume o valor de 50 Ω . Estas resistências dos sensores corrente estão presentes não na placa do sensor, mas na placa de condicionamento de sinal.

Por forma a tornar a medição dos sensores mais sensível e com uma resolução maior, sabendo que diminuirá a gama de valores possível de leitura dos sensores foi passado o fio condutor pelo orifício de medição duas vezes fazendo espiras em torno do sensor. A sensibilidade aumenta e a gama de valores diminui na razão do número de espiras feitas. Nos sensores utilizados na montagem, apenas foram feitas duas espiras em torno. Esta placa também apresenta os condensadores para filtrar as tensões de alimentação entre +15 V, -15 V e GND, está representada na Figura 4.5.



Figura 4.5. Placa de Sensor de Corrente (vista lateral).

4.2.5 Placa de Condicionamento de Sinal e de Proteção

Para o sistema de controlo funcionar corretamente não pondo em risco o conversor de potência, é necessário fazer o condicionamento dos sinais provenientes dos sensores, sabendo que estes não estão na gama admissível pelo ADC, e ainda adicionar proteções por hardware caso as coisas fujam do controlo do utilizador. Assim esta placa de condicionamento de sinal tem a função de transpor os sinais dos sensores para uma gama de valores admissível à leitura pelo ADC interno do DSP. Como o DSP se encontra inserido na placa de adaptação, existe interfaces entre as placas de condicionamento de sinal e de adaptação do DSP.

A placa de condicionamento de sinal tem também alguma responsabilidade na proteção do sistema (proteção por hardware), pois tem circuitos de deteção de anomalias nas grandezas de valores provenientes dos sensores, assim quando um valor saí dos níveis para o qual foi projetado é enviado um sinal para a placa de comando que, instantaneamente, interrompe os PWMs dos IGBTs parando o CAP. Apenas será possível acionar novamente o CAP por intervenção do utilizador, evitando o acionamento sozinho indevido.

Quanto ao circuito de condicionamento de sinais, este recebe os sinais de saída dos sensores e torna-os dispostos nos níveis de tensão adequados entre GND e +3,3 V. Na Figura 4.6 está o esquemático do circuito de condicionamento de sinal de cada canal da placa relativo apenas a um sensor: Sabendo que os sensores são transdutores de corrente, as resistências de saída R_m dos sensores estão presentes neste circuito (R_1 e R_2), e para facilitar o condicionamento dos sinais pois os sensores medem tensões e correntes alternadas, existe um circuito somador que soma um *offset* corrigindo a parte negativa do sinal

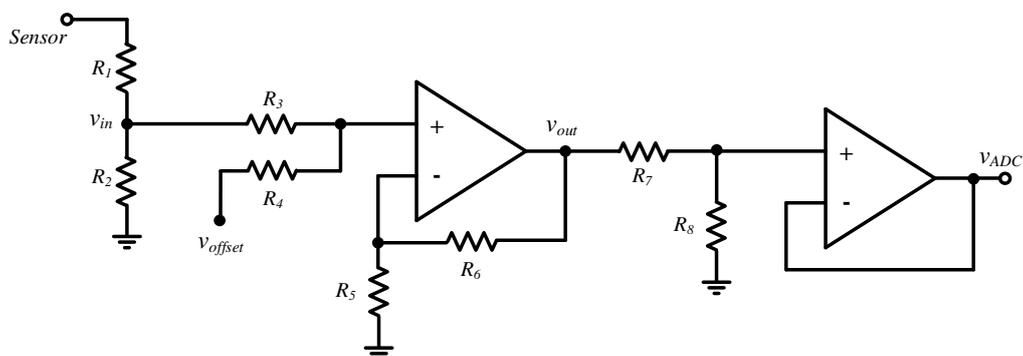


Figura 4.6. Circuito de condicionamento de sinal (montagem amplificadora somadora não inversora).

.Em seguida, com a ajuda de um Ampop, cuja referência é o *LM318*, está montado um circuito amplificador não-inversor com ganho 2, aumentado a amplitude do sinal. Para limitar a amplitude entre +3,3 V e GND foi aplicado um divisor de tensão resistivo pelas resistências R_7 e R_8 . Por fim, o seguidor de tensão, serve para obter teoricamente uma resistência de entrada infinita e resistência de saída nula. A equação (4.3) traduz a relação do sinal de saída do amplificador somador não-inversor (v_{out}) com o sinal de entrada proveniente dos sensores, e a equação (4.4) traduz a relação do sinal de entrada para o ADC (V_{ADC}) com o de saída do amplificador (v_{out}).

$$v_{out} = \left(1 + \frac{R_6}{R_5}\right) \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} v_{in} + \frac{R_3}{R_3 + R_4} v_{offset}\right) \quad (4.3)$$

$$v_{ADC} = \frac{R_8}{R_7} v_{out} \quad (4.4)$$

O valor das resistências R_3 , R_4 , R_5 , R_6 e R_7 é de 10 k Ω , o valor da resistência R_8 é de 15 k Ω . A série das resistências R_1 e R_2 , que corresponde ao R_m dos sensores, dependendo do tipo de sensor, pode ser 100 Ω ou 50 Ω , se for de tensão e correntes respetivamente. No circuito de deteção de erros para proteção do sistema, foi usado comparadores com referência de *LM324*, para comparar o sinal de entrada (v_{in}) com a gama de limites estabelecidos. Assim quando é detetado algum problema vindo dos sensores, o sistema de proteção atua na placa de comando. Isto é feito com um optoacoplador garantindo isolamento entre estas duas placas. O circuito de deteção de problemas, usando os comparadores está representado na Figura 4.7. No circuito as resistências R_9 e R_{11} tomam o valor de 10 k Ω e as R_{10} e R_{12} o valor de 51 k Ω . O sinal de saída v_{erro} tem a amplitude máxima de +15 V utilizado para fazer a ligar o foto díodo presente no optoacoplador.

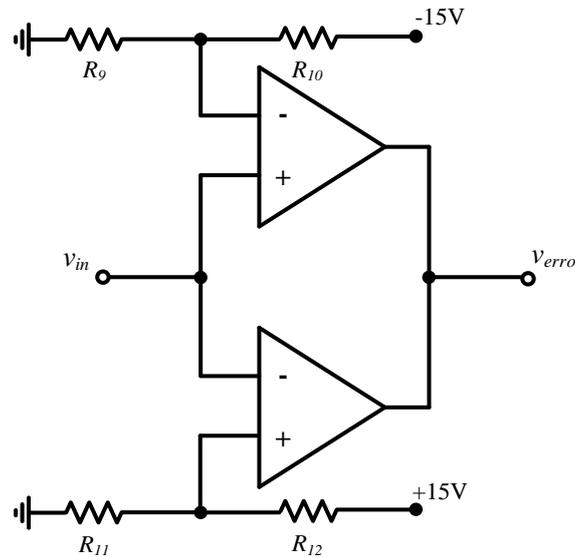
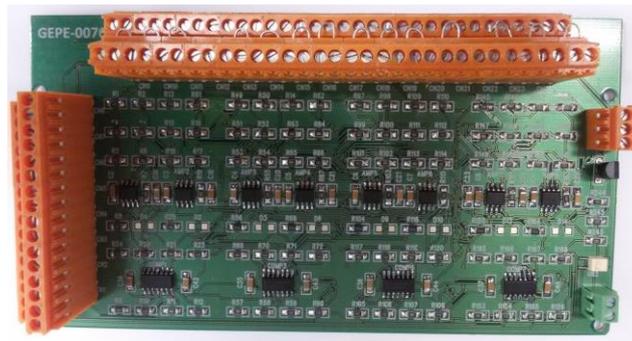


Figura 4.7. Circuito de detecção de erros (montagem comparadora).

A placa com os dois circuitos acima (condicionamento de sinal e detecção de erros), que foi usada nesta dissertação está presente nas imagens da Figura 4.8. Foi desenhada para condicionar 16 sinais de sensores, portanto tem presente 16 vezes os circuitos descritos previamente. Porém, dos 16 canais totais apenas foram utilizados 15, em que 11 correspondem aos sinais dos sensores (tensão e corrente) do CAP e os outros 4 aos sinais dos sensores do conversor cc-cc para interface com o sistema de baterias e a energia renovável (PV). A imagem da placa de condicionamento de sinal e de detecção de problemas está na Figura 4.8, com a visão superior e inferior



(a)



(b)

Figura 4.8. Placa de condicionamento de Sinal e detecção de problemas: (a) vista superior; (b) vista inferior.

4.2.6 Placa de Comando

A placa de comando utilizada nesta dissertação, com todos os seus componentes constituintes, está representada na Figura 4.9. Esta placa tem a capacidade de receber 6 sinais de PWM vindos do DSP por fichas *header* e adaptá-los a serem aplicados aos IGBTs. Os PWMs são aplicados aos IGBTs por intermédio das placas de driver. A placa de comando tem a capacidade de fazer a adaptação de 6 sinais de PWM ao mesmo tempo que é o número de IGBTs presentes no CAP (conversor com três braços). Pelas contas, apenas uma placa destas é suficiente para a realização desta dissertação.



Figura 4.9. Placa de Comando (vista superior).

Como os sinais de PWM vêm com uma amplitude máxima de +3,3 V, a placa de comando eleva a amplitude para os +15 V. De modo a que este sinal seja enviado para as respetivas saídas (2 sinais de PWM por ficha DB9), é necessário fazer um *reset* aos erros que por defeito vêm quando a placa é ligada. Além disso, ainda existe um *enable* externo, que precisa de ser ativado pelo utilizador (por software). Para ajudar o utilizador, na placa existe LEDs verdes que simbolizam a alimentação e o *enable* externo e ainda um LED vermelho que é acionado quando as placas de condicionamento de sinais ou de driver detetam erros. Facilmente se entende, que para os PWMs serem enviados para as saídas na ficha DB9, ambos os LEDs verdes têm de estar acessos e o LED vermelho apagado.

4.2.7 Placa de DAC

A placa de *Digital-to-Analog Converter* (DAC) serve para permitir a visualização de 8 canais analógicos por um osciloscópio. Esta encontra-se apresentada na Figura 4.10. A comunicação entre a placa de DAC e a placa de adaptação do DSP é feita através de uma ficha DB9, utilizando o protocolo *Serial Peripheral Interface* (SPI). A placa de DAC converte sinais digitais recebidos em sinais analógicos, sendo que as saídas dos sinais analógicos estão limitadas entre +5 V e -5 V.



Figura 4.10. Placa de DAC (vista superior).

As saídas analógicas são colocadas nas respetivas fichas BNC fêmeas, permitindo a sua visualização com recurso a um osciloscópio. A razão do valor digital decimal para valor analógico é de 400 decimal por Volt na saída. Para o máximo de +5 V na saída, corresponde ao máximo de 2000 em digital no software.

4.2.8 Placa de Relés

A parte de interface do CAP ou mesmo UPQC com a rede elétrica é feita com disjuntores e contactores. Dependendo do estado de funcionamento do UPQC, a interface com a rede muda, e é controlada pelo sistema de controlo. Sabendo o princípio de funcionamento dos contactores, que contrariamente ao dos disjuntores (atuação manual), são atracados e desatracados (abertos e fechados os seus contactos) quando lhes é aplicada uma tensão à bobina interna.

O sistema de controlo consegue atuar sobre os contactores através da placa de relés, e para isso, conta com os transístores *BC556B*. Na Figura 4.11, está representado o esquema com a sequência de acionamentos desde o sinal de comando do DSP até à atuação do contactor, permitindo a interface do CAP com a rede.

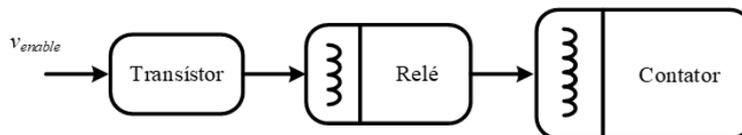


Figura 4.11. Esquemático da Sequência de acionamentos da conexão do CAP à rede.

À placa já projetada no GEPE foram efetuadas algumas alterações na ferramenta *PADS*, nomeadamente a separação da massa entre circuitos de relés. Isto foi feito devido ao facto de que dois sistemas de controlo separados com fontes de alimentação distintas estarem conectados à mesma placa. Um dos sistemas de controlo comanda os contactores da interface do CAP com a rede e outro sistema os contactores da interface do CAS. Na Figura 4.12, está representada a placa de relés.

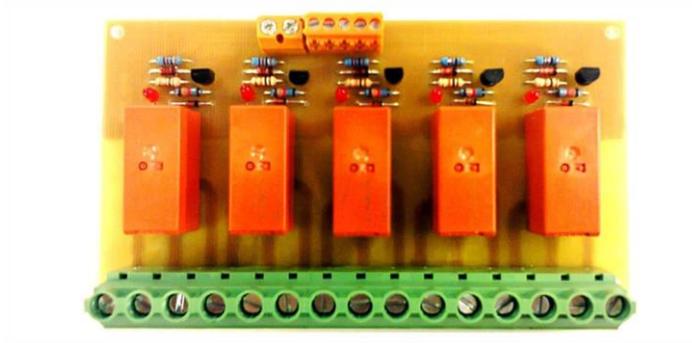


Figura 4.12. Placa de Relés.

Na Figura 4.13, está o esquema elétrico da placa em que cada relé está inserido num circuito igual apresentado abaixo.

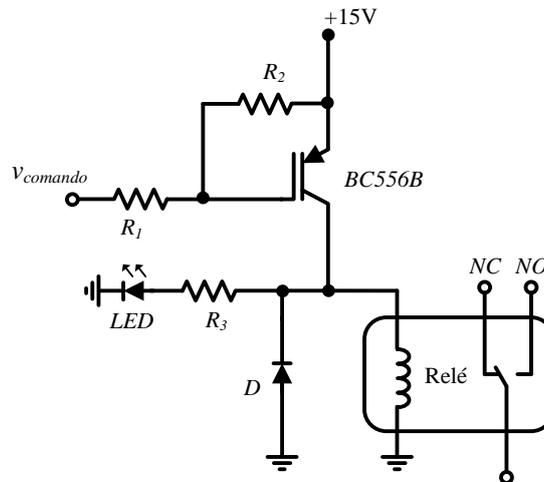


Figura 4.13. Circuito para acionamento dos Relés.

O relé usado é um relé de 12 V dc da marca *FINDER*, que tem uma saída normalmente aberta (*NO*) e uma normalmente fechada (*NC*). A resistência R_3 no esquema tem o valor de 1,3 k Ω , e as outras duas (R_1 e R_2) foram dimensionadas especificamente para o transistor. Existe ainda um diodo, com a função de criar um caminho livre para a corrente até se extinguir, quando o transistor corta a passagem da corrente, isto é, desatracando o relé. O diodo é intitulado como diodo de *free-wheeling*, pois tem a função de criar um caminho livre até a corrente da indutância interna do relé se extinguir.

4.2.9 Placa de Drive dos IGBTs

É necessário separar o andar de controlo do andar de potência, pois o andar de controlo contem microcontroladores e placas com circuitos lógicos que operam com níveis de tensões e correntes baixos, fazendo os níveis de energia do andar de controlo não serem significativos comparando com o andar de potência. Sabendo que ambas as partes têm de estar conectadas, torna-se novamente imprescindível o isolamento para garantir o bom funcionamento e segurança de todo o sistema. Esta fronteira é obtida pelos circuitos de driver.

Nesta dissertação foram escolhidos os IGBTs como semicondutores de potência, que são dispositivos controlados por tensão no terminal de *Gate*, e que estão constantemente a comutar a zona de funcionamento. O IGBT também possui uma capacitância, que nas comutações responde com um consumo de pico de corrente (níveis de energia que o andar de controlo por vezes não consegue suportar). Além disto, como o conversor é constituído por módulos de braços de IGBTs (ligados paralelamente ao barramento cc), o terminal emissor do semicondutor de cima (ponto médio entre IGBTs) é um ponto flutuante, pois a tensão varia consoante o estado de funcionamento do CAP, podendo ser a tensão de uma das fases da rede, ou a tensão do barramento. Com isto os sinais PWM têm referências potenciais diferentes, que implica o isolamento entre eles.

Devido a estes requisitos, a placa de driver é equipada com um driver da *Semikron*, cuja referência é *SKHI 22 A (R)* [37]. O driver referido já é um driver duplo, próprio para módulos de braços de IGBTs da própria marca, e garante isolamento até 1,5 kV. Ainda pelo *driver*, também é gerado *deadtimes* nos sinais de PWM, pela adição de resistências devidamente dimensionadas.



Figura 4.14. Placa de Driver dos IGBTs.

4.2.10 Placa de Proteção dos IGBTs

Cada IGBT possui um circuito associado para a proteção da *Gate* do mesmo, e esse circuito está presente na placa da Figura 4.15. De igual modo aos Drivers que contêm dois canais de PWM e são aplicados a dois IGBTs (módulo relativo a um braço do conversor), estas placas também contêm dois circuitos de proteção para dois IGBTs.



Figura 4.15. Placa de proteção da *gate*.

Os IGBTs do projeto têm esta placa como interface com a placa de *driver* de modo a garantir a proteção do mesmo, pois apesar dos *drivers* já fazerem o isolamento com o circuito a montante como DSP, placas de comando, fonte de alimentação, entre outras e o isolamento entre canais PWM do mesmo braço, ainda é preciso garantir proteção dos IGBTs dos *drivers* se algo correr mal. Nas saídas dos *drivers* já tem resistências para limitar a corrente que flui para a *gate* mas é necessário o circuito de proteção feito com uma resistência em paralelo e dois díodos de *zener* em série, com a função de limitar a amplitude da tensão dos sinais de PWM vindos dos *drivers*. O circuito da proteção da *gate* com a resistência de saída do *driver* está representado na Figura 4.16.

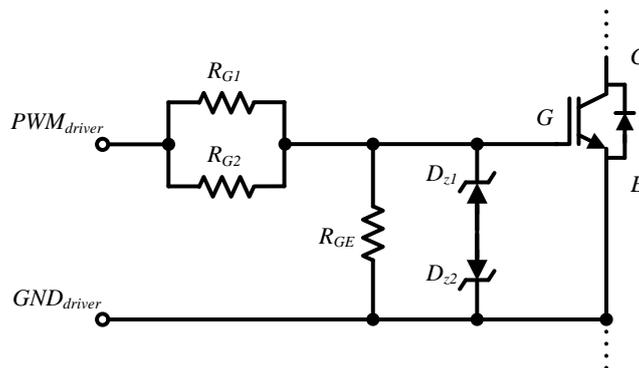


Figura 4.16. Circuito total para proteção da *Gate* dos IGBTs.

4.2.11 Fonte de Alimentação

Ao longo deste capítulo foram apresentadas algumas placas com tensões de alimentação diferentes devido aos seus circuitos internos. Para a construção do sistema de controlo desta dissertação foi utilizada uma fonte de alimentação comutada com todos os níveis de tensões requeridos pelos circuitos anteriores e ainda como o projeto tem interface com a rede elétrica, a fonte de alimentação comutada foi ligada aos 230 V de umas das fases da rede. Assim sendo, a fonte utilizada uma fonte de alimentação, modelo *TXL 060-0533TI* da marca *TRACO Powers*. Esta contém três saídas isoladas com os valores de +15 V, -15 V e +5 V. Apesar das saídas serem isoladas, as placas PCBs contêm circuitos internos com várias alimentações que ainda por cima estão conectadas entre si, por isso foi necessário ligar os GNDs (referências) externamente à saída. Esta fonte sintetiza as correntes das saídas com uma frequência de 50 kHz. A potência está limitada aos 60 W por cada saída isolada, por isso foi garantido que a soma da potência consumida por todas as placas ligadas à mesma saída nunca chega a esse valor.

4.2.12 Montagem do Rack de Controlo

Com todas as placas e seus respetivos circuitos apresentados, partimos para a construção do sistema de controlo dentro de uma caixa, que se denomina de *rack* de controlo. Por questões de tamanho e posicionamentos na *platine* do projeto, foi desenhado na ferramenta *Visio* um esquema aproximado do real para a construção do *rack*. O esquema está na Figura 4.17, e não incorpora as ligações entre placas.

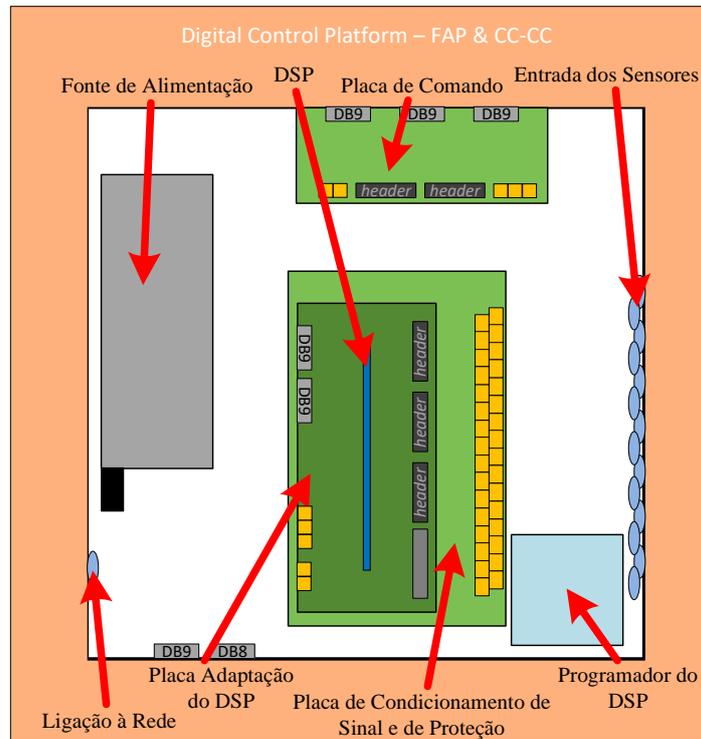


Figura 4.17. Esquema no *Visio* do rack de controlo.

Observando o esquema acima, vê-se que os sinais de entrada provenientes dos sensores de tensão e correntes vêm da direita do *rack* (fichas redondas de 4 pinos fêmeas). Estes serão ligados à placa de condicionamento de sinal e proteção, que já dito anteriormente, serve para transpor os sinais dos sensores para uma gama de valores admissível à leitura pelo ADC interno do DSP e ainda detetar anomalias nos sinais. A placa de condicionamento e proteção está no meio da base do *rack*. Posto isto, após os sinais já condicionados são enviados para a placa de adaptação do DSP, que se encontra mesmo por cima da placa anterior. O DSP por sua vez está adaptado na placa de adaptação do DSP também no centro do *rack*. No caso de serem detetadas anomalias nos sinais dos sensores, por exemplo, fora da gama de valores aceitáveis, é enviado pela placa de condicionamento um sinal um *disable* das comutações para a placa de comando. A placa de comando encontra-se no topo do *rack*, junto à margem, pois o *rack* será aberto nesse sítio, onde serão conectadas as fichas DB9 macho de envio dos PWM (sinais de comando) para os drivers. Como este *rack* de controlo é relativo ao controlo do conversor cc-cc e do CAP, foram utilizadas duas placas de comando, uma em cima da

outra, para o controlo do seu respetivo conversor. A fonte de alimentação comutada está à esquerda no *rack* com o seu ponto de ligação com a rede. A partir desta fonte de alimentação saem fios para todas as placas. Nesta figura é ainda possível observar que no canto inferior esquerdo, estão duas fichas DB9 para comunicação por protocolo SPI com o exterior, nomeadamente para ligação a um computador controlado pelo utilizador e à placa de DAC. Assim, o utilizador pelo computador controla o sistema do *rack*, e ainda consegue observar os sinais no Osciloscópio pelo DAC. Para enviar o código C para o DSP, está o programador no canto inferior direito junto às entradas dos sinais dos sensores. O programador também será ligado ao computador. Após o esquema do *Visio* feito e pensado, segue-se a montagem real do *rack* de controlo. De acordo com o esquemático, a montagem obtida está mostrada na Figura 4.18. A placa de driver e a de proteção dos IGBTs estão junto do CAP, a placa de Relés está perto dos contactores e as placas dos sensores estão espalhadas pela *platine* de modo a facilitar as medições nos pontos corretos.

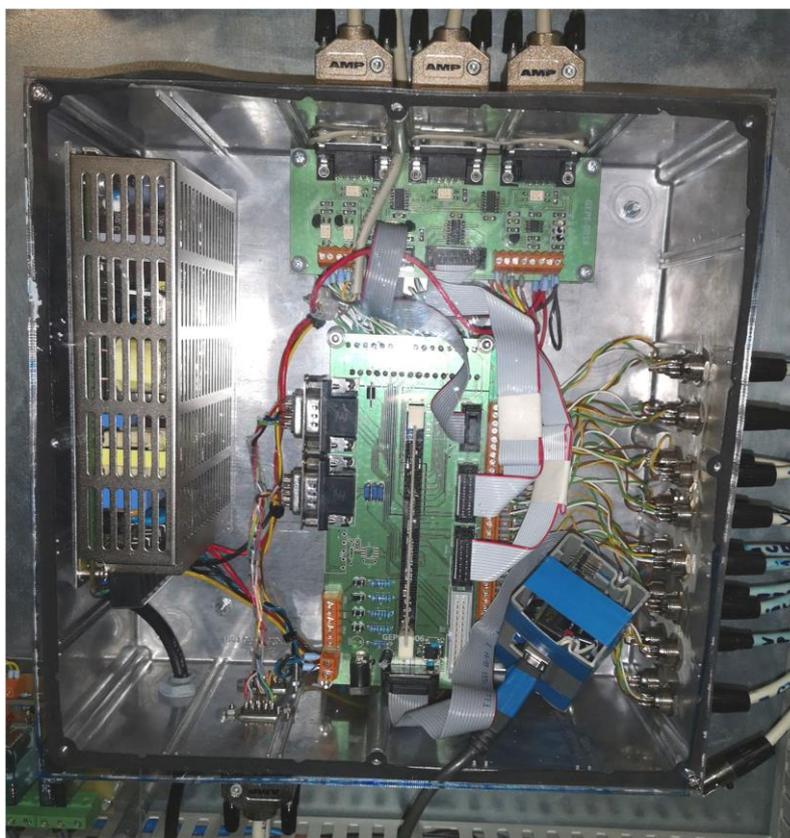


Figura 4.18. *Rack* de Controlo.

4.3 Sistema de Potência

Neste subcapítulo é apresentado o sistema desenvolvido para o andar de potência, mais propriamente o conversor cc-ca trifásico bidirecional de três braços e a interface com a rede elétrica. Este conversor é o responsável pelo funcionamento como CAP, mas como está

integrado num projeto com outros conversores (UPQC), este documento também remete a alguns componentes partilhados entre todos os conversores. Assim é demonstrado como foi feita a montagem do conversor cc-ca, e apresentado os seus elementos constituintes, como os elementos passivos (bobinas e condensadores), semicondutores de potência, entre outros, e as suas características.

4.3.1 Semicondutores de Potência

Os semicondutores de potência são os elementos do conversor, que quando controlados corretamente através de comutações em alta frequência, sintetizam as correntes de CAP fluindo pela indutância de acoplamento. A escolha dos semicondutores utilizados vai de forma a responder aos requisitos do projeto, como por exemplo: fluxo das potências englobadas no CAP como no UPQC, os limites estabelecidos para as correntes, as compensações dos harmónicos de corrente, a frequência de amostragem de 40 kHz, a frequência de comutação de 20 kHz, a tensão do barramento cc e tensões da rede, também proteções necessárias incorporadas ao projeto, entre outras mais. Por análise, os semicondutores escolhidos em conjunto com os circuitos de driver, foram os IGBTs da marca *Semikron* com a referência de *SKM100GB12T4* [38], que vêm incorporados em módulos.

Na Figura 4.19 está representado o módulo de IGBTs escolhido utilizado na construção do conversor, que apresenta algumas características importantes, como suporte até tensões de 1200 V e correntes máximas de 100 A nominais.



Figura 4.19. Módulo *SKM100GB12T4* da *Semikron*.

Estes módulos contêm IGBTs da 4^o geração da *Infineon* [38], permitem uma frequência máxima de comutação de 20 kHz, possuem uma impedância interna de 30 nH e ainda um diodo de *free-wheeling* por cada IGBT. Pela frequência de comutação relativamente mais baixa (ainda frequências na ordem dos kHz) comparado com outros IGBTs ou outros semicondutores, como o caso dos MOSFETs, estes são classificados como IGBTs lentos.

Apesar de serem classificados como lentos, este foi o módulo de IGBTs escolhido por responder aos requisitos necessários à realização do projeto, como suportar tensões acima dos 800 V do barramento cc, potências aproximadamente de 3 kW por fase, e correntes elevadas em frequências harmônicas. No capítulo das simulações, a frequência de comutação foi limitada pela modulação SPWM aos 20 kHz, sendo obtidas correntes sintetizadas com boa qualidade, não pondo em causa o funcionamento do conversor como CAP, nem a resolução de problemas de QEE.

Como a topologia do conversor escolhida apresenta 3 braços de IGBTs e sabendo que cada módulo *SKM100GB12T4* contém o esquemático da Figura 4.20, que corresponde exatamente a um braço, são necessários apenas três módulos para a realização desta dissertação.

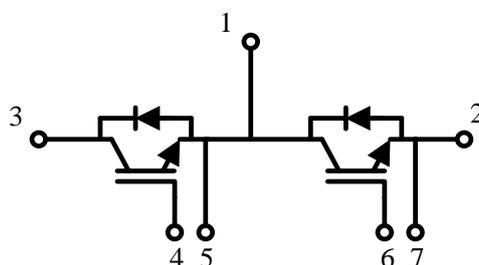


Figura 4.20. Esquemático do Módulo de IGBTs da *Semikron*.

As correntes são sintetizadas à saída do CAP pelas comutações dos IGBTs. As comutações, por outras palavras, são as transições entre os modos de operação do semicondutor, isto é, pode estar na saturação (circuito fechado, permitindo a passagem da corrente) ou na zona de corte (em circuito aberto, não permitindo a passagem da corrente). Ainda existe um terceiro modo de operação, que se denomina de na zona de tríodo, mas o comportamento desta zona (condutividade, mas com alguma resistividade à passagem da corrente) não nos é interessada, pois esta zona implica maior perda de energia por dissipação, temperaturas mais elevadas e conseqüentemente pior rendimento do CAP. Posto isto, o sistema de controlo regulando as comutações dos IGBTs, terá de o fazer apenas nas transições entre as duas zonas: corte e saturação.

Este IGBT como todos os semicondutores, apresenta uma capacitância na entrada da *gate*, que é responsável pelos picos de corrente consumidos quando este é comutado. Essa é a razão por ser chamada de capacitância parasita, que muda em função da tensão aplicada entre a *gate* e emissor (V_{GE}).

4.3.2 Bobina de Acoplamento à Rede Elétrica

A bobina de acoplamento do conversor é a interface entre o CAP e a rede, e é o elemento responsável por sintetizar a corrente da saída do CAP (i_F). O *ripple* que a corrente de saída i_F apresenta está relacionado diretamente com a frequência de comutação (20 kHz) e com o valor da indutância. A relação é descrita pela equação (4.5):

$$v_L = L \cdot \frac{di_F}{dt} \quad (4.5)$$

Pela análise da equação acima pode-se concluir que quanto maior for a tensão aplicada à bobina maior é a variação provocada na corrente, ou ainda, quanto maior for o valor da indutância (L), mais esta se impõe à variação (Condicionador da corrente), logo o *ripple* da corrente é menor. Com estas conclusões e com o objetivo de sintetizar as correntes das frequências harmónicas, foi colocado no conversor bobinas com o núcleo partilhado por dois enrolamentos. Foi utilizando o equipamento *Hioki 3532-50 LCR Hitester*, que contém uma ponte LCR para medir o valor da indutância da bobina em diferentes frequências, com um ou os dois enrolamentos, os resultados obtidos estão presentes na Tabela 4.1.

Tabela 4.1. Valores das Indutâncias obtidas pelo *Hioki 3532-50 LCR Hitester*.

Frequência	L _{1enrolamento}	L _{2enrolamentos}
50 Hz	1,78 mH	6,84 mH
20 kHz	0,812 mH	2,78 mH
40 kHz	0,677 mH	2,32 mH

No Capítulo 3 das simulações foi utilizado um valor de indutância de 5 mH e apresentou correntes sintetizadas com boa qualidade. No entanto, pelos testes da bobina utilizada na realidade, esta com os dois enrolamentos apresentou à frequência de comutação de 20 kHz, uma indutância de 2,7 mH e à frequência da rede uma indutância de 6,84 mH com ESR desprezável. A imagem das bobinas está na Figura 4.21. O facto de a bobina apresentar o núcleo partilhado pelos dois enrolamentos contribuiu para a redução do ruído comum emitido. Mais tarde, durante a realização de testes práticos, foi colocado o CAP a compensar cargas que consomem correntes com mais distorção harmónica do que as simuladas, o que implicou um declive maior na corrente (di_F/dt). Por este motivo, foi retirado um dos enrolamentos em volta do núcleo, fazendo apenas metade da indutância inicial à frequência da rede (2,7 mH).



Figura 4.21. Bobina de núcleo partilhado para acoplamento com a rede.

Com isto a corrente já conseguia acompanhar a sua referência e resolver problemas de QEE relacionados com a corrente. Para o projeto foram utilizadas 3 bobinas destas para a sintetização das correntes de saída do CAP (i_c), cada bobina era relativa a uma das fases.

4.3.3 Condensadores do barramento CC

Para garantir o funcionamento correto do sistema e poder injetar energia na rede seja ela para compensar harmónicos de corrente ou para injetar potência ativa na rede, é necessário que o barramento cc tenha a capacidade de armazenar uma quantidade de energia considerável e uma tensão mínima. Além disto, o conversor é cc-ca bidirecional e do lado cc o *ripple* que a tensão apresenta não pode ser demasiado elevada, para não por em risco o seu funcionamento como o dos outros conversores interligados pelo barramento. Posto isto, é com recurso a condensadores e a um controlo PI para regular a tensão neles que este conversor garante uma tensão estável no barramento cc em regime permanente. Deste modo, os condensadores escolhidos para o barramento foram os *B43456 A4828 M* do fabricante *EPCOS*. São condensadores eletrolíticos que suportam uma tensão até 350 V e possuem uma capacidade de 8200 μF . A imagem do condensador está presente na Figura 4.22. Como na topologia VSI do conversor, o barramento cc apresenta o ponto médio para fazer ligação ao neutro do sistema e a tensão têm de ser obrigatoriamente superior ao valor máximo da tensão aplicada ao conversor no lado da rede, foram utilizados 8 condensadores *B43456 A4828 M* de maneira a construir o barramento para dar enfase aos requisitos impostos acima.

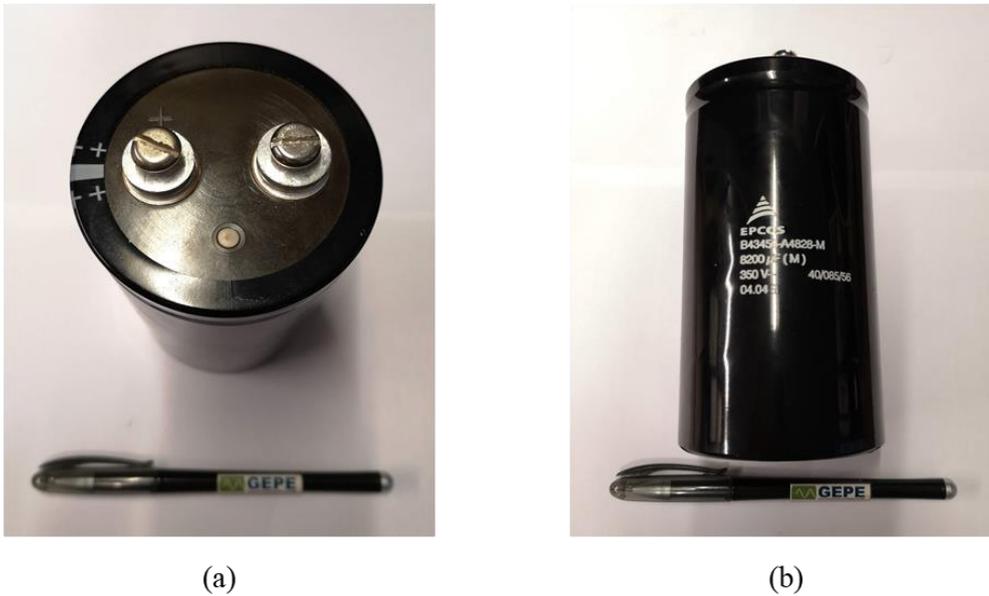


Figura 4.22. Condensadores B43456 A4828 M da EPCOS: (a) vista superior; (b) vista frontal.

O esquema de ligações utilizando os 8 condensadores para a construção do barramento cc está na Figura 4.23, fazendo 1400 V de tensão total máxima aplicável com uma capacitância total de 4100 μF .

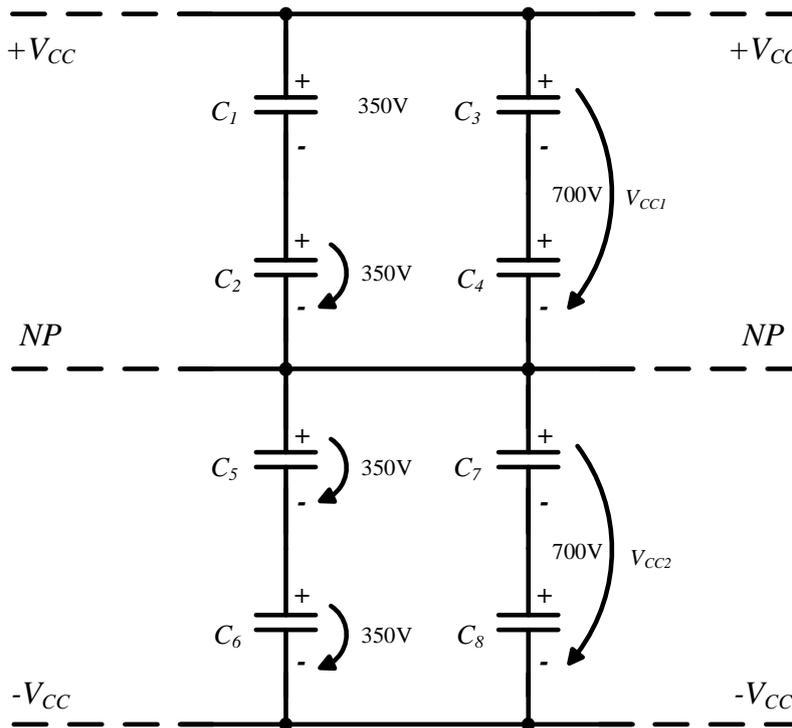


Figura 4.23. Esquema de ligações dos condensadores do barramento cc.

Devido às potências em jogo e aos condensadores apresentarem nos seus terminais parafusos de 4 mm de diâmetro, as ligações do esquema acima foram feitas com barras de cobre. O barramento montado está na Figura 4.24, contando com a limitação do espaço da *platine* onde foi colocado. As barras de cobre vão até aos conversores do UPQC, estando ligadas aos módulos de IGBTs, pois estes partilham o mesmo barramento controlado pelo CAP.

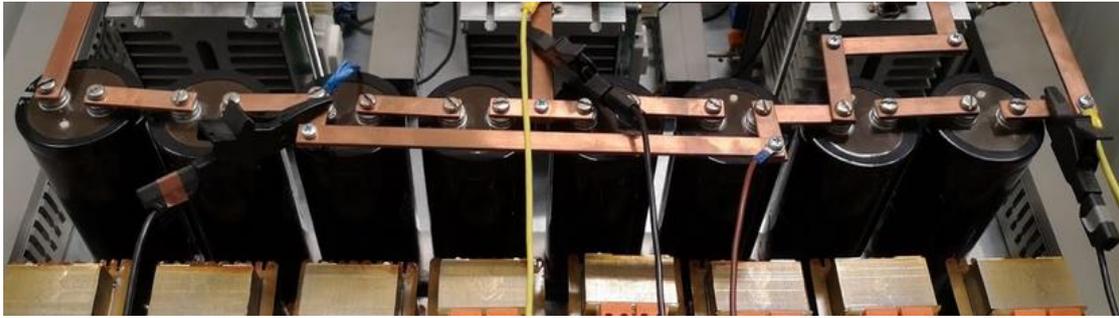


Figura 4.24. Montagem do barramento cc.

4.3.4 Resistência de Pré-Carga

Sempre que o CAP é conectado à rede, como os condensadores encontram-se totalmente descarregados, é necessário de fazer o carregamento do barramento cc através das resistências de pré-carga. Com elas é limitado o pico das correntes consumidas durante todo o processo, e assim suavizar a pré-carga sem levar à ativação dos sistemas de proteção. De seguida são lhes feito um *by-pass* ligando o CAP diretamente à rede para realização das suas funções.

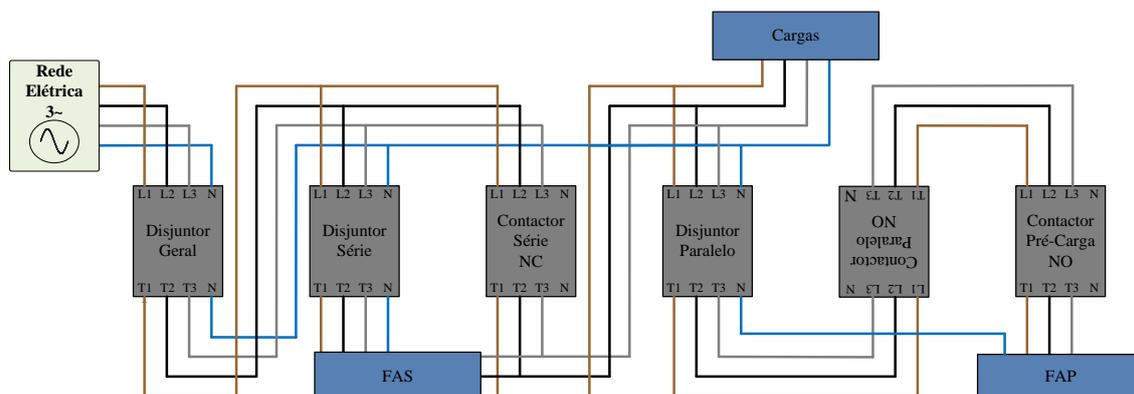


Figura 4.25. Resistências de pré-carga.

Foram utilizadas as resistências de potência da Figura 4.25 com o valor de 100Ω em cada fase. Estas suportam potências até 50 W .

4.3.5 Interface com a Rede Elétrica e Proteções

Tal como para a montagem do *rack* de controlo, a interface do CAP e do UPQC com a rede também foi desenhada num esquema no *Visio* para facilitar as ligações da montagem real dos contactores e disjuntores. A interface com a rede elétrica conta com estes para fazer a proteção por hardware e software (Figura 4.26).


 Figura 4.26. Esquema no *Visio* da interface do UPQC com a rede.

Observando o desenho do *Visio*, são utilizados 3 disjuntores trifásicos tetra-polares (Geral, do Condicionador Série e do Condicionador Paralelo) e 3 contactores trifásicos. Na montagem real existe mais componentes utilizados para a interface com a rede como as fichas de alimentação dos *racks* de controlo, as resistências de pré-carga, entre vários outros. Relativamente ao CAP é importante retirar a ligação do meio do barramento cc ao neutro. Os disjuntores utilizados são desatrancados automaticamente (proteção por hardware) quando as correntes alternadas que os atravessam superam o valor de 16 A nominais. A proteção pelos contactores trifásicos é feita por software, quando na leitura dos sensores as tensões do barramento excedem valores estipulados pelo utilizados, desatrancando o CAP da rede (pelo comando vindo DSP - software). Na Figura 4.27 está a montagem real concebida para interface do UPQC trifásico com a rede.

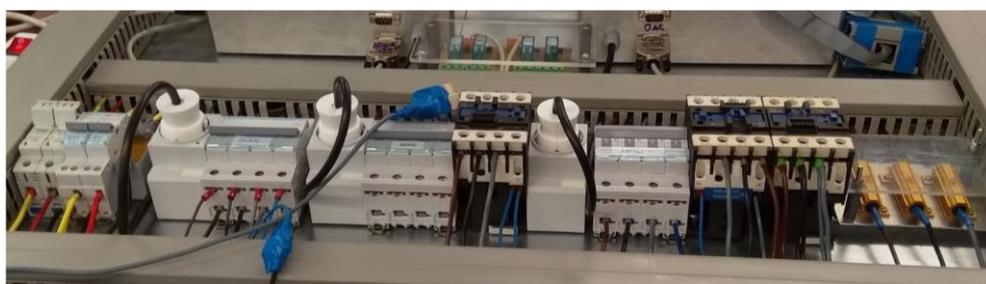


Figura 4.27. Interface do UPQC trifásico com a rede e proteções.

4.4 Montagem do CAP e do UPQC

Ao longo deste capítulo, foram descritos os elementos utilizados no andar de potência para o conversor cc-ca utilizado como CAP. Relativamente à construção, vários aspetos foram tomados em conta como o tamanho disponível, orientação dos cabos, peso do conversor, etc. Por esta razão foi feito novamente na ferramenta *Visio* um esquema com as dimensões reais para ajudar no planeamento e disposição dos elementos do CAP e ainda do projeto onde está enquadrado (UPQC), antes de partir para a montagem real. O esquema apenas do CAP feito no *Visio* está na Figura 4.28.

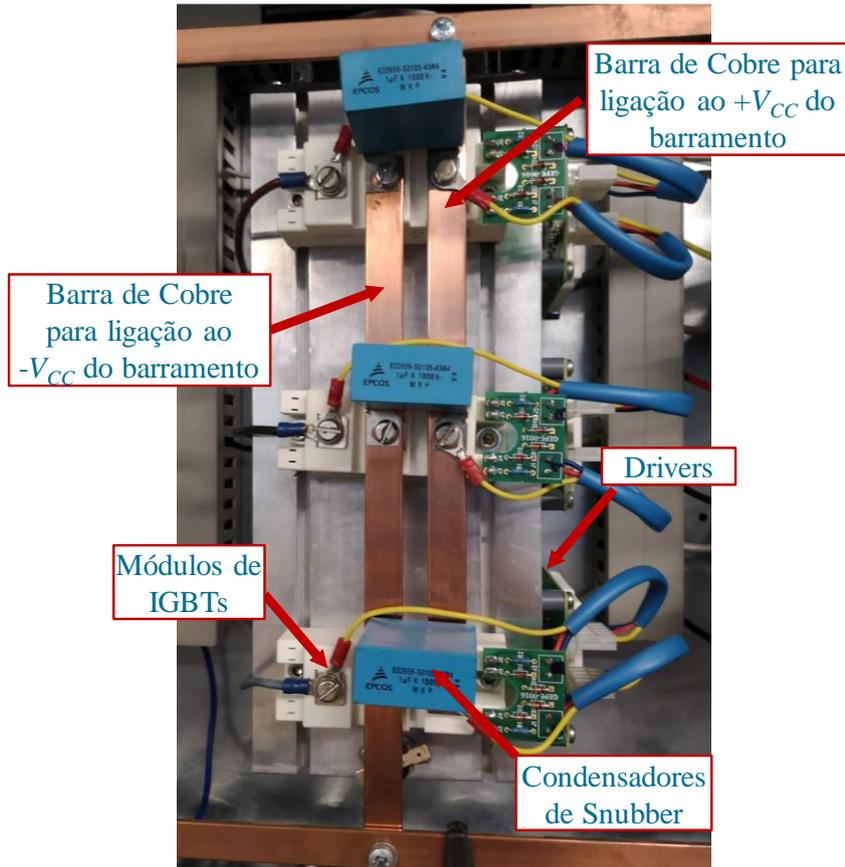


Figura 4.29. Montagem do CAP.

Em conjunto com outros alunos de mestrado relativos às construções dos restantes conversores intrínsecos ao UPQC, após todos os conversores terem sido montados foram adaptados à *platine* como se pode ver na Figura 4.30. Estão todos à mesma distância.

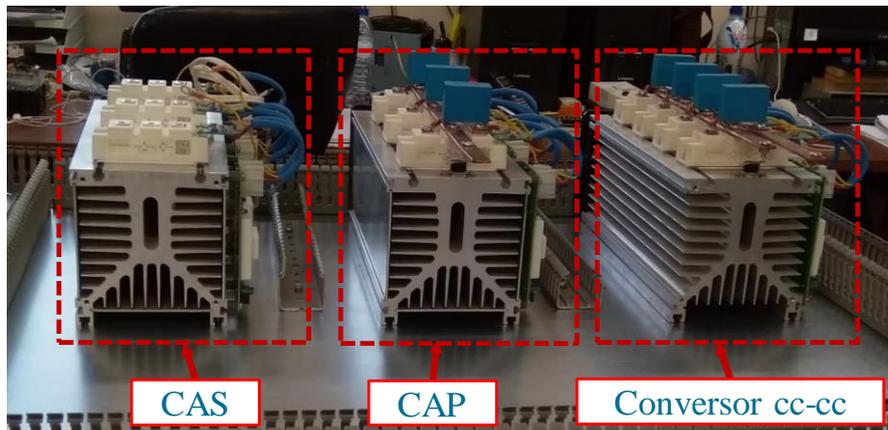


Figura 4.30. Montagem dos conversores na *platine*.

Posto isto, no *Visio* também foi desenhado o esquema final (Figura 4.31), relativo à *platine* do UPQC trifásico, composto pelos seus conversores de potência tal com foram adaptados acima, pelo barramento cc, pelas bobinas de acoplamento, pelos *racks* de controlo (Plataformas digitais de controlo), a interface com a rede, e na base os sensores e transformadores do CAS.

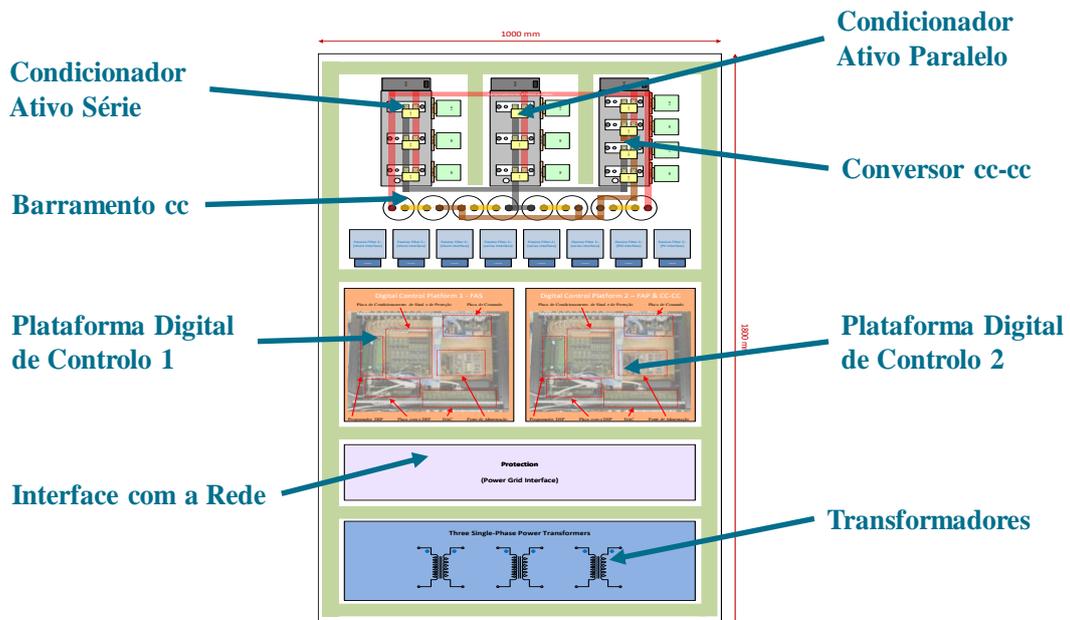


Figura 4.31. Esquema no *Visio* do UPQC trifásico.

À semelhança do esquema de construção do *Visio*, está na Figura 4.32 a fotografia da montagem do UPQC trifásico obtido na realidade.

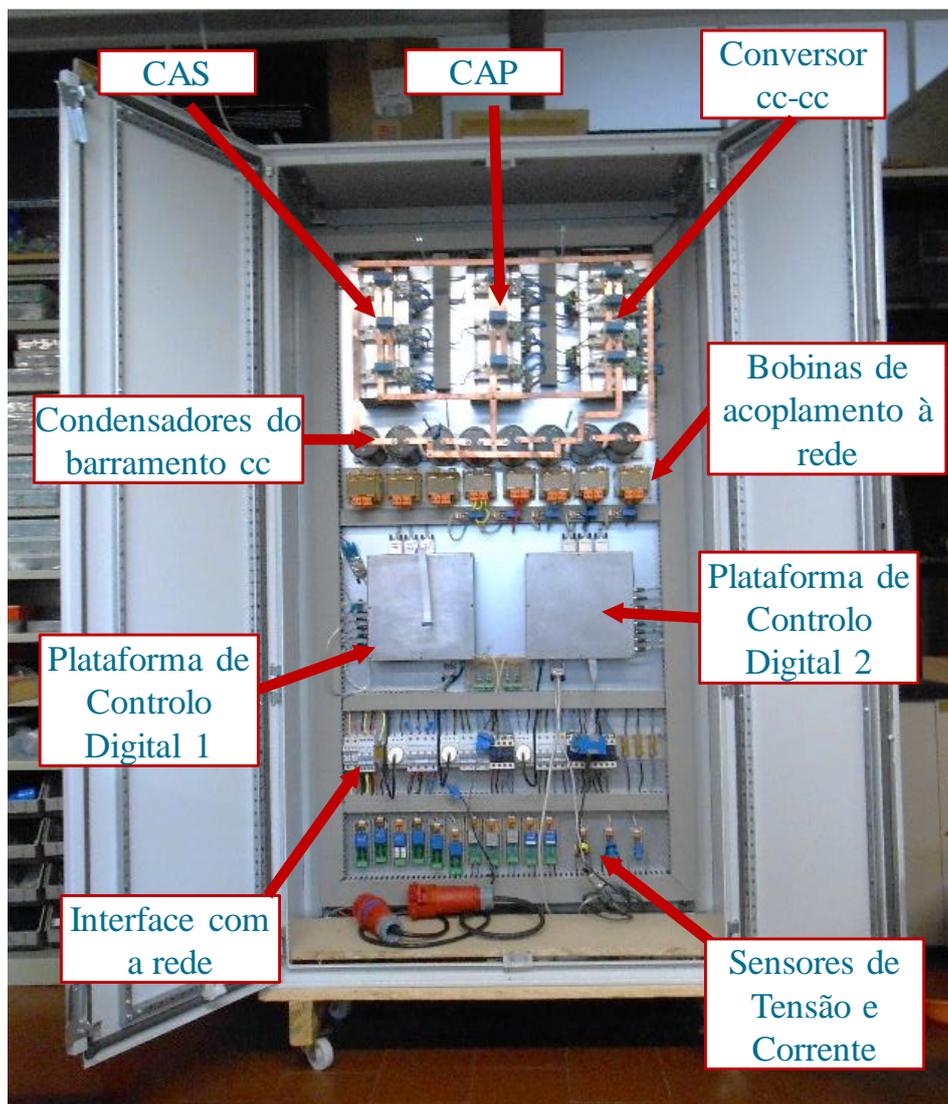


Figura 4.32. Fotografia do UPQC trifásico no armário.

4.5 Conclusões

Ao longo deste capítulo foi apresentado o sistema de controlo e de potência separadamente com a descrição dos seus elementos constituintes bem como as suas funções. Por este motivo, a apresentação do sistema de controlo foi iniciada pela o seu DSP respetivo, e seguido ao DSP, foram as várias placas PCBs utilizadas na construção do *rack* de controlo. Durante a descrição das placas foram demonstrados os seus circuitos elétricos correspondentes e as suas funções. Também foram dimensionados certos componentes dos circuitos das placas. As placas PCBs apresentadas foram: de adaptação do DSP, de condicionamento de sinal e proteção, dos sensores de tensão e corrente, de comando, de DAC, dos Relés, dos Drivers bem como as de proteção dos IGBTs. No fim, foi descrito também a fonte de alimentação dc comutada utilizada, pois as várias placas PCBs necessitam de alimentações diferentes. Posto isto, com todas as placas testadas e prontas, para facilitar a contração do *rack* de controlo, que é relativo ao CAP e ao conversor cc-cc do UPQC, foi feito um esquemático na ferramenta *Visio*. À semelhança do esquemático, foi demonstrada uma imagem da construção real conseguida do *rack* de controlo.

Quanto ao sistema de potência, foi descrito primeiramente os semicondutores de potência utilizados, que como já dito, foram do tipo IGBTs em módulos da marca *Semikron*. De seguida, foram as bobinas de acoplamento com a rede, cujo núcleo é mútuo entre dois enrolamentos fazendo um valor total de 5 mH à frequência da rede. Os condensadores do barramento cc foram da marca *EPCOS*, que suportam tensões até 350 V e possuem uma capacidade de 8200 μ F. O total do barramento suporta tensões até 1400 V. Tal como para o Rack de controlo, também foi desenhado no *Visio* a interface do UPQC com a rede, que conta com a interface também do CAP.

No fim do capítulo, está apresentada a imagem da construção do UPQC, onde se encontra o CAP desta dissertação com o sistema de controlo e de potência apresentado. A construção foi conseguida após meses de trabalho. Segue-se a validação prática de todo o sistema.

Capítulo 5

Validação Experimental do Protótipo Desenvolvido

5.1 Introdução

Este capítulo é referente à validação experimental de todas as funções do CAP, que já foram validadas no Capítulo 3 pelas simulações computacionais do mesmo. Algumas das funções são o sincronismo com a rede (PLL), a injeção e extração de energia na rede, o carregamento do barramento cc e a regulação pelo controlo PI, e ainda a compensação das correntes das cargas pela implementação das teorias da corrente.

Ao longo do capítulo estão exibidos os resultados experimentais das funções do CAP obtidos para resolução de problemas de QEE das correntes num sistema trifásico. Na Figura 5.1 é apresentada uma visão geral da bancada de trabalho onde foram realizados os vários testes experimentais.

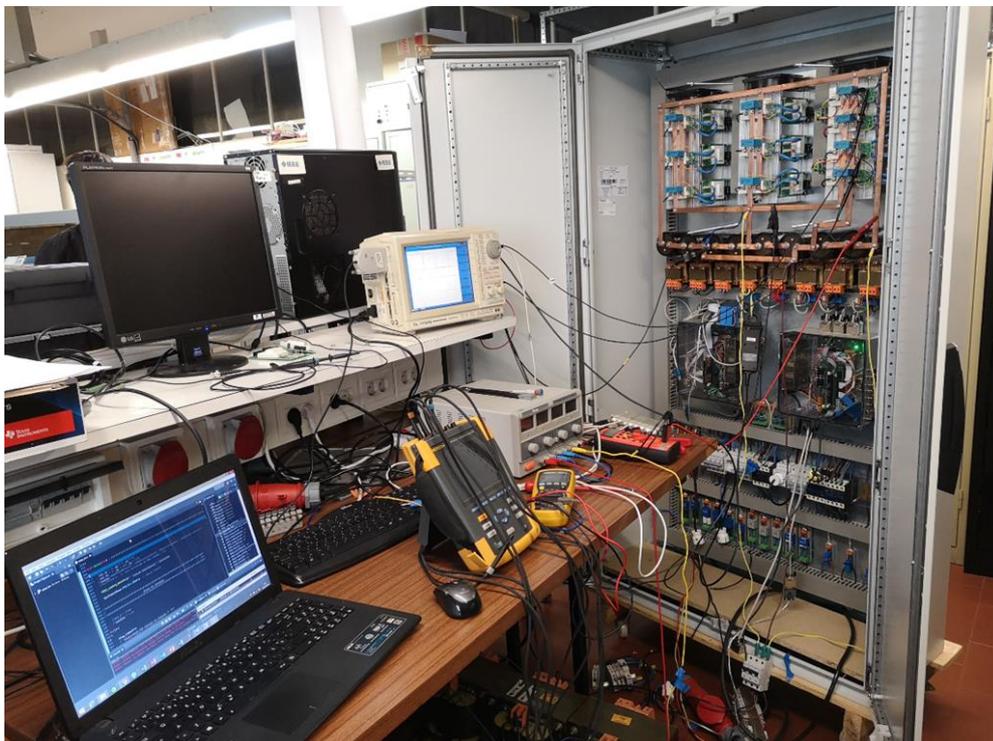


Figura 5.1. Imagem da bancada de trabalho.

Pode-se visualizar o armário com a *platine* lá dentro, onde está presente todo o hardware montado para o UPQC, desde o conversor cc-cc, o CAP, o CAS, como os sensores de tensão e corrente, os *racks* de controlo, as indutâncias de acoplamento, os condensadores

do barramento, cabos, entre outros elementos... Ao lado do armário em cima da bancada, também é possível observar alguns equipamentos utilizados para registar os resultados dos modos de funcionamento do sistema. Os equipamentos foram um osciloscópio da *Yokogawa DL708E*, um osciloscópio digital da *Tektronix*, um analisador de QEE *Fluke 435* e ainda multímetros. Alguns dos resultados contaram com a ajuda do DAC para visualizar e registar certas variáveis importantes. Os resultados experimentais obtidos da operação do CAP em regime transitório e permanente, foram feitos num sistema trifásico, mas foram utilizados transformadores para baixar as tensões simples da rede para 50 V nominais. Os transformadores foram ligados em estrela no lado primário e secundário, com a razão de transformação de 230V/50V. Mais tarde já com os modos de operação validados foi aumentado a relação de transformação para 230V/115V.

5.2 Validação da PLL

De acordo com as simulações computacionais, a primeira função do CAP a garantir é o sincronismo com a rede elétrica (PLL). Pela versatilidade dos blocos de processamento (*C blocks*) do modelo da simulação, apenas foi necessário migrar o código da PLL para o DSP, visto que já se encontrava implementado em linguagem C. Como explicado na simulação 3.2.1, a PLL trifásica consiste em gerar sinais sinusoidais de amplitude unitária em fase com as tensões da rede, podendo estas estar distorcidas ou não. Para isso, no DSP também foi programado um *timer* para fazer a aquisição dos valores convertidos pelo ADC provenientes dos sensores de tensão e corrente, a uma frequência de 40 kHz.

Para se obter um melhor resultado foi ajustado os ganhos K_p e K_i , e o melhor resultado obtido do mecanismo de sincronização (PLL) está representado na Figura 5.2.

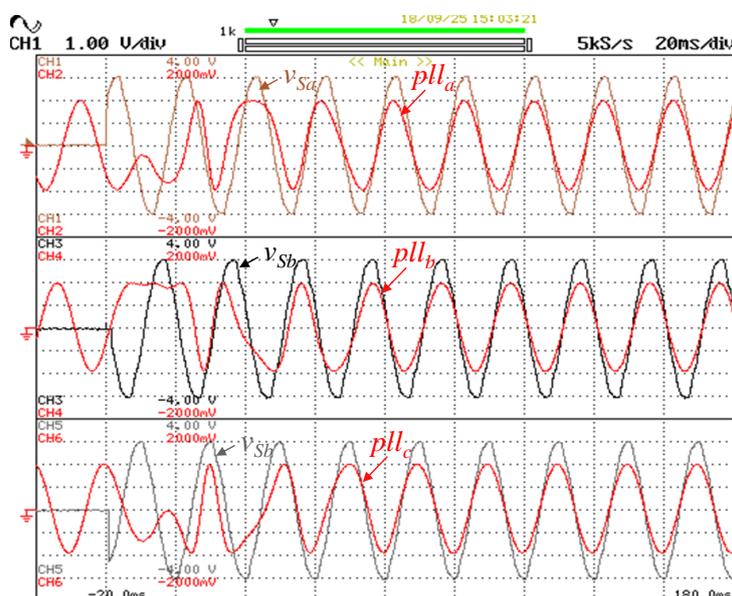


Figura 5.2. Início do sincronismo da PLL trifásica com as tensões da rede elétrica.

Os sinais de saída da PLL e das tensões da rede registadas, foram visualizados pelos canais analógicos do DAC. Analisando o resultado obtido, vê-se que ao fim de aproximadamente 4 períodos da rede, a sincronização está concluída. Em comparação com o resultado obtido na simulação, demorou cerca de mais 2 períodos da rede (dobro do tempo) até ao sincronismo estar totalmente concluído. As formas das tensões presentes na rede, no lado secundário dos transformadores onde está conectado o CAP, não são sinusoides perfeitas e apresentam THD% de 3,3% na fase A, 3,2% na fase B e 2,9% na fase C. Apesar de terem menor valor de distorção harmónica comparado com a simulação, o mecanismo de sincronização demorou mais tempo, o que geralmente acontece na prática.

A Figura 5.3 foi registada uns minutos mais tarde com o intuito de mostrar o funcionamento da PLL em regime permanente.

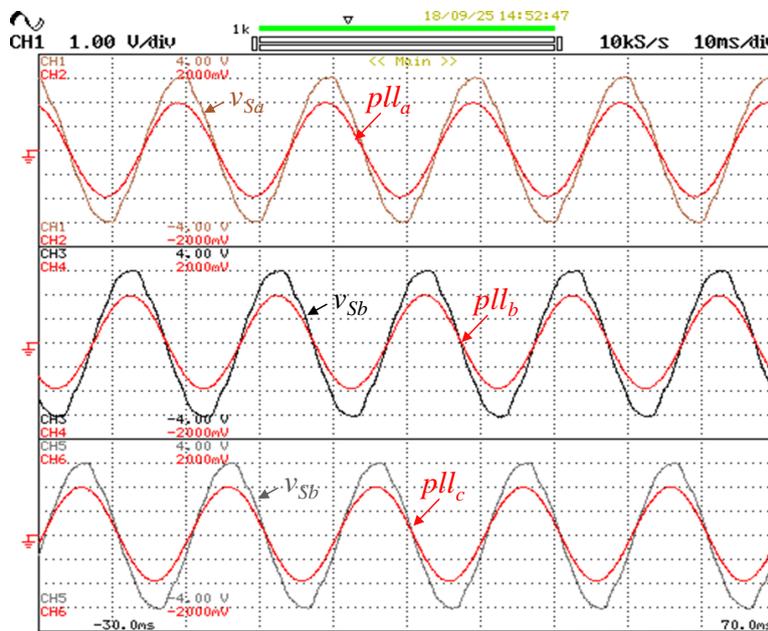


Figura 5.3. PLL trifásica em funcionamento permanente.

5.3 Teste do Conversor Trifásico CC-CA Bidirecional

Garantido o sincronismo com a rede, segue-se para a colocação da técnica de controlo preditivo da corrente com modulação SPWM, para sintetizar as correntes à saída do CAP (i_{Fx}). Para este efeito, o DSP foi programado para obter nos pinos de saída dos PWMs, os sinais à frequência fixa de 20 kHz. Esta frequência é o valor de limite suportável pelos IGBTs escolhidos. Na Figura 5.4 está representado o resultado que comprova a comutação fixa a 20 kHz pelo *ripple* que a corrente sintetizada apresenta. Para o teste foi utilizado uma fonte linear com 60 V no barramento cc. Na programação da modulação SPWM para essa frequência, de acordo com a *datasheet* do DSP, com o *clock* interno de 150 MHz a onda triangular portadora é feita pelo incremento e decremento de uma variável interna com o

valor de pico de 3750. A comparação é feita digitalmente entre a onda triangular portadora de valor de pico 3750 com o valor da variável v_{conv} (saída do controlo preditivo da corrente).

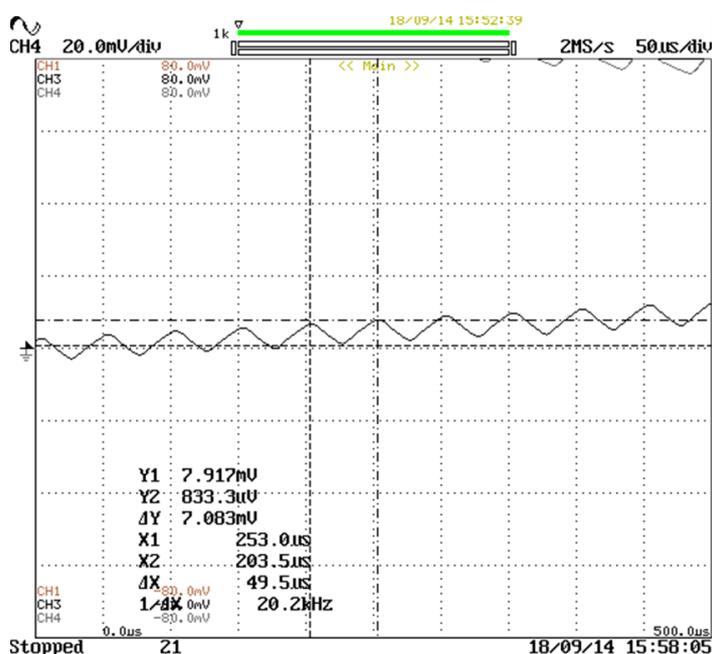


Figura 5.4. Ripple da corrente i_{ca} de 20 kHz.

5.3.1 Teste de Injeção de Energia para a Rede – Conversor CC-CA

Pelos modos de funcionamento do CAP ou do sistema onde está inserido (UPQC), este tem de ter a capacidade de sintetizar correntes para a rede de modo a injetar energia do barramento cc para a rede e o contrário, a extrair energia da rede para o barramento. É por isso que o CAP é composto por um conversor cc-ca bidirecional, permitindo o fluxo de correntes à saída nos dois sentidos (para fora e para dentro do conversor). Estes modos de funcionamento já foram comprovados nas simulações. Assim sendo, com o efeito de testar primeiro a injeção de energia na rede, foi implementada a técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM, para sintetizar correntes sinusoidais à saída do CAP. Pelo conversor cc-ca ser do tipo VSI, o barramento cc precisa de estar carregado com uma tensão mínima, por essa razão foi colocada uma fonte linear com 30 V em cada divisão do barramento cc. Para a validação na prática da técnica do controlo preditivo da corrente e da modulação SPWM, ambas já implementadas no DSP, no lado ca do conversor foram utilizadas resistências em estrela para substituir a rede elétrica. O esquema de ligações para este teste está na Figura 5.5. Neste sentido de funcionamento, o fluxo de energia vai do lado cc para o lado ca, portanto das fontes lineares no barramento para as resistências, fazendo o CAP funcionar como inversor.

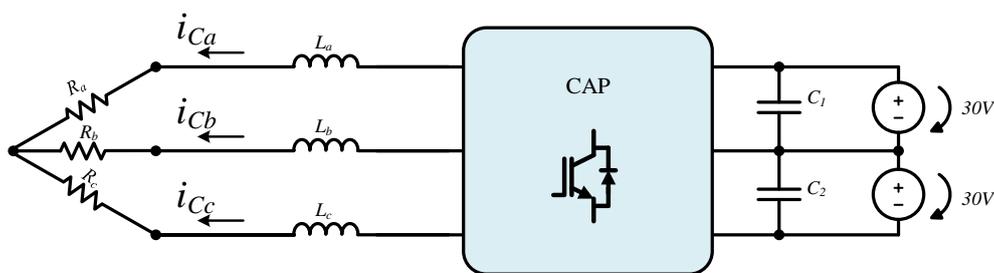


Figura 5.5. Esquema da montagem para teste de injeção de corrente para a rede.

Na Figura 5.6 e Figura 5.7, estão demonstradas as correntes trifásicas sintetizadas correspondentes às três fases. As correntes fluem para as três resistências como se fossem a rede elétrica, e foram registadas pelos osciloscópios digitais da Tek e da Yokogawa.

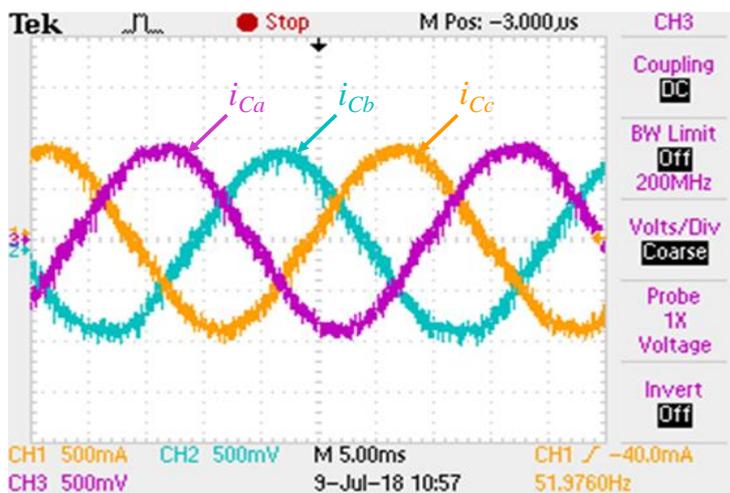


Figura 5.6. Correntes sintetizadas para injeção de energia na rede, registadas pelo Tektronix.

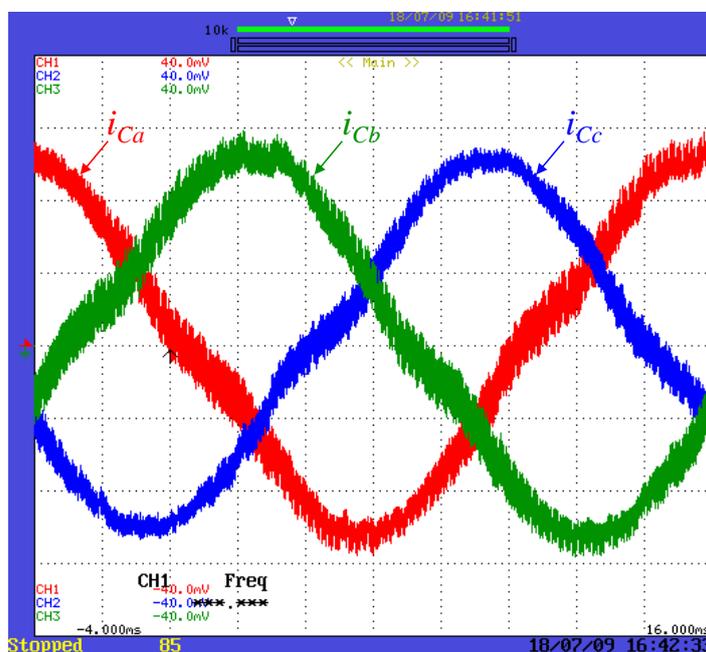


Figura 5.7. Correntes sintetizadas para injeção de energia na Rede, registadas pelo Yokogawa.

Analisando as figuras acima, vê-se que as correntes sintetizadas apresentam um pouco de *ripple*, sendo ainda necessário afinar o controlo preditivo. Um dos ajustes a fazer é o valor do L no modelo elétrico utilizado pelo controlo. As bobinas apresentam 6,84 mH de

indutância (L) à frequência da rede e apesar das correntes à saída do CAP serem sinusoidais com a frequência da rede, estas são sintetizadas a 20 kHz, fazendo a indutância cair para 2,78 mH, pelo teste feito com a ponte LCR.

Os resultados obtidos validam o funcionamento do controlo preditivo da corrente com modulação SPWM pelas correntes i_{Fx} que foram sintetizadas, fazendo transferir energia do barramento cc para a rede apesar de não terem grande qualidade. Quando o CAP entrar neste modo de funcionamento sem as resistências no lado ca, isto é, com as tensões da rede aplicadas, vai ser possível observar que as correntes sintetizadas sinusoidais estão em oposição de fase com tensões correspondentes. Com os testes feitos, o controlo de corrente está validado para injetar energia na rede, mas na verdade no teste apenas foi transferida energia das fontes lineares para as resistências (do lado cc para o lado ca).

5.3.2 Teste de Extração de Energia da Rede – Conversor CA-CC

O conversor cc-ca como CAP é bidirecional e já conta pelos testes apresentados, com a validação de um dos sentidos de operação, sendo o próximo passo, validar o sentido oposto, que é a extração de energia da rede para o barramento (do lado ca para o lado cc). Isto é conseguido com a sintetização de correntes sinusoidais em fase com as tensões da rede e não em oposição de fase como no caso anterior. Para este efeito, foi ligado ao lado ca os transformadores para baixarem a tensão da rede para 50 V nominais por fase e do lado cc adicionado duas resistências de 26 Ω em série (R_1 e R_2), como demonstrado na Figura 5.8.

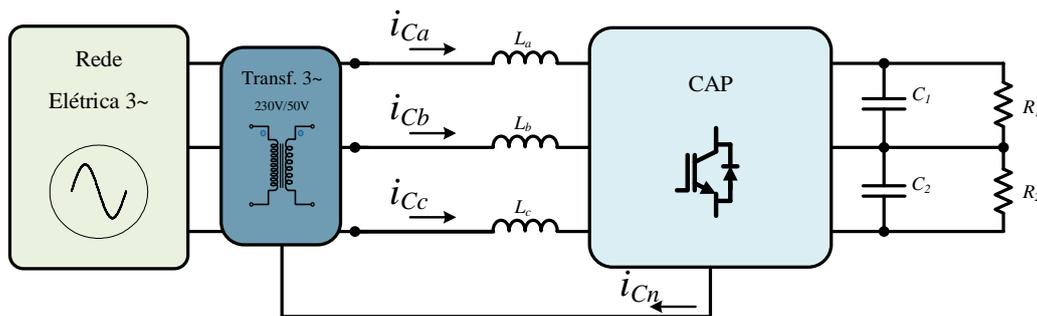


Figura 5.8. Esquema do teste.

As resistências de 26 Ω são mais propriamente dois grelhadores existentes no laboratório do GEPE, que suportam potências até 2 kW em regime permanente. Através dos sinais de saída da PLL, foram geradas as referências das correntes trifásicas (i_{Cx}^*). Estas são sinusoidais e em fase com a tensão, permitindo fazer não a injeção, mas a extração de energia da rede. Com as referências feitas, foi realizado o teste de extração de energia da rede para o barramento. Os resultados obtidos estão demonstrados apenas para uma das fases, e foram registados pelo osciloscópio da *Tektronix*. Os resultados estão apresentados na Figura 5.9 e

Figura 5.10, que corresponde ao antes e ao depois da ativação das comutações dos IGBTs, dando início ao controlo da corrente.

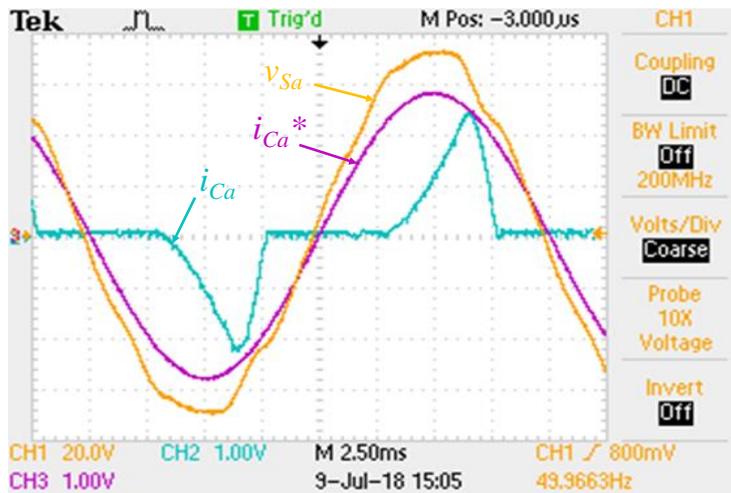


Figura 5.9. CAP antes de iniciar as comutações.

Antes de iniciar as comutações não existe controlo da corrente, logo não existe sintetização das correntes pelas comutações dos IGBTs. Por este estar ligado aos transformadores e ter uma carga no barramento cc (duas resistências de 26Ω), funciona como retificador através dos díodos de *free-wheeling* com indutâncias de acoplamento à rede. A forma de onda da corrente consumida sem as comutações tem a forma de um pico para cima e para baixo, consoante o semi-ciclo da tensão da rede. Apesar de já estar a ser extraída energia da rede e fornecida ao barramento, a corrente não se assemelha à sua referência (i_C^*), isto é, não é sinusoidal nem está em fase com a tensão, pois ainda não existe controlo da corrente. Na Figura 5.10 está o resultado obtido, após a ativação das comutações dos IGBTs, fazendo o controlo preditivo sintetizar a corrente consoante a referência.

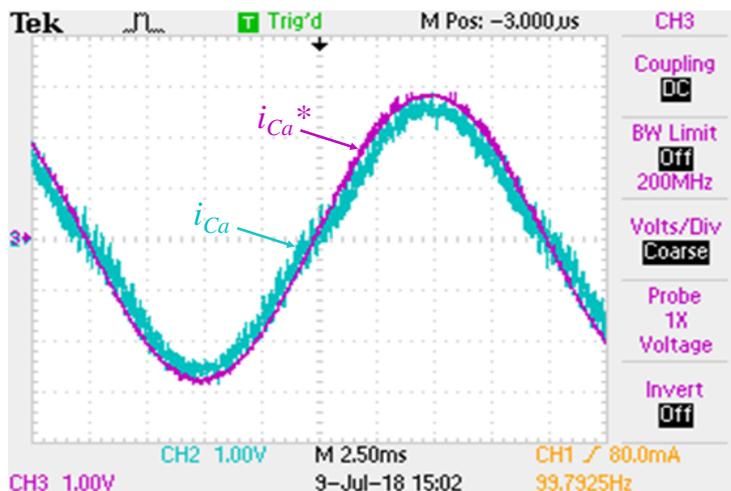


Figura 5.10. Correntes sintetizadas para extração de energia da Rede, registadas pelo Tektronix.

No resultado acima, vê-se que a corrente acompanha corretamente a sua referência i_C^* e que passou a ser sinusoidal e em fase com a tensão para a extração de potência ativa (fator de potência unitário). Pelo osciloscópio da Tektronix apresentar muito ruído na visualização

dos sinais, foi utilizado o osciloscópio da *Yokogawa* para ajustar o valor do parâmetro L no controlo, com o objetivo de conseguir que as correntes sintetizadas à saída, i_{Cx} acompanhem melhor as suas referências. Os seguintes testes foram registados por canais do DAC e os vários valores do parâmetro L no controlo testados foi 0,5 mH, 0,8 mH e 1,5 mH.

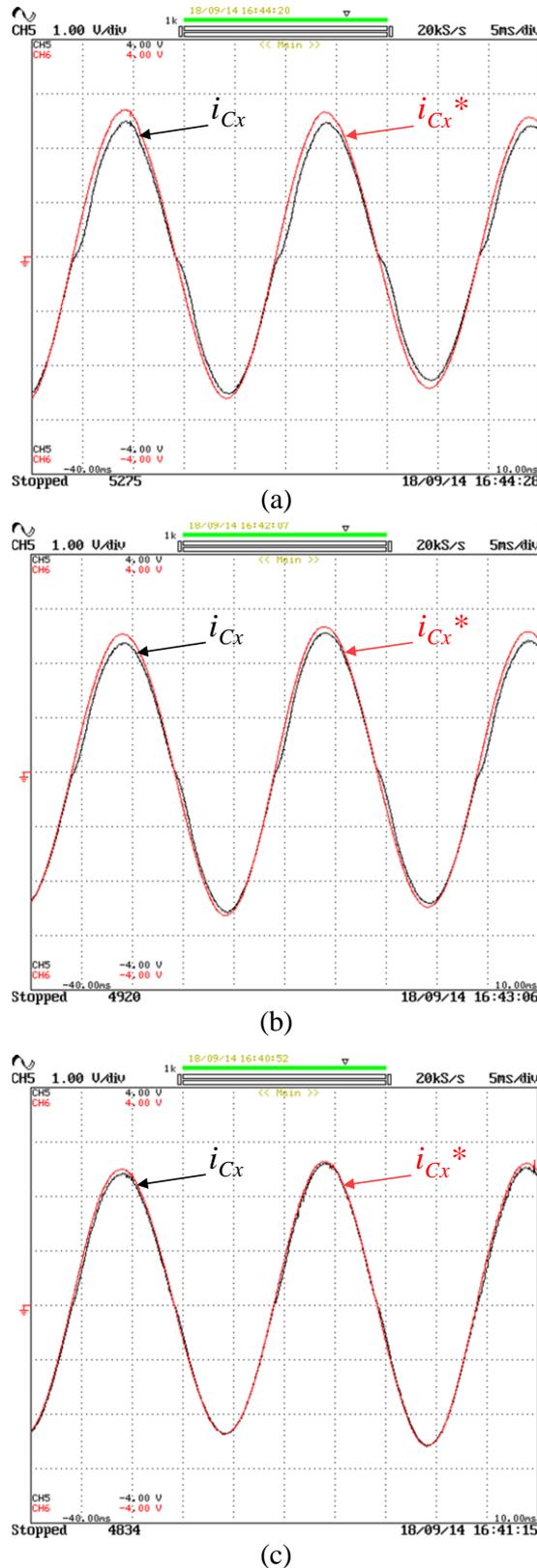


Figura 5.11. Correntes sintetizadas com vários valores de L no controlo preditivo:
 (a) $L = 0,5$ mH; (b) $L = 0,8$ mH; (c) $L = 1,5$ mH.

Pela análise dos três resultados, facilmente se vê que a corrente mais próxima da sua referência, foi para o valor da indutância L no controlo de 1,5 mH, parecendo à primeira vista que é o valor mais indicado. No entanto, isto não é verdade porque como os sinais estavam a ser vistos pelos DAC o *ripple* das comutações era “disfarçado”. Foi com o analisador de QEE *Fluke 435*, que foi medido o valor dos THD% das correntes sintetizadas, e assim medir a distorção proveniente das comutações nos seguintes casos, que estão apresentados na Tabela 5.1.

Tabela 5.1. Valor de THD% das correntes sintetizadas com L diferentes no controlo.

L	THD%
0,8 mH	2,4%
1,0 mH	2,8%
1,5 mH	3,5%
2,0 mH	4,0%

Apesar do melhor resultado visto pelo DAC ser para 1,5 mH, durante o teste as comutações já eram audíveis, enquanto para os outros valores mais baixos não se ouvia nada. Isto deve-se ao dv/dt aplicado a um dos terminais da indutância ser mais elevado, pois o controlo preditivo é mais “agressivo” consoante maior é o valor de L . Isto conseqüentemente faz a uma maior variação da corrente (di_c/dt) e um maior valor de *ripple*. O valor de indutância da bobina com os dois enrolamentos foi medido pela ponte LCR e deu 2,78 mH para 20 kHz de frequência. Pelo que foi registado pelo *Fluke 435* o melhor resultado em termos de THD% das correntes foi para o valor do L de 0,8 mH. Assim sendo, com este valor de L e sabendo que o CAP é trifásico, na Figura 5.12 estão representadas as três correntes sintetizadas i_{Cx} , que foram medidas por pinças para medição de correntes alternadas.

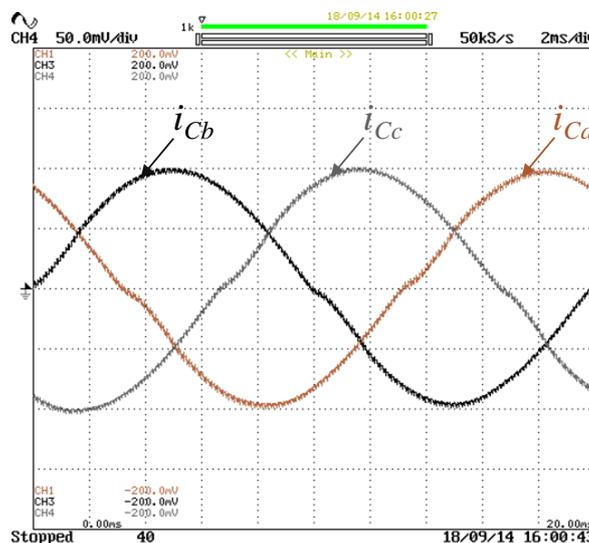


Figura 5.12. Correntes trifásicas sintetizadas para extração de energia da rede.

A relação da pinça é de 10mV/1A, portanto pela figura as correntes têm amplitude de 10 A (bastante próximo da referência). O espectro harmónico das correntes trifásica sintetizadas acima está representado na Figura 5.13.

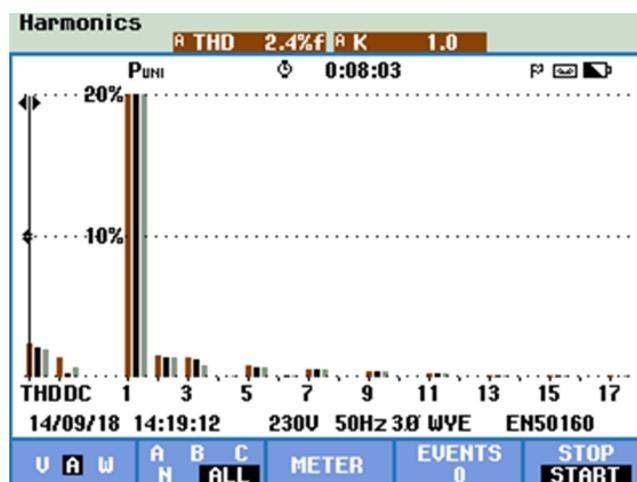


Figura 5.13. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Cx} sintetizadas.

As correntes parecem estar sintetizadas com boa qualidade e com os desfasamentos de 120° corretos, apresentando o THD% de 2,4%. No entanto, pela observação das correntes sintetizadas i_{Fx} , vê-se que na passagem pela referência aparece uma distorção. Posto isto, por forma ainda a aproximar as correntes das suas referências foi necessário fazer a compensação do *deadtime* dos PWMs.

Pelos testes realizados, o CAP já funciona bidirecionalmente, tanto para a injetar energia do barramento para a rede como para extrair energia da rede para o barramento. Estes são os dois sentidos possíveis pelo CAP. Ambos os modos de funcionamento são necessários no projeto onde está inserido (UPQC), que serão explicados mais a frente.

5.4 Carregamento e Regulação do barramento CC pela rede elétrica

Para ser possível sintetizar as correntes de compensação das três fases para a rede elétrica, é preciso primeiro regular a tensão do barramento cc. Como no lado ca do CAP estão os transformadores ligados em estrela, baixando a tensão da rede de 230 V para 50 V nominais, a tensão do barramento foi regulada para 220 V pelo que cada divisão suportará 110 V. No subcapítulo 3.2.3, relativo à simulação desta função do CAP foi explicado todo o processo de carregamento do barramento cc. Este processo começava pela pré-carga, carregamento do barramento pelas resistências em série com o CAP (resistências de pré-carga). Com os transformadores a baixar a tensão para 50 V nominais no lado ca e a topologia do CAP com o ponto médio do barramento conectado ao neutro, a tensão máxima aplicada

nele é 140 V. Assim sendo, o *by-pass* às resistências foi programado para quando a tensão chegar aos 118 V e carregar o barramento até à tensão atingir aproximadamente os 140 V. O resultado obtido na prática, do carregamento e regulação do barramento cc está apresentado na Figura 5.14.

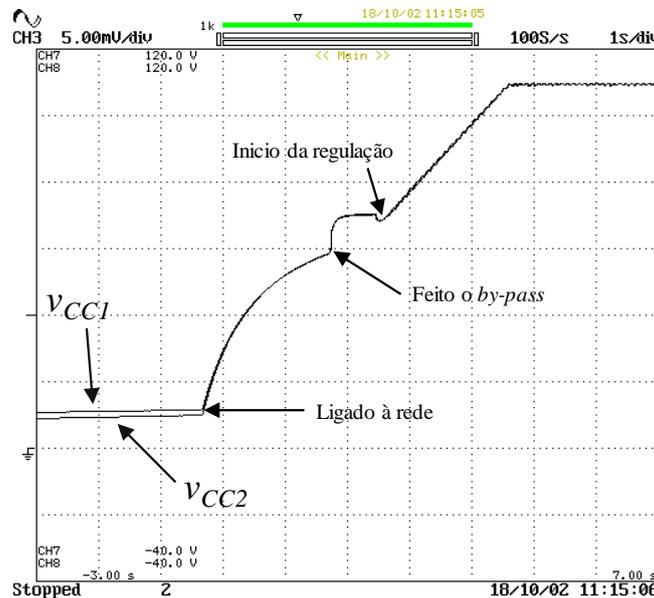
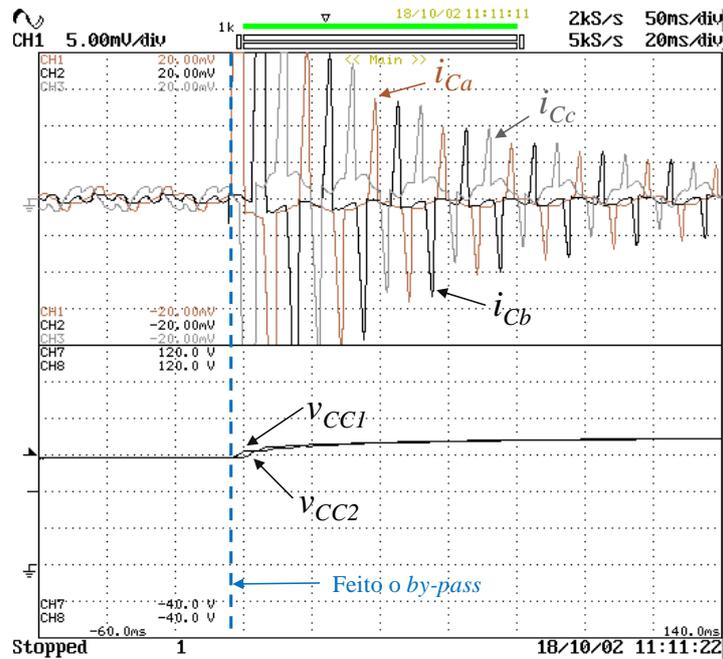


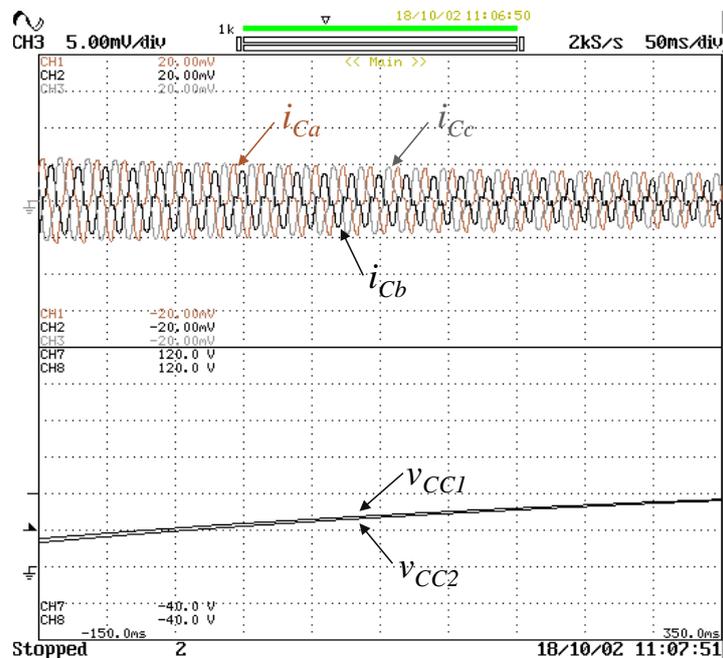
Figura 5.14 Tensão das divisões do barramento, durante o carregamento e regulação.

Na figura estão representadas as tensões de cada divisão do barramento (v_{CC1} e v_{CC2}), e pode-se reparar que durante todo o tempo as tensões das divisões estão iguais com a mesma escala de 20V/div. No instante em que a tensão começa a subir, significa que o CAP foi conectado à rede através da interface, isto é, o contactor foi atracado por software (na seguinte ordem: software-placa de relés-contactor) e o disjuntor atracado manualmente. Para segurança do utilizador, foi definido que primeiro este precisa de atracar o disjuntor, e só depois o contactor por software. Desta forma, o utilizador necessita de ir perto dos conversores de potência para atracar manualmente o disjuntor e de seguida ter que se dirigir ao computador (ligado ao *rack* de controlo) que se encontra aCAStado dos conversores de potência para atracar o contactor por software.

No resultado obtido acima, durante a pré-carga vê-se que as tensões sobem até quase ao valor de 60 V em cada divisão, e que após o *by-pass* estas chegam até aos 110 V, fazendo no total os 220 V. Isto confirma o que foi dito acima, que o *by-pass* foi programado para os 118 V. Neste processo de carregamento do barramento, o CAP funciona como retificador. Tal como nas simulações as correntes não são sinusoidais e na Figura 5.15 (a) estão representadas as correntes aquando o *by-pass* e na Figura 5.15 (b) estão as correntes após o *by-pass*.



(a)



(b)

Figura 5.15. Correntes i_{Cx} da rede e tensões do barramento:
 (a) aquando o *by-pass*; (b) após o *by-pass*.

Pela análise das figuras, vê-se que a tensão do barramento já não subia muito mais antes do *by-pass*, e que após, a tensão começa a subir novamente e as correntes dão um pico de amplitude. À medida que o barramento vai carregando, as correntes diminuem como é verificado na Figura 5.15 (b). Com a pré-carga feita, é iniciado a regulação da tensão do barramento, através do controlo PI que calcula a potência ativa a extrair da rede (P_{Reg}). O controlo faz a tensão subir gradualmente por uma rampa, até ao valor de 220 V que se mantém em regime permanente. Na Figura 5.16 estão representadas as tensões das divisões do barramento em conjunto com as correntes do lado ca, no entanto não é possível ver a forma

da onda das correntes pois a escala de tempo é demasiado grande (7s registados pelo osciloscópio).

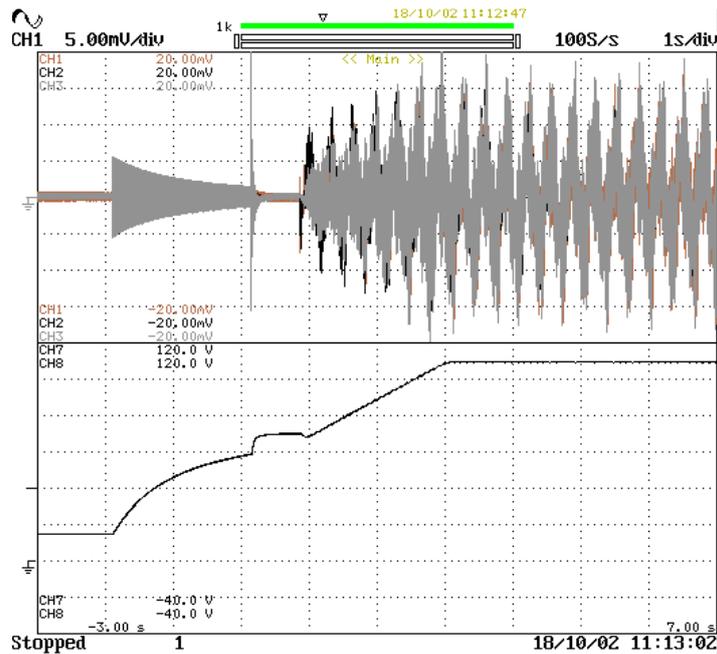


Figura 5.16. Tensões das divisões do barramento e as correntes no lado da rede (i_{Sx}).

O controlo PI também tem a função de regular a tensão do barramento durante todo o regime de funcionamento do UPQC, não pondo em risco a operação do CAP nem dos outros conversores. Por forma a realizar testes à performance do controlo, foi adicionado resistências ao barramento quando este já estava regulado nos 220 V. A resposta do controlo PI à regulação da tensão está na Figura 5.17.

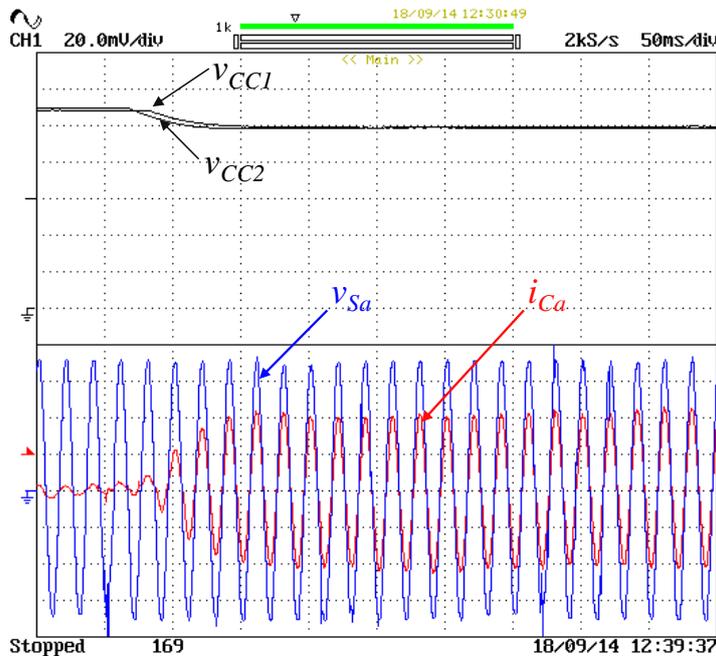


Figura 5.17. Tensões das divisões do barramento e das correntes no lado da rede.

Para o teste foram adicionadas 4 resistências de 26Ω em série fazendo um total de 104Ω . Assim, a potência teórica trifásica a ser extraída pelo CAP da rede é 465,38 W (valor

a ser calculado pelo controlo PI, P_{Reg}). No instante em que a carga foi ligada, vê-se que a corrente i_{Fa} começou a aumentar sendo sinusoidal em fase com a tensão. Isto significa que está a ser extraída potência ativa da rede, tal como foi demonstrado nos testes anteriores. Ainda se pode observar que a tensão do barramento sofreu uma descida grande, e não foi recuperada facilmente. Só após alguns segundos é que a tensão subiu aos poucos até aos 220 V. Na Figura 5.18 está demonstrada a tensão já nos 220 V com a extração potência ativa da rede.

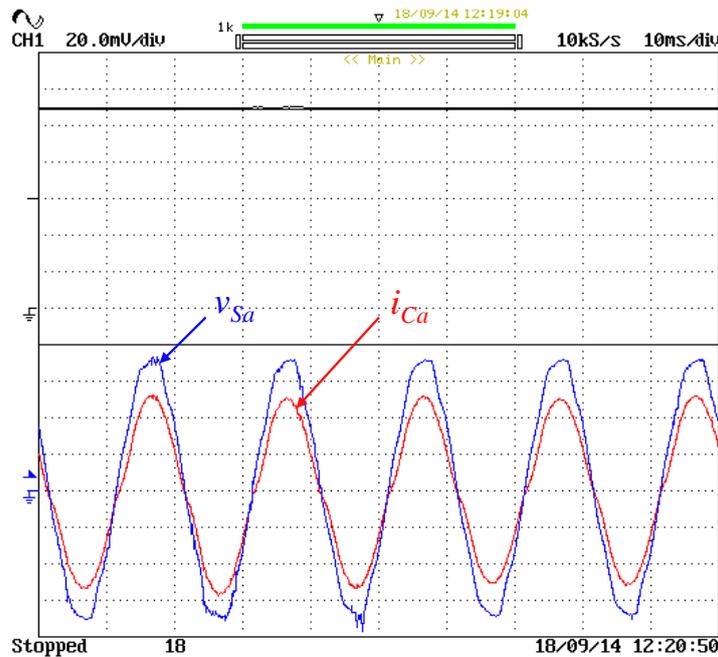


Figura 5.18. Tensões das divisões do barramento e das correntes no lado da rede.

Perante o comportamento obtido, a potência 465,38 W foi extraída da rede, no entanto o controlo apresentou uma resposta lenta à variação da tensão. Para verificar a resposta do controlo de regulação da tensão do barramento, foi aumentada a potência consumida no barramento provocando uma queda maior na tensão, e assim regular os ganhos. Com apenas duas resistências de 26 Ω em série (total de 52 Ω) a potência trifásica consumida é o dobro da anterior (930,77 W). Posto isto, foi ajustado os ganhos K_p e K_i por forma a melhorar a resposta do controlo PI e a resposta obtida está na Figura 5.19. Pelos cursores do osciloscópio, vê-se que a tensão do barramento afunilou mais ou menos 10 V quando a carga foi ligada, e que o controlo precisou cerca de 2,52 s até a regular novamente para os 220 V. Esta queda na tensão no barramento, não pôs em risco o funcionamento do CAP. Pode-se afirmar que a etapa de regulação da tensão do barramento cc está garantida.

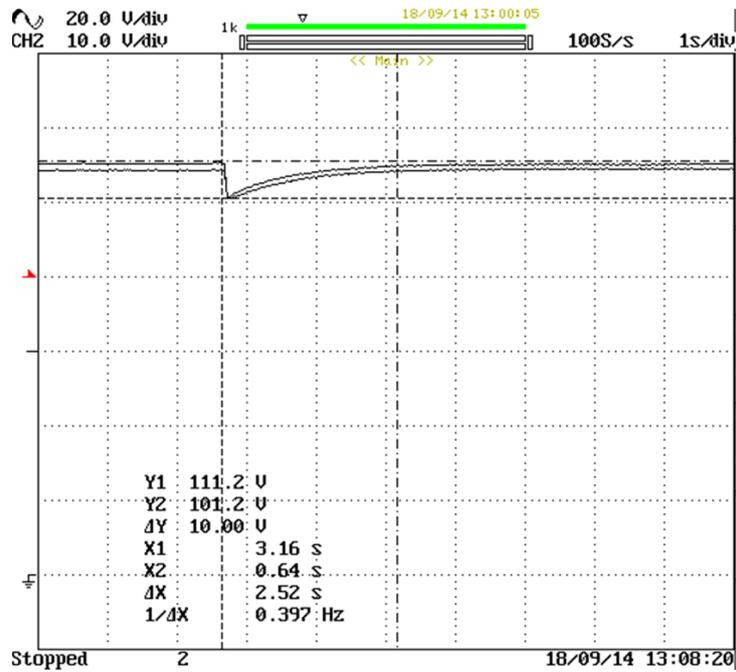


Figura 5.19. Resposta do controlo à variação da tensão do barramento cc.

Apenas por forma a confirmar o cálculo da potência necessária a regular a tensão pelo controlo PI, foi registada a corrente à saída do CAP da fase A (i_{Ca}) que está representada na Figura 5.20.

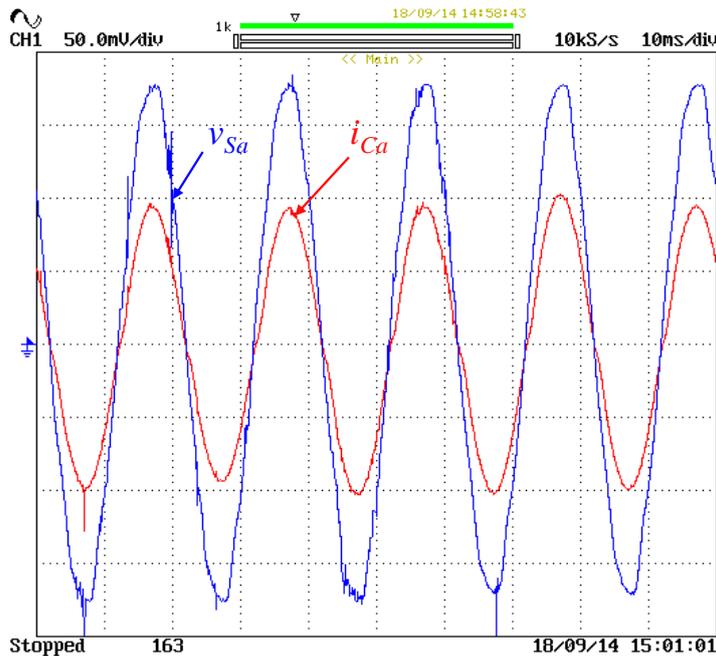


Figura 5.20. Corrente da fase A à saída do CAP, para extração de energia.

Sabendo que a potência teoria trifásica a ser extraída da rede é 930,77 W, com os transformadores a baixar a tensão simples para 50 V nominais, a corrente por Fase a ser extraída da rede é 6,2 A nominais, isto é, com o valor de pico de:

$$I_{Fpico} = \frac{P/3}{V} \sqrt{2} = \frac{930,77}{50} \sqrt{2} = 8,77 \text{ A} \quad (5.1)$$

A corrente i_{Ca} acima registada na escala de 50 mV/A, apresenta um valor de pico próximo de 9,0 A. Isto deve-se ao facto do controlo PI necessitar de extrair alguma potência a mais para manter o barramento nos 220 V e não apenas só a potência que a carga consome. Sabendo que as correntes são iguais entre fases e desfasadas 120°, foi medido os THD% de 4,0%, 3,5% e 3,7%, que estão apresentados por ordem na Figura 5.21.

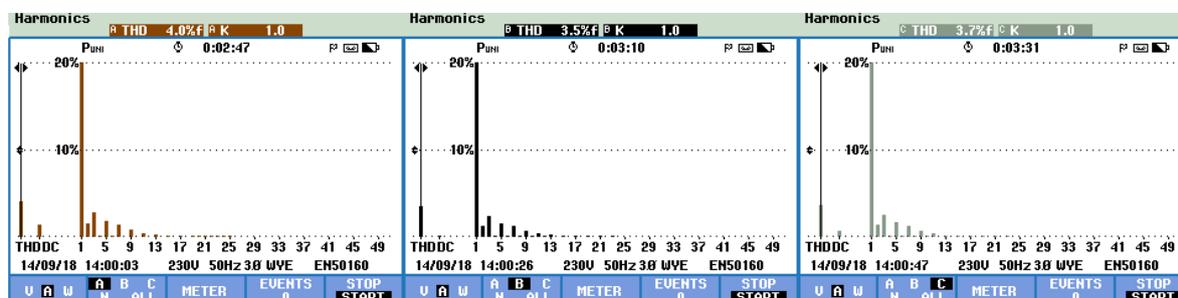


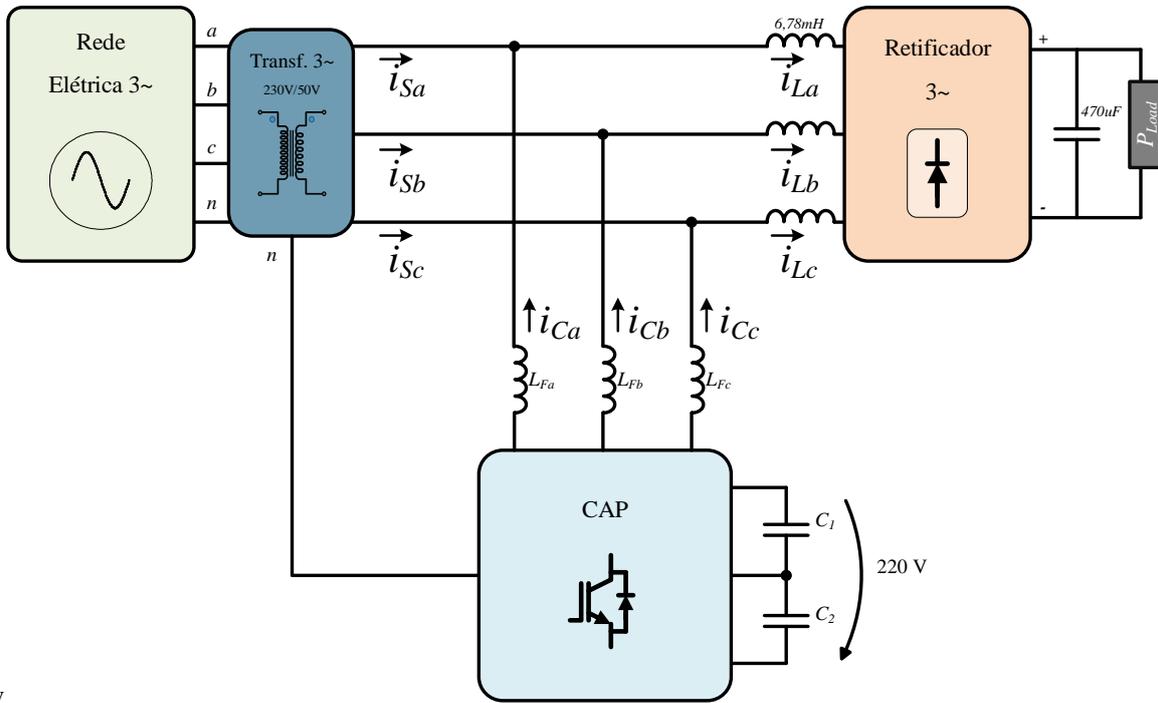
Figura 5.21. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Ca} para regulação da tensão do barramento.

Com os ajustes dos valores de K_p e K_i , o carregamento e regulação da tensão do barramento cc está garantida.

5.5 Compensação das Correntes da Carga

Com a tensão do barramento cc regulada, a próxima etapa é adicionar a teoria FBD ao CAP para resolução de problemas de QEE da corrente. Esta teoria, como já falado, assenta na substituição da carga pela sua condutância equivalente, que é necessária ao cálculo da potência ativa consumida pela carga em cada instante. Desta forma, de modo a obter a potência média (P), que serve de base para o cálculo da corrente de compensação, é recorrido ao método da janela deslizante para guardar as potências instantâneas calculadas e fazer a média da potência ao fim de cada ciclo da rede. Com tudo isto implementado no DSP é possível fazer a compensação das correntes da carga, pela injeção das correntes de compensação no PCC, fazendo as correntes da rede serem equilibradas sinusoidais e com f.p unitário. As correntes de compensação calculadas correspondem às correntes das componentes consumidas pela carga (ou cargas) que não contribuem para a potência ativa, portanto são as correntes harmónicas das várias ordens.

Para testar o CAP a fazer a compensação das correntes, foi utilizado um retificador trifásico como carga não-linear. Tal como na simulação por forma a suavizar as correntes consumidas pelo retificador foram adicionadas indutâncias à entrada. O esquemático do teste está representado na Figura 5.22.



v

Figura 5.22. Esquema para teste do CAP a compensar as correntes da carga.

Na figura observa-se que as correntes i_{Sx} são relativas às correntes das fases fornecidas pela rede (*Source*), as correntes i_{Lx} às consumidas pela carga (*Load*) e as correntes i_{Cx} às sintetizadas pelo CAP e injetadas no PCC. No início do teste, o retificador foi ligado, mas o CAP ainda não estava a compensar. Portanto, as correntes i_{Sx} são as mesmas que i_{Lx} , que estão representadas na Figura 5.23. Para a realização do teste, no lado cc do retificador estão 3 resistências em paralelo de 26 Ω .

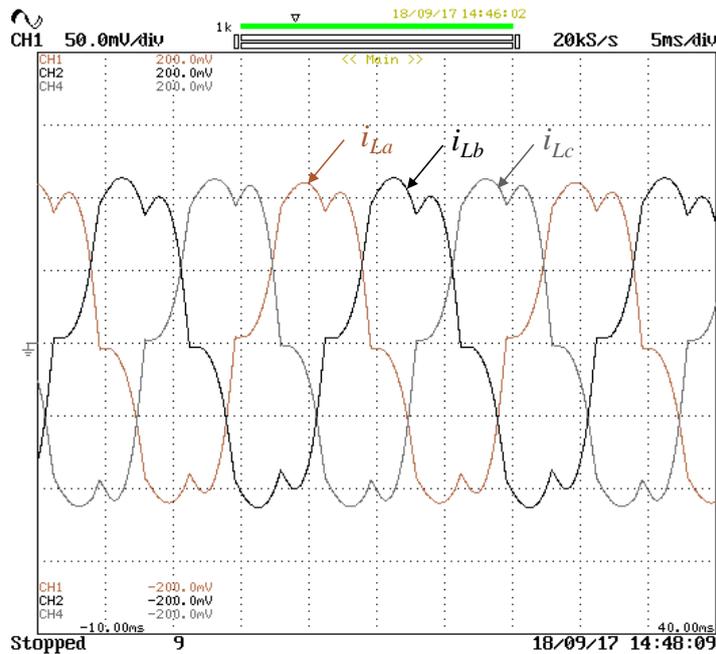


Figura 5.23. Correntes i_{Lx} consumidas pela carga não-linear.

Pelas correntes i_{Lx} registadas é notável que o retificador faz a retificação das tensões compostas e por isso as correntes das fases apresentam dois picos para cima e para baixo por

cada ciclo da rede. Posto isto, foi visto o espectro harmónico das correntes apresentadas acima consumidas pelo retificador trifásico com as indutâncias à entrada, que está apresentado na Figura 5.24 e foi registado pelo *Fluke 435*.

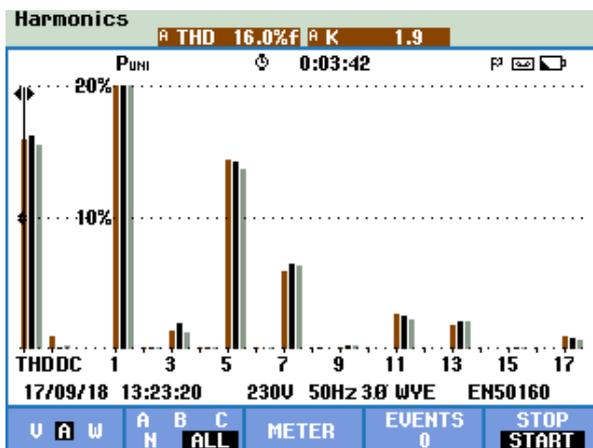


Figura 5.24. Espectro Harmónico e THD% das correntes i_{Lx} .

O valor da distorção harmónica das correntes consumidas sabendo que a frequência fundamental é 50 Hz, é de 16%. Para o cálculo da potência ativa que a carga consome na realidade, foi medido por um multímetro a tensão contínua presente no lado cc aos terminais das resistências e deu 101 V. Na teoria este valor devia ser 122 V porque é o pico da tensão composta nos transformadores ($50 \cdot \sqrt{3} \cdot \sqrt{2}$), no entanto, como os circuitos não são ideais, existe queda de tensão nas indutâncias, existe *ripple* da tensão cc do retificador e ainda perdas fazendo o valor medido cair para 101 V. Posto isto, foi iniciado a compensação das correntes pelo CAP através da teoria FBD. O resultado da compensação das correntes i_{Sx} relativas ao lado da rede está apresentado na Figura 5.25.

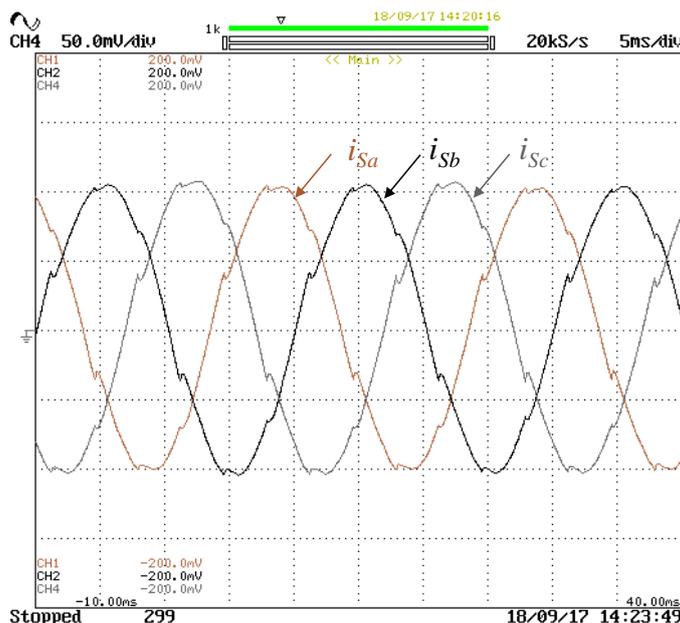


Figura 5.25. Correntes i_{Lx} consumidas pela carga não-linear.

Observando as três correntes i_{Sx} da rede já compensadas pelo CAP, nota-se que aparece uma espécie de distorção de altos e baixos repetidos em cada período de acordo com a

retificação das tensões compostas. Apesar desta distorção, já se consegue ver que as correntes se aproximam mais a sinusoides e com uma menor distorção harmónica (Figura 5.26).

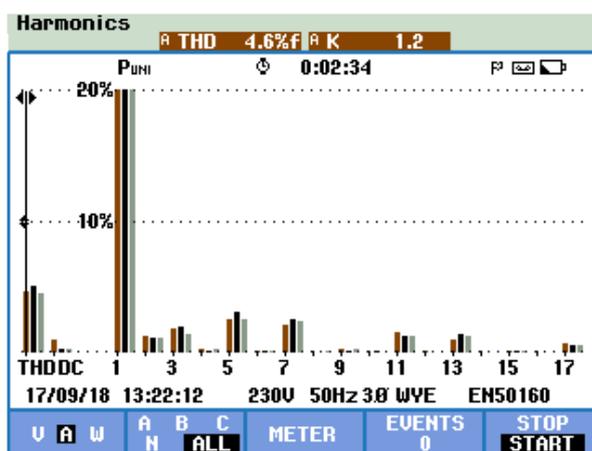


Figura 5.26. Espectro Harmónico e THD% das correntes após compensação pelo CAP.

Pela compensação das correntes através do CAP foi conseguido reduzir a distorção harmónica das correntes da rede de 16% para 4,6% (THD%). No entanto, a forma da onda das correntes ainda não é de todo sinusoidal, significando que o CAP não está a fazer a compensação na totalidade da carga. Isto deve-se ao facto das correntes i_{Cx} não acompanharem corretamente as suas referências i_{Cx}^* (que são as correntes de compensação calculadas) pois as variações destas são demasiado bruscas sendo impossível sintetizá-las pelo CAP. Por forma a resolver este problema, foi reduzido o valor das indutâncias de acoplamento do CAP à rede para permitir maior variação na sintetização da corrente, isto é, um maior di_{Fx}/dt para acompanhar a variação brusca da referência i_{Cx}^* . Esta foi a razão, pela qual foi retirado um dos enrolamentos das bobinas, fazendo o valor das indutâncias cair para 0,812 mH à frequência de comutação de 20 kHz. Como já é sabido, a redução do valor real das indutâncias das bobinas e do parâmetro L no controlo preditivo da corrente aumenta o *ripple* da corrente sintetizada e consequentemente o valor da distorção harmónica. Para isso foi analisado pelo *Fluke 435*, o THD% das correntes i_{Sx} para diferentes valores do parâmetro L no controlo preditivo, sabendo que o valor real das indutâncias de acoplamento do CAP agora é 0,812 mH. Foi construída a Tabela 5.2 com os resultados dos THD% obtidos.

Tabela 5.2. Valor de THD% das correntes da rede para diferentes valores do parâmetro L no controlo.

L	THD%
0,4 mH	2,8%
0,5 mH	2,5%
0,8 mH	2,2%
1,0 mH	2,4%

Pela tabela o menor valor de distorção nas correntes obtido, é quando o valor do L no controlo é 0,8 mH, que é o valor mais próximo do real. Na Figura 5.26 está a análise feita

pelo *Fluke* comprovando o THD% obtido, e na Figura 5.28 as correntes i_{sx} já sinusoidais do lado da rede através da compensação da carga pelo CAP.

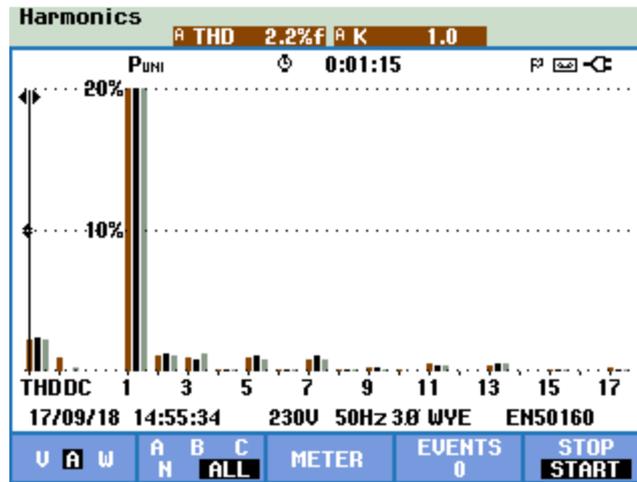


Figura 5.27. Espectro Harmônico e THD% das correntes para $L=0,8$ mH.

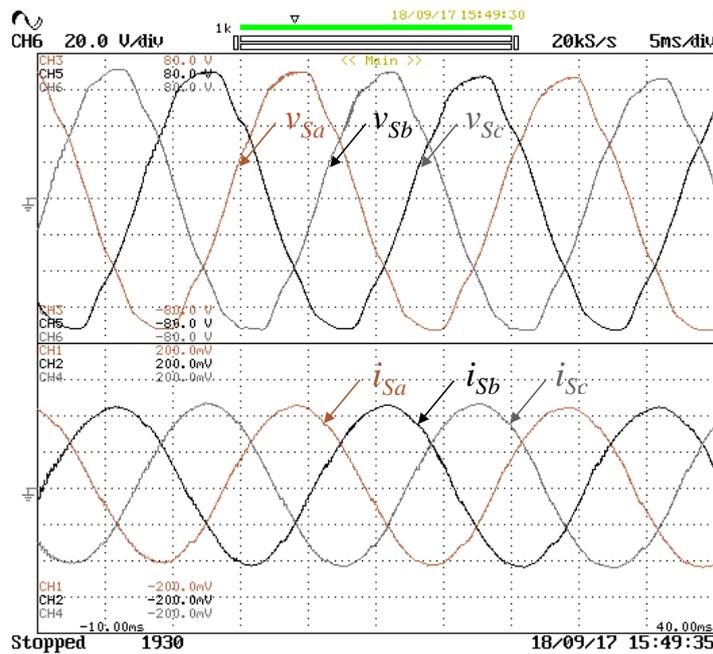


Figura 5.28. Espectro Harmônico e THD% das correntes para $L=0,8$ mH.

A figura acima, com as correntes da rede i_{sx} e as tensões à saída dos transformadores (fases B e C trocadas), valida o funcionamento do CAP com a teoria FBD para compensação de problemas de QEE relativos à corrente. É visível que as correntes da rede i_{sx} estão sinusoidais, equilibradas e em fase com as tensões correspondentes. Apenas para confirmação dos resultados, sabendo que a resistência equivalente é $8,66 \Omega$ e a tensão do lado cc do retificador é 101 V, a potência trifásica a ser fornecida pela rede à carga é dada pela equação (5.2):

$$P_{Trif} = \frac{U^2}{R} = \frac{101^2}{6,888} = 1177,13 \text{ W} \quad (5.2)$$

O pico da corrente de cada fase para ser fornecida a essa potência de 1177,13 W da rede para a carga está e na equação (5.3).

$$i_{Spico} = \frac{P_{Trif}/3}{U_{Rede}} \sqrt{2} = \frac{1177,13}{50} \sqrt{2} = 11,09 \text{ A} \quad (5.3)$$

As correntes i_{Sx} estão representadas na escala de 50mV/div, e as pinças utilizadas para fazer a aquisição têm a relação de 10mV/A, portanto assim as correntes da figura apresentam o valor de pico de 11,0 A, confirmando os cálculos teóricos apresentados acima de acordo com a teoria FBD. O valor das potências e de alguns parâmetros (correntes, tensões, frequência,...) da rede foram analisados depois da compensação pelo CAP e estão apresentados na Figura 5.29 e Figura 5.30.

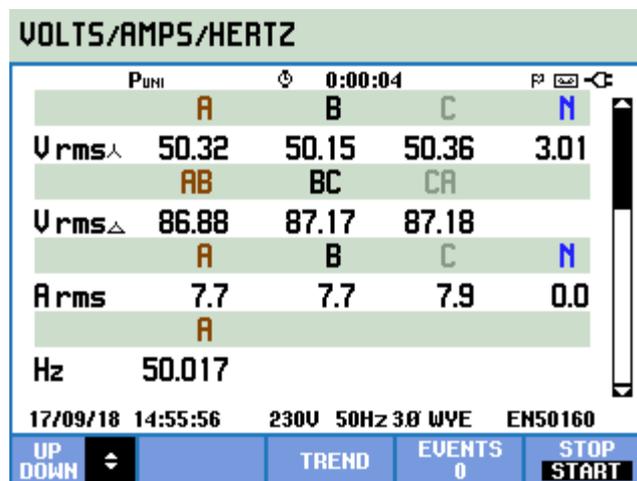


Figura 5.29. Tensões, correntes e frequência da rede com a compensação do CAP.

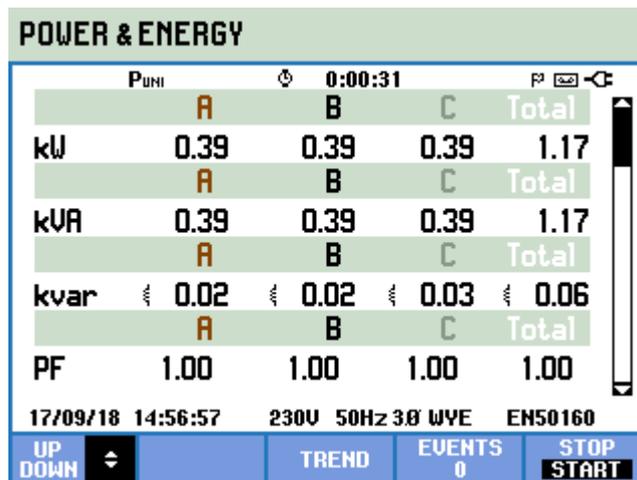


Figura 5.30. Potências fornecidas pela Rede após a compensação do CAP.

Observando as análises obtidas da rede, verifica-se que as correntes das três fases têm como valor aproximado 7,8 A nominais, que corresponde aos 11,09 A de pico calculados na equação (5.3). A potência ativa trifásica registada pelo *Fluke* é 1,17 kW que corresponde à potência calculada na equação (5.2), fazendo assim ser fornecida 0,39 kW por cada fase.

Também muito importante e visível, é o fator de potência unitário que significa que da rede apenas está a ser fornecida potencia ativa à carga, sendo as restantes potências (reativa e harmónica) fornecidas pelo CAP através das correntes injetadas no PCC. Com isto, foi garantido a capacidade de compensar os harmónicos de corrente, o fator de potência e o desequilíbrio das cargas, tornando as correntes que vêm da rede elétricas sinusoidais e em fase com as tensões correspondentes. Com a compensação da carga garantida acima, foi testado a resposta do CAP à variação da carga enquanto compensava as correntes. Este deve ter a capacidade de se adaptar automática e dinamicamente a cada carga. Para a realização deste teste, foi utilizado o retificador trifásico anterior inicialmente com 2 resistências em paralelo de 26Ω no lado cc. O teste passa pela adição e remoção de mais 2 resistências (no total 4 em paralelo) fazendo aumentar e reduzir as potências consumidas (ativa, reativa e harmónica). Como a compensação das correntes pelo CAP está garantida, as correntes i_{Sx} da rede terão de ser sempre sinusoidais, equilibradas e o fator de potência unitário. As correntes i_{Sx} resultantes do teste realizado ao CAP estão na Figura 5.31 e na Figura 5.32, respetivamente aquando a adição e remoção das duas resistências em paralelo.

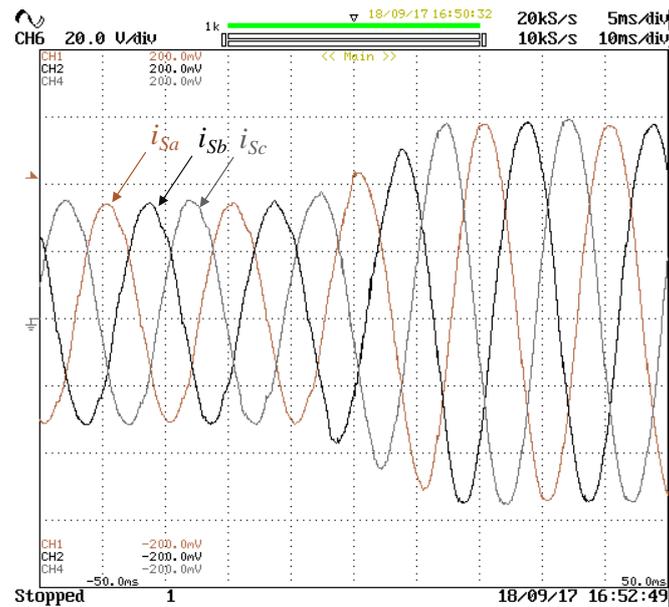


Figura 5.31. Correntes i_{Sx} no momento de adição das resistências.

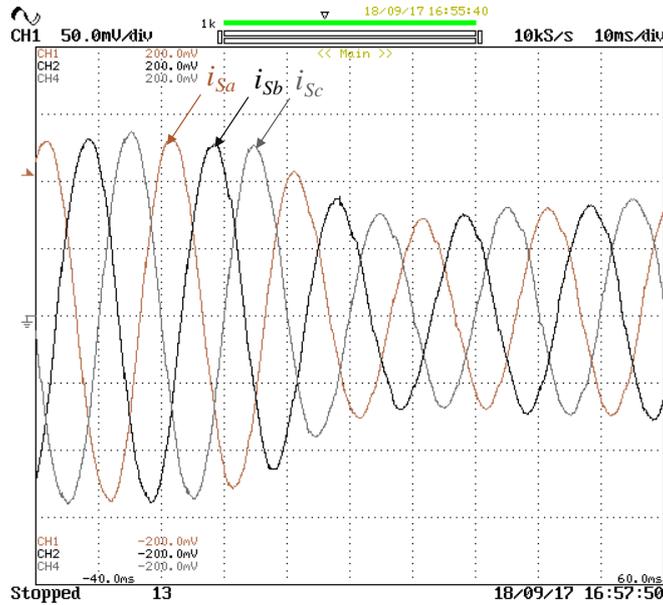


Figura 5.32. Correntes i_{Lx} no momento de remoção das resistências.

Foi feita a medição da tensão do lado cc do retificador trifásico por um multímetro, aquando a adição e remoção das 2 resistências, sendo que se obtiveram cerca de 108 V e 96 V. Por esta razão, sabendo que cada resistência tem o valor de 26 Ω , a potência ativa consumida pelas duas resistências é 0,9 kW e com as quatro é 1,41 kW. Estando o CAP a compensar e com os 50 V nominais de tensão simples do lado da rede, as correntes a extrair por fase são sinusoidais com os valores nominais de 5,98 A e 9,45 A, tal como demonstrado nas figuras acima. A amplitude das correntes sobe e desce conforme o cálculo da potência pela teoria FBD com a adição e remoção das resistências. O barramento cc não verificou oscilações significativas nas tensões. O THD% das correntes antes de serem compensadas eram 15,8% e 18,3%, consoante duas ou quatro resistências respetivamente, e passou a ser 3,0% e 1,9%, após a compensação como verificado na Figura 5.33.

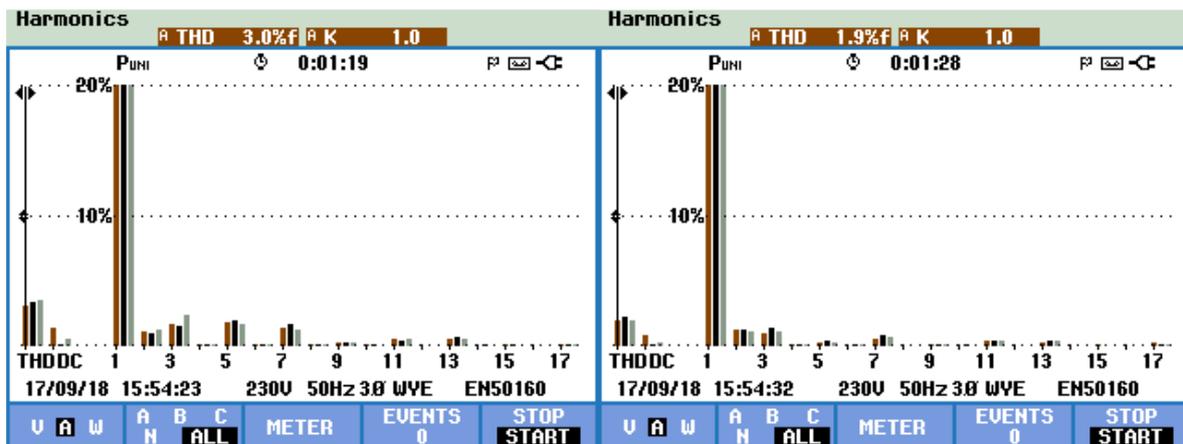


Figura 5.33. Espectro harmónico e THD% das correntes da rede compensadas, para potências diferentes consumidas pela carga (0,9 kW e 1,41 kW, respetivamente).

Foi medido ao mesmo tempo os parâmetros da rede elétrica apresentados na Figura 5.34.

POWER & ENERGY					POWER & ENERGY				
	A	B	C	Total		A	B	C	Total
kW	0.30	0.29	0.30	0.89	kW	0.47	0.47	0.48	1.42
kVA	0.30	0.30	0.30	0.89	kVA	0.47	0.47	0.48	1.42
kvar	0.02	0.01	0.02	0.05	kvar	0.02	0.02	0.03	0.07
PF	1.00	1.00	1.00	1.00	PF	1.00	1.00	1.00	1.00
17/09/18 15:55:48 230V 50Hz 3Ø WYE EN50160					17/09/18 15:55:55 230V 50Hz 3Ø WYE EN50160				

Figura 5.34. Potências fornecidas pela rede à carga após a compensação do CAP, quando a potência consumida varia de 0,9 kW para 1,41 kW.

5.6 Integração do CAP no UPQC

Um dos modos de funcionamento do UPQC, onde o CAP está inserido, é a extração de energia proveniente de uma fonte de energia renovável (painel fotovoltaico - PV) e injeção dessa energia na rede. A extração da energia do PV é feita pelo conversor cc-cc e injetada no barramento (modo *step-up* unidirecional), que é onde o conversor cc-cc está interligado com o CAP. Na Figura 5.35 está representado o fluxo da energia extraída do PV dentro do UPQC até ser injetada na rede.

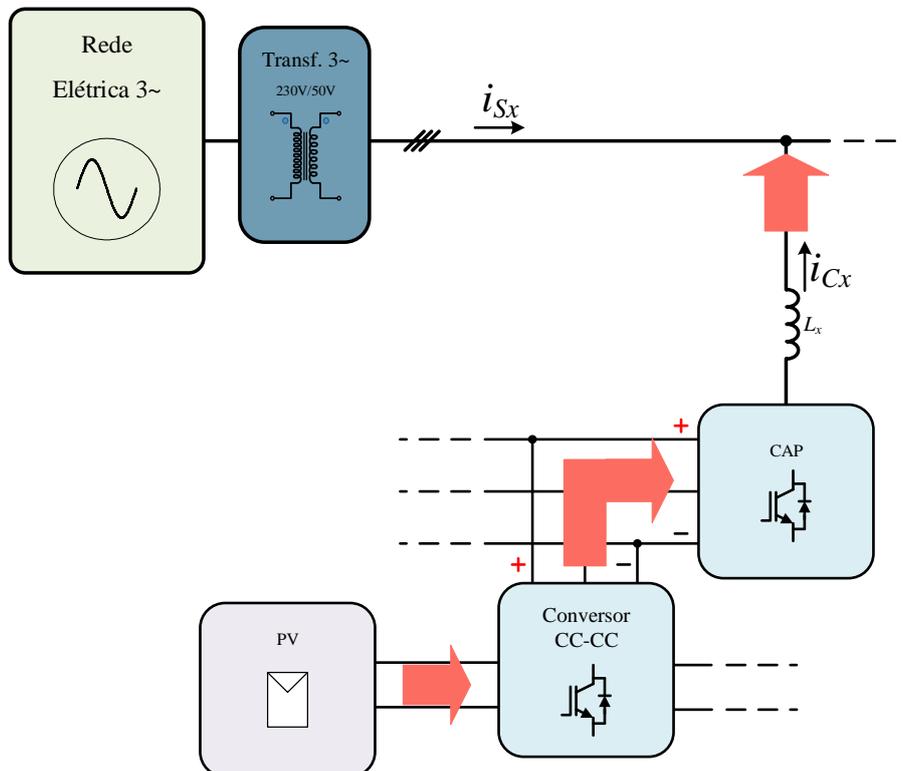


Figura 5.35. Fluxo da energia dentro do UPQC extraída do PV até ser injetada na rede.

Observando o fluxo da energia extraída até chegar à rede, entendemos que esta passa por vários estágios. O primeiro estágio é a extração da energia do PV e injeção no barramento pelo conversor cc-cc. Com a injeção da energia no barramento, a tensão deste sobe, e como o CAP tem a função de regular a tensão do barramento cc, o valor da potência extraída do PV pelo conversor cc-cc entra no cálculo das correntes de referência i_{Cx}^* , fazendo o CAP injetar essa mesma potência na rede. Por este motivo o CAP funciona como elemento de interface do conversor cc-cc com a rede elétrica.

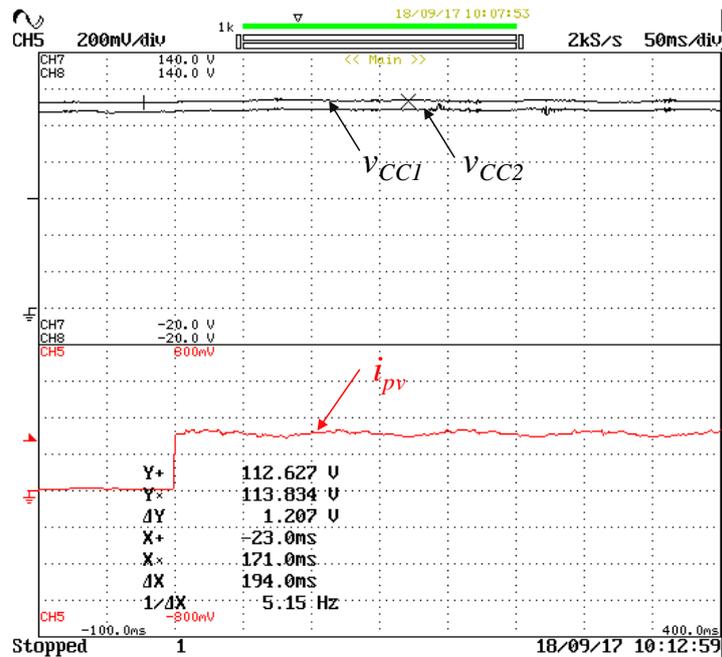


Figura 5.36. Comportamento do barramento no início da extração de energia do PV.

Apenas para validação deste modo de funcionamento do UPQC, tal como nas simulações, a fonte de energia renovável (PV) foi substituída. Neste caso foi por uma fonte linear de 60 V. Com a tensão do barramento cc regulada pelo CAP para os 220 V, o conversor cc-cc foi programado para extrair uma corrente constante de 3,0 A, extraíndo assim 180 W de potência. O barramento cc não sofreu grande oscilação quando foi iniciado a extração, como está demonstrado na Figura 5.36. Pelos cursores da figura, observa-se que a tensão do barramento apenas subiu 1,2 V que é insignificante, não pondo em risco o funcionamento dos conversores. A potência extraída é 180 W (3,0 A. 60 V), que deve ser a mesma potência a ser injetada na rede. Para se confirmar se essa potência está a ser injetada na rede foi registado apenas a corrente da fase A (i_{sa}) por ser mais fácil visualizar a forma da onda das correntes à saída (as outras fases são iguais). A corrente i_{sa} registada na Figura 5.37, foi medida por uma pinça de medição de corrente cc com a relação de 100mV/A. É possível observar que a corrente i_{pv} está constante nos 3,0 A garantindo a extração constante de potência e injeção no barramento cc. Pelas contas com 50 V nominais, as correntes sintetizadas pelo CAP e injetadas na rede (i_{Cx}) têm o valor (teórico) nominal de:

$$i_{Lx} = \frac{180/3}{50} = 1,2 \text{ A} \quad (5.4)$$

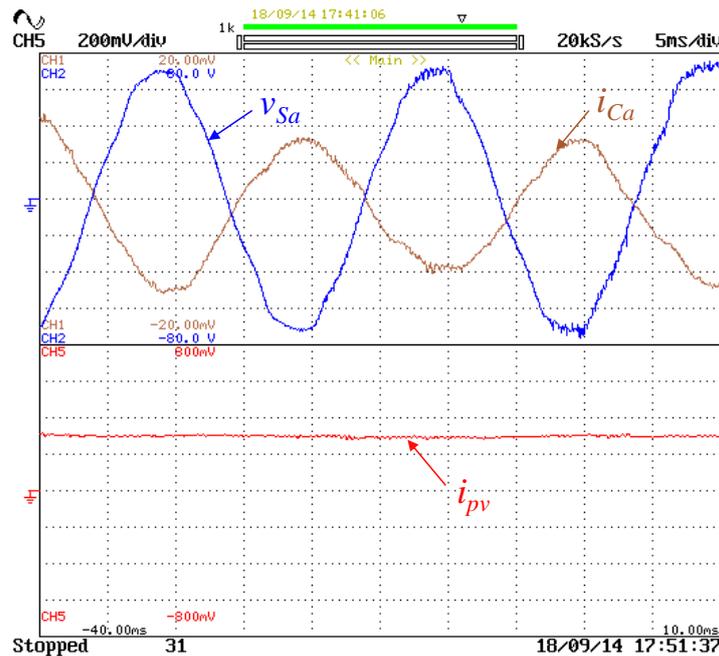


Figura 5.37. Corrente i_{pv} constante e injeção na rede pelo CAP (v_s e i_c na fase A).

Assim a amplitude teórica da corrente i_{La} é 1,69 A, tal como demonstrado na figura. Posto isto, a este modo de operação do UPQC validado, foi adicionado o carregamento das baterias ao mesmo tempo da extração de energia pelo PV. No lado da ligação às baterias o conversor cc-cc é bidirecional, pois estas precisam ser descarregadas ou carregadas dependendo do modo de funcionamento. Neste caso como é para carregar as baterias, o conversor cc-cc funciona como *step-down*, injetando nas baterias energia proveniente do barramento cc. Para validação deste funcionamento, o sistema foi programado para injetar nas baterias (i_{bat}) (que foram substituídas por uma resistência de 52 Ω) uma corrente constante de 3,0 A, e extraída dos PV uma corrente constante de 2,0 A. Os fluxos de energia presentes neste modo de operação estão na Figura 5.38. Pelos fluxos de energia neste modo de operação representados acima, vê-se que a potência extraída do PV (P_{pv}) é menor que a potência injetada nas baterias (P_{bat}), e por isso é necessário extrair a restante a potência diretamente do barramento cc para as baterias, por forma a carregá-las na totalidade. Como o CAP funciona como elemento de interface com a rede, o valor das potências P_{pv} e P_{bat} , entram nas contas das correntes de referência i_{Cx}^* fazendo a extrair ou injetar a restante potência na rede por forma a regular a tensão do barramento. Como a potência P_{bat} é superior, o CAP necessita de extrair energia da rede, por isso na Figura 5.39, está representada a extração constante de energia do PV pelo conversor cc-cc (2,0 A) e da rede pelo CAP aquando iniciado o carregamento das baterias.

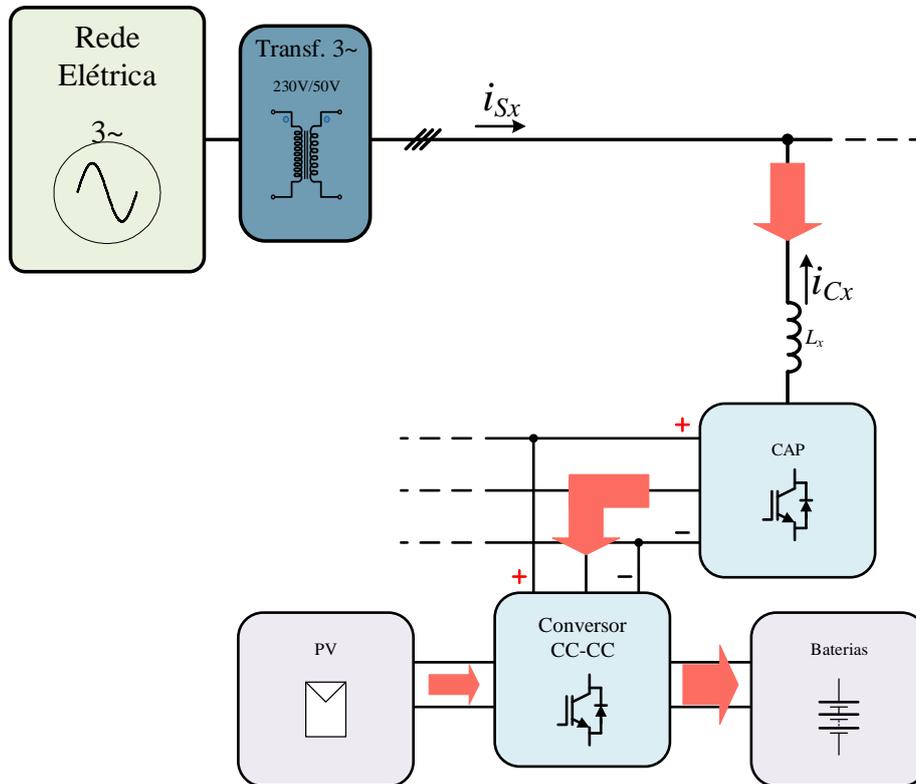


Figura 5.38. Fluxo de energias no modo de extração de energia pelo PV e carregamento das baterias ao mesmo tempo.

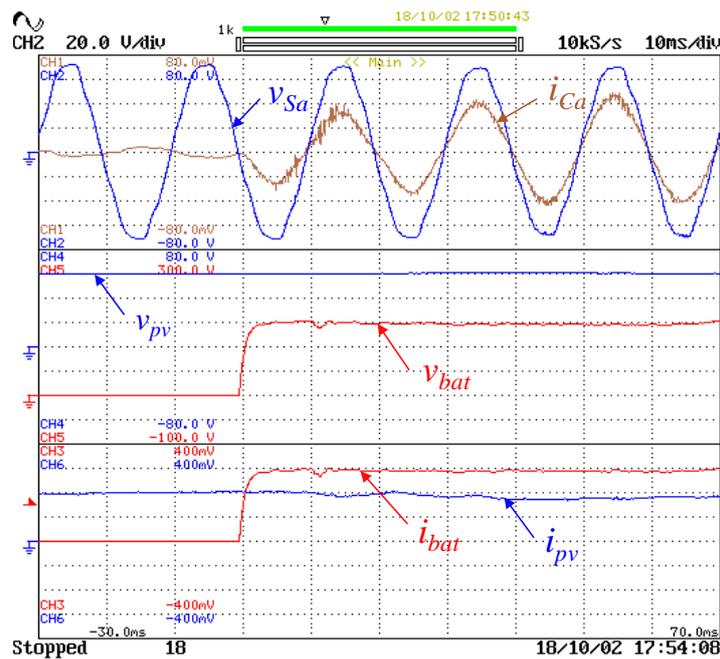


Figura 5.39. Extração de energia do PV e da Rede para injeção nas baterias.

Antes do carregamento das baterias, o UPQC apenas extraía energia do PV e injetava na Rede pelo CAP. No momento em que o carregamento das baterias foi acionado o CAP passou a extrair energia da rede. Teoricamente a potência extraída do PV (P_{pv}) é:

$$P_{pv} = v_{pv} \cdot i_{pv} = 60,0 \cdot 2,0 = 120 \text{ W} \quad (5.5)$$

E a potência injetada nas baterias (P_{bat}) é:

$$P_{bat} = v_{bat} \cdot i_{bat} = R \cdot i_{bat}^2 = 52 * 3,0^2 = 468 W \quad (5.6)$$

Pelas potências calculadas, a potência injetada nas baterias é superior à potência extraída do PV, por isso o CAP teria de extrair da rede os restantes 348 W teóricos. Na prática este valor parece ser um pouco mais elevado, pois a corrente da rede i_{Ca} têm o valor nominal de 2,7 A, que corresponde a uma potência trifásica extraída de 400 W. Isto deve-se ao facto de existir perdas nos conversores pelas comutações, e da necessidade de extração de alguma potência para regulação da tensão do barramento, e ainda também é de reparar um pequeno abaixamento na corrente i_{pv} para 1,9 A. Apesar disto tudo, este teste está validado com a extração de energia da fonte renovável e injeção na rede, com o carregamento das baterias pela rede, e ainda os dois modos em simultâneo. Na Figura 5.40 está o resultado obtido do UPQC com o carregamento e regulação do barramento, a extração de energia do PV e carregamento das baterias tudo mesma imagem com a corrente à saída da fase A (i_{Ca}) do CAP.

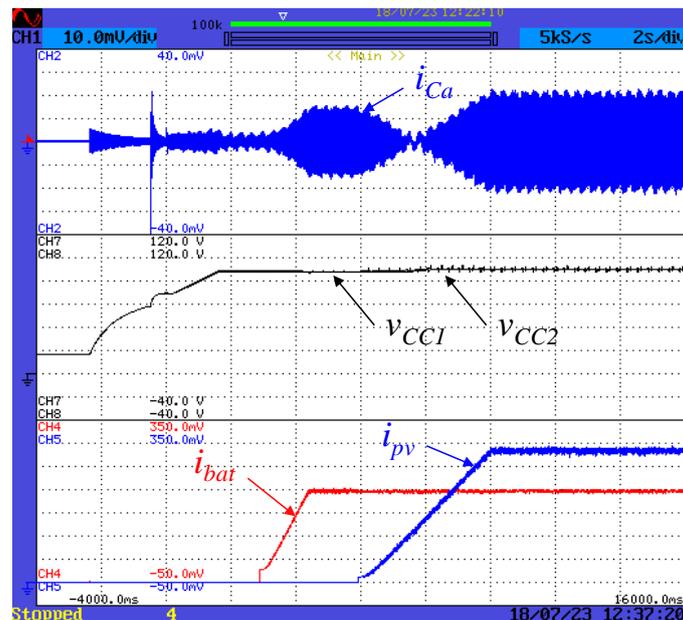


Figura 5.40. Extração de energia do PV e da rede para injeção nas baterias.

5.7 Compensação das Correntes da Carga com 115 V de Tensão Nominal no Lado da Rede.

Após a validação dos modos de operação do CAP e do UPQC, aumentou-se a tensão por forma a aproximar da tensão real da rede elétrica. Para isso ainda foram utilizados os transformadores em estrela garantindo o isolamento, com a relação de transformação de 230V/115V. Através de um multímetro foram verificados 119 V reais em cada umas das

fases à saída dos transformadores onde está conectado o CAP. Com a mudança da tensão do lado da rede, o carregamento do barramento cc e o controlo PI sofreram alterações para regular a tensão nos 400 V (200 V por divisão). Para isso, o *by-pass* às resistências de pré-carga foi programado para quando a tensão do barramento chegar aos 310 V atingir-se o dobro do pico da rede (336 V). Na Figura 5.41 está a demonstração do funcionamento do controlo PI, e no seguinte teste foram adicionadas duas cargas resistivas em série de 26 Ω (fazendo no total 52Ω) quando a tensão já está regulada e fixa nos 400 V, fazendo extrair uma potência teórica de:

$$P_{Reg_Trif} = \frac{V^2}{R} = \frac{400^2}{52} = 3076,9 \text{ W} \quad (5.7)$$

Por forma a extrair esta potência, a corrente nominal necessária por fase é 8,6 A com f.p unitário, isto é, em fase com a tensão correspondente.

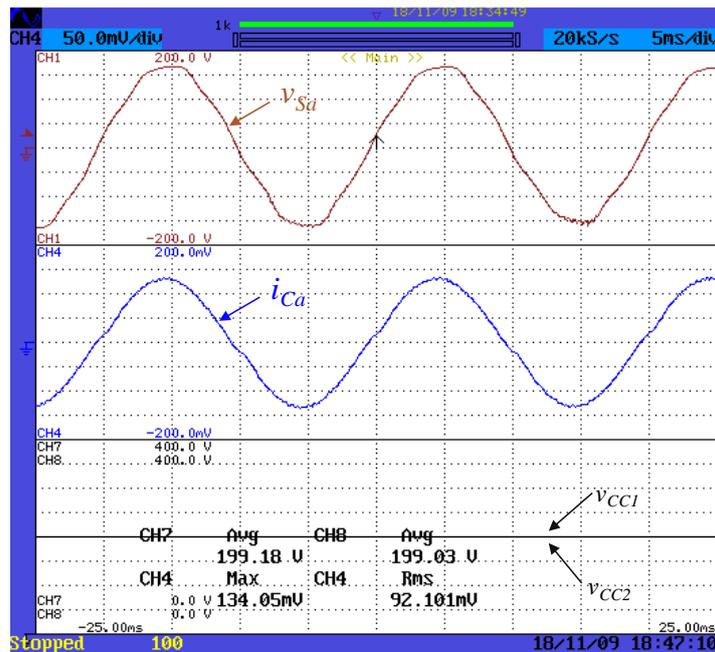


Figura 5.41. Extração de potência ativa para regulação da tensão do barramento cc com 119 V nominais no lado da rede.

No resultado registado apenas referente à fase A, sendo que as outras fases são simétricas, foi obtido uma corrente nominal de 9,2 A extraindo trifasicamente um pouco mais de potência (3287 W) do que a teórica calculada. Ainda é possível observar na figura que a corrente i_{Ca} está perfeitamente sinusoidal e que a tensão do barramento está regulada fixamente nos 200 V em cada divisão. Posto isto, com o barramento regulado iniciou-se o processo de compensação das correntes consumidas por uma carga. Para isso, tal como nos resultados anteriores, a carga utilizada foi um retificador trifásico com indutâncias na entrada no lado da rede. As correntes consumidas nas três fases apresentam um THD% de 34,0% e estão na Figura 5.42 juntamente com as tensões da rede (à saída dos transformadores).

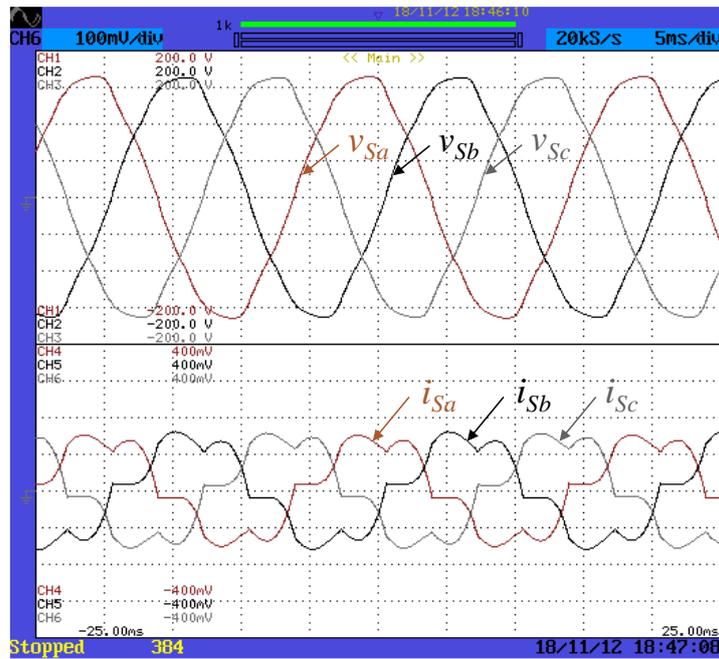


Figura 5.42. Tensões da rede (119 V nominais) e correntes consumidas pela carga antes da compensação nas três fases.

Com recurso a um multímetro foram medidos 259 V contínuos (deveria ser o valor de pico da tensão composta, 291 V) no lado cc do retificador, onde está colocado uma carga resistiva de 17,3 Ω. A potência ativa consumida pelo retificador é 3877 W. Foi iniciado o processo de compensação pelo CAP, através da teoria FBD e foi obtido o resultado não muito satisfatório da Figura 5.43. No resultado apenas está registado a tensão e a corrente da rede na fase A onde é notável existentes cortes na corrente que correspondem à não compensação na totalidade dos picos consumidos pelo retificador. Apesar disso, já se percebe uma melhoria na forma de onda da corrente aproximando-se de uma senoide e que o pico anda perto dos 14,9 A, fazendo extrair uma potência de 3761 W.

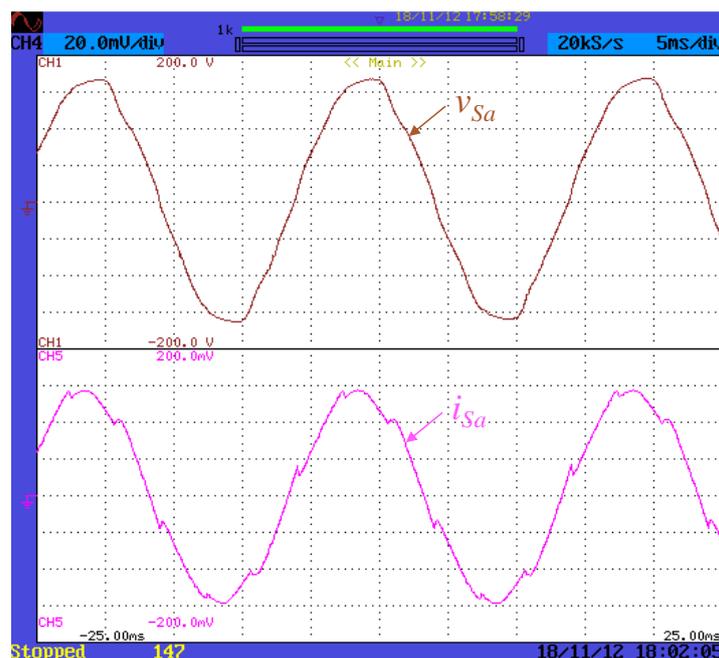


Figura 5.43. Tensões da rede (119 V nominais) e correntes consumidas

Para reduzir os cortes presentes nas correntes compensadas, foi necessário aumentar a responsividade do controlo preditivo fazendo as correntes i_{Fx} sintetizadas acompanhar melhor as oscilações bruscas das suas referências calculadas pela teoria FBD, fazendo a compensação total das cagas. As oscilações das referências neste caso são mais agressivas porque com o aumento da potência consumida pelo retificador, o pico da corrente consumida também é maior, logo o declive é mais acentuado. Mais uma vez foi ajustado o valor do parâmetro L no controlo preditivo (para 1,7 mH) aumentando a resposta do controlo e assim foi obtido o resultado seguinte (Figura 5.44).

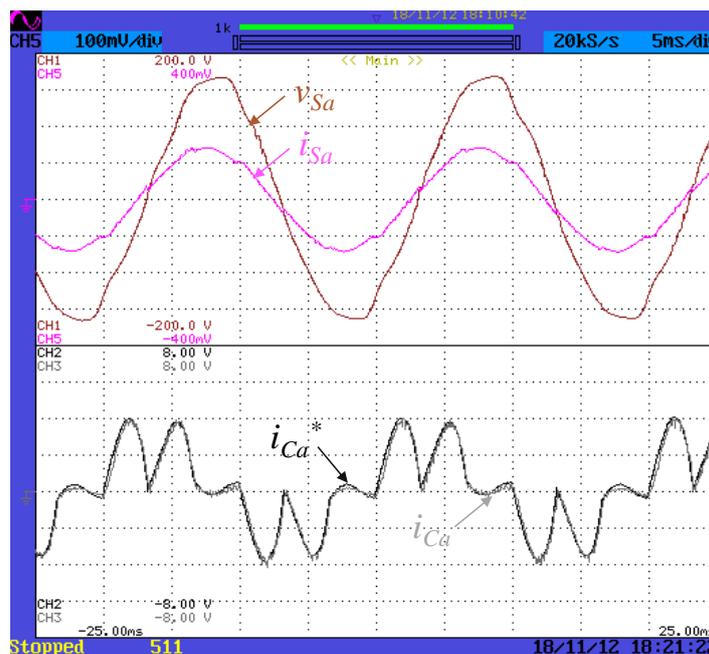


Figura 5.44. Tensão e corrente na fase A da rede e ainda corrente sintetizada pelo CAP acompanhando a sua referência, garantindo a compensação total.

Na figura acima foi registada a tensão e a corrente (fase A) ao mesmo tempo que foi visualizado pelo DAC a corrente sintetizada i_{Ca} pelo CAP acompanhando a sua referência i_{Ca}^* . Pela observação da corrente i_{Sa} extraída da rede, conclui-se que a carga foi compensada corretamente e que os cortes antes presentes, neste resultado estão bastante mitigados. Como o CAP é trifásico para se visualizar a compensação das correntes nas três fases, foi capturada a Figura 5.45, que vêm a comprovar e a validar a compensação das cargas quando este está conectado à rede com 119 V nominais. Pelo *Fluke 435* foi medido o THD% das correntes da rede compensadas (Figura 5.46) e apresentou uma distorção harmónica de 4,0%, quando antes era 34,0%. É de relembrar que durante todo este processo, o barramento cc estava carregado e regulado com 400 V constantes. Neste modo de compensação em regime permanente com as potências na ordem dos 3kW (kW/fase), para questões de segurança foi medido a temperatura nos módulos de IGBTs e nas indutâncias por uma camara termográfica (*FLIR i7*). O valor máximo registado da temperatura em ambos foi cerca de 41°C, não pondo em risco o funcionamento do conversor em regime permanente.

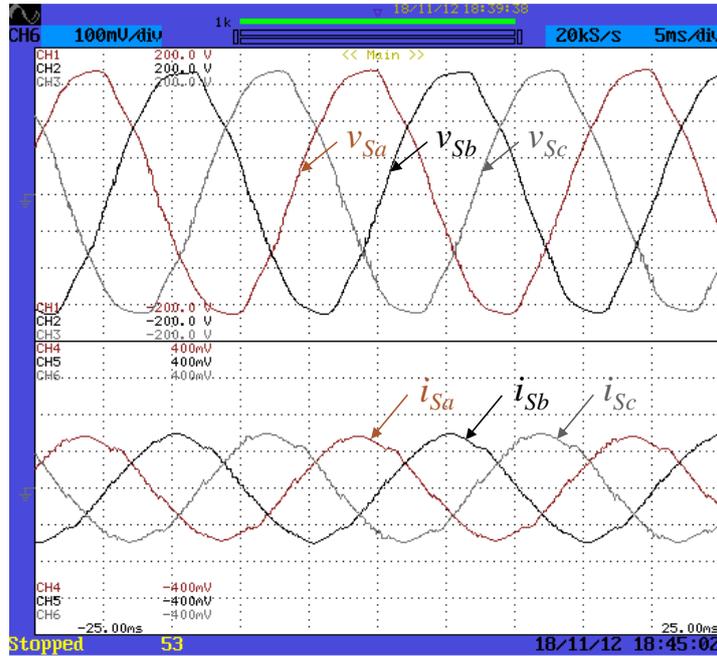


Figura 5.45. Tensões (119 V nominais) e correntes da rede após compensação pelo CAP

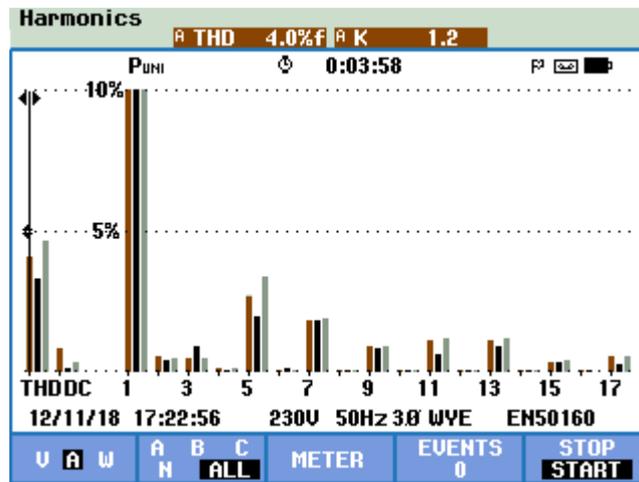


Figura 5.46. Espectro harmónico e THD% das correntes da rede compensadas, com tensões de 119 V nominais no lado da rede.

5.8 Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos das funcionalidades do CAP bem como da integração do mesmo no UPQC trifásico desenvolvido. Das funcionalidades do CAP, inicialmente foi mostrado o mecanismo de sincronização com a rede (PLL). De seguida, foi validado os modos de operação bidirecional do CAP com a implementação a técnica de controlo de corrente preditivo com modulação SPWM. O parâmetro L do controlo preditivo sofreu alguns ajustes ao longo do capítulo por forma a sintetizar com melhor qualidade as correntes à saída do CAP (i_{Cx}) para a injeção e extração de energia da rede e ainda a compensação das correntes i_{Cx} consumidas pela carga trifásica. Outra funcionalidade validada foi o carregamento e regulação da tensão do barramento, pois sem esta etapa não era possível sintetizar quaisquer correntes. Por isso

foram detalhas as várias etapas do carregamento do barramento até regular a tensão no valor desejado em regime permanente (através de um controlo PI). Posto isto, ainda foi analisado os resultados da compensação das correntes pelo CAP com a teoria FBD, antes validada em ambiente simulação. A carga não-linear utilizada para testes da compensação pelo CAP foi um retificador trifásico com indutâncias à entrada. Por forma a melhorar a compensação ao longo do capítulo, houve a necessidade de remover um dos enrolamentos das bobinas de acoplamento à rede, reduzindo o valor da indutância para garantir a compensação da carga na totalidade (maior di_{Cv}/dt). Com isto, foi garantido ao CAP a capacidade de compensar os harmónicos de corrente, o fator de potência e o desequilíbrio das cargas, tornando as correntes vindas da rede sinusoidais e em fase com as tensões correspondentes (com 50 V e 119 V de tensão simples da rede).

Uma vez que as funcionalidades do CAP estavam garantidas, este foi integrado no UPQC trifásico (para onde foi projetado). Alguns modos do UPQC foram testados como a injeção de energia na rede proveniente de uma fonte de energia renovável (PV), o carregamento das baterias quer pela rede como pela fonte de energia renovável, e ambos os modos em simultâneo. Em todos estes modos, o CAP funcionou como interface com a rede regulando devidamente a tensão do barramento cc, e assim não pondo em risco a operação dos restantes conversores presentes no UPQC. Todos estes conversores partilham o mesmo barramento. Em suma, as funcionalidades do CAP no UPQC estão validadas, antes em teoria na simulação e agora na prática com o protótipo construído.

Capítulo 6

Conclusão

6.1 Conclusões

Nesta Dissertação de Mestrado foi abordado o desenvolvimento de um conversor cc-ca para um CAP trifásico de um UPQC. Assim, este trabalho teve como objetivo principal o desenvolvimento de um CAP que permite a compensação de harmónicos das correntes, fator de potência, e ainda desequilíbrios.

Ao longo deste documento foram apresentadas as diferentes etapas do desenvolvimento do CAP, sendo as principais ideias e conclusões de cada capítulo aqui apresentadas. Inicialmente foi abordado o conceito de qualidade de energia elétrica (QEE), que quando surgiu apenas era relativo a problemas no fornecimento contínuo de energia. Mais tarde, com o aparecimento e uso massivo de cargas não lineares este conceito ficou mais abrangente, considerando mais aspetos como a qualidade das tensões fornecidas pela rede elétrica. Foram detalhados alguns problemas de QEE, como os inter-harmónicos, distorção harmónica das tensões e da corrente, entre outros.... Sabendo que o CAP tem a função de compensar harmónicos de corrente, foi introduzido o conceito de harmónicos de corrente com a explicação da sua origem e a forma de os analisar e classificar. Para melhor entender foi dado um exemplo de um sinal com distorção harmónica, e a decomposição do sinal no seu espectro harmónico (fazendo a FFT do sinal).

No segundo capítulo foi apresentado um breve resumo do estado da arte sobre CAPs. Assim, primeiramente foram abordadas as topologias de CAPs e quais as suas funções para a resolução de problemas de QEE, i.e., no sítio onde estão inseridos (PCC). Foi explicado o seu princípio de funcionamento que passa injeção de correntes no PCC, por isso estes podem ser equiparados a fontes de correntes. Depois desta explicação, iniciou-se a abordagem dos tipos de conversores cc-ca mais empregues num CAP que, logo à partida, foram diferenciados por fontes de tensão (VSI) e fontes de corrente (CSI). Os do tipo VSI foram os escolhidos para a realização desta dissertação, sendo iniciada a apresentação das topologias VSI por conversores monofásicos, sabendo que os trifásicos podem ser a aplicação de monofásicos em cada fase. Ainda nas topologias monofásicas foram apresentadas topologias multiníveis, isto é, com mais níveis de tensão possíveis à sua saída para sintetizar correntes

com melhor qualidade, mas com o aumento do custo de construção. De seguida forma apresentadas as topologias trifásicas em que algumas são derivadas de monofásicas, e que também podem ser multáteis. Foram descritas e apresentadas comparações entre elas, por forma a conseguir a melhor relação preço/qualidade para a realização desta dissertação. A topologia do conversor cc-ca escolhida para implementar como CAP foi a topologia trifásica bidirecional de três braços com quatro fios com o barramento cc dividido.

Após a abordagem dos conversor cc-ca trifásicos foram apresentadas várias técnicas de controlo da corrente para o controlo dos mesmo. Na apresentação das técnicas foi possível verificar a simplicidade e robustez das técnicas não lineares de comutação com frequência variável, como o comparador por histerese e o *periodic sampling*, que por outro lado apresentam um *ripple* elevado nas correntes sintetizadas. Também foram apresentadas técnicas de controlo lineares, como o controlo preditivo e o controlo PI, que são um pouco mais complexos gastando mais processamento quando implementados digitalmente num DSP, mas que apresentam performances muito superiores e têm comutação com frequência fixa. Numa comparação entre o controlo preditivo e o PI, foi escolhido o controlo preditivo como controlo a implementar devido ao facto de não haver a necessidade de ajustar ganhos garantindo maior adaptação do CAP à compensação das cargas.

Por último foram apresentadas algumas teorias de controlo utilizadas em CAPs. A primeira teoria abordada foi a teoria *Fryze-Buchholz-Depenbrock* (FBD) que consiste na substituição da carga por uma condutância equivalente, correspondente apenas ao consumo da potência ativa da carga, e por uma fonte de corrente que representa o consumo das parcelas das correntes que não contribuem para a potência ativa. Esta teoria é simples de implementar e apresenta bons resultados. Também foram apresentadas outras teorias como a teoria *p-q* para sistemas trifásicos, que é muito mais complexa gastando bastante mais tempo de processamento pelo DSP no cálculo das correntes de compensação. Ainda foi explicado o método do cálculo através da tensão do barramento cc com recurso a um controlo PI, que a sua pode ter dois significados (amplitude da corrente ou potência a extrair da rede). Por fim foi definido o uso da teoria FBD e da técnica de controlo de corrente preditivo a implementar no controlo do CAP desta dissertação.

Com a escolha da topologia do conversor, da técnica de controlo e da teoria de corrente, foram apresentadas no terceiro capítulo as simulações computacionais realizadas na ferramenta *PSIM* versão 9.1. No início foram descritos os andares de potência e de controlo implementados nas simulações com os elementos constituintes. O andar de controlo foi implementado por blocos de processamento (*C Blocks*) onde foi programado em linguagem

C, a PLL, a teoria FBD e a técnica de controlo preditivo e ainda a modulação SPWM com comparadores e um sinal triangular. Assim o sistema todo, isto é, com o andar de potência e controlo, foram testadas e afinadas todas as funções do CAP, desde o sincronismo com a rede (PLL), a sintetização de correntes para injeção e extração de energia da rede, carregamento e regulação da tensão do barramento e, por fim, a compensação dos problemas de QEE relativos à corrente consumida pela carga. Com a garantia destas funções todas, o CAP foi integrado no UPQC trifásico, ainda em ambiente de simulação, em conjunto com os outros sistemas relativos à implementação dos restantes conversores do UPQC (CAS e conversor cc-cc). Posto isto, foram validados os modos de operação do UPQC servindo-se do CAP como interface dos restantes conversores com a rede, como por exemplo, para a injeção na rede, da energia extraída de uma fonte de energia renovável (PV).

Averiguado o funcionamento teórico do CAP e do UPQC em simulação, no quarto capítulo foi descrita toda a implementação prática (hardware de potência e controlo). Relativamente à implementação do hardware de controlo foi apresentado o DSP da *Texas Instruments* utilizado, as placas de circuito impressos (PCBs) com detalhe e dimensionamento de alguns circuitos e suas funções intrínsecas necessárias ao controlo, foram também apresentados os sensores de tensão e de corrente. Posto aos PCBs construídos, foi desenhado na ferramenta *Visio* a montagem do sistema de controlo numa caixa (*rack*) por forma a facilitar a construção real, que foi apresentada neste capítulo. De seguida foi iniciada a apresentação do hardware de potência, concretamente, os elementos constituintes do conversor cc-ca do CAP. Os primeiros elementos foram os IGBTs onde foram descritas algumas das características importantes para o projeto. Outros elementos foram as bobinas de acoplamento à rede, constituídas por um núcleo partilhado com dois enrolamentos, em que foi medido, recorrendo a uma ponte RLC, o valor da indutância para várias frequências. Neste capítulo foram também apresentados os condensadores utilizados para a construção do barramento cc dividido. Por fim foi mostrada a montagem do protótipo do CAP desenvolvido, conseguido também à semelhança de um desenho efetuado no *Visio*.

No quinto capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos do protótipo do CAP e do UPQC trifásico. Assim foram validadas, na prática, as funções já detalhadas no capítulo três, desde a PLL até à compensação correta na totalidade das correntes da carga(s). A carga utilizada para testes da compensação das correntes foi um retificador trifásico com indutâncias à entrada, que no lado cc do mesmo eram conectadas resistências, fazendo aumentar e reduzir as potências consumidas pelo retificador. Para registar em detalhe os resultados capturados/obtidos, utilizou-se aparelhos de medição como osciloscópios da

Tektronix e da *Yokogawa* e ainda um analisador de QEE, *Fluke 435*. Os melhores resultados obtidos da compensação das correntes pelo CAP foi, quando ligado à tensão simples de 50 V nominais, o THD% das correntes consumidas pela carga apresentavam um valor de 18,3% e, após a compensação, passaram para um valor de 1,9%, e quando ligado à tensão simples de 119 V nominais, o THD% das correntes consumidas pela carga apresentavam um valor de 34,0% e, após a compensação, passaram para um valor de 4,0%, sendo sinusoidais e em fase com as tensões, i.e., fornecendo apenas a parcela de potência ativa consumida pela carga.

Ao longo da realização desta Dissertação foram adquiridas e consolidadas várias competências complementares ao percurso acadêmico, como conhecimento sobre sistemas de compensação de problemas de QEE, utilização de ferramentas de simulação computacional onde foi validado os vários modos de funcionamento dos conversores, o desenvolvimento e desenho de placas de circuito impresso (PCBs), e ainda experiência com um DSP da *Texas Instruments*. Com isto, foi validado técnicas de teorias de controlo da corrente fazendo o conversor cc-ca como Condicionador Ativo Paralelo que foi integrado no UPQC trifásico.

Pode-se afirmar que os objetivos desta Dissertação de Mestrado foram alcançados com o desenvolvimento do protótipo do CAP para fazer a compensação de harmónicos das correntes, a correção do fator de potência, e ainda desequilíbrios provocados pela carga. Com isto foi conseguido reduzir o conteúdo harmónico existente na rede elétrica, resolvendo certos problemas de QEE relativos às correntes.

6.2 Sugestões para Trabalho Futuro

Uma implementação futura a fazer será a ligação do CAS ao CAP pelo barramento cc, e verificar o comportamento do controlo do CAP na regulação da tensão do barramento cc aquando o acionamento do CAS.

Além disso, também era interessante fazer testes de extração e injeção de potências mais elevadas, conseguindo assim um menor valor de THD% nas correntes sintetizadas pois o *ripple* proveniente das comutações era mais pequeno (em valor percentual) em relação à componente da frequência fundamental (50 Hz).

Também interessante, apesar dos IGBTs já estarem à frequência máxima suportável, era trocar de semicondutores para se poder aumentar a frequência de comutação e registar o comportamento do CAP na compensação de cargas que consomem correntes com maior conteúdo harmónico.

Outro trabalho futuro a realizar consiste na ligação do CAP à tensão da rede elétrica de 230 V. Isto exigirá a medição constante de alguns aspetos extras, como as temperaturas dos módulos de IGBTs, potências dissipadas, entre outros. Visto que os dissipadores já estão integrados com ventoinhas, era pertinente adicionar ao sistema de controlo a temperatura do conversor, para acionar as ventoinhas automaticamente ou até mesmo desligar o sistema caso necessário.

Por forma a reduzir o conteúdo harmónico das correntes sintetizadas (i_C) era implementar filtros passivos à saída e para proteção implementar, alguns sistemas de proteção em FPGA, paralelamente aos implementados no DSP, tornando mais rápida a atuação e até mesmo libertando o DSP para outras funções.

Ainda de bastante interesse, seria desenvolver uma interface gráfica para o utilizador, apresentando as correntes da rede, as correntes à saída do CAP e as correntes da carga. Seria também interessante implementar um software com capacidade de fazer a FFT dos sinais, apresentando o espectro harmónico e o valor do THD% de todas correntes.

Lista de Referências

- [1] J. Afonso and J. Martins, “Qualidade da energia eléctrica,” *Rev. o Eletr. no. 9*, pp. 66–71, 2004.
- [2] J. L. Afonso, R. Pregitzer, J. G. Pinto, L. Monteiro, P. Neves, R. Alves, and D. Gonçalves, “SINUS - Tecnologia para Monitorização da Qualidade de Energia, Compensação Dinâmica de Harmónicos, Factor de Potência e Desequilíbrios e para Interface de Fontes Renováveis,” *Proceedings of XCLEEE - 10th Portuguese-Spanish Congress in Electrical Engineering*, pp. 2–7, 2007.
- [3] K. R. Chaudhari and T. A. Trivedi, “Analysis on Control Strategy of Shunt Active Power Filter for Three-phase Three-wire System,” in *Transmission & Distribution Conference and Exposition – Latin America, IEEE PES*, 2014, pp. 1–6. doi: 10.1109/TDC-LA.2014.6955179.
- [4] D. Graovac, V. A. Katić, and A. Rufer, “Power quality problems compensation with universal power quality conditioning system,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 22, no. 2, pp. 968–976, 2007. doi: 10.1109/TPWRD.2006.883027, ISSN: 0885-8977.
- [5] P. Neves, D. Gonçalves, J. G. Pinto, R. Alves, and J. L. Afonso, “Single-Phase Shunt Active Filter Interfacing Renewable Energy Sources with the Power Grid,” *IECON – 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 3264–3269, 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5415208, ISSN: 1553-572X.
- [6] P. Ferreira, M. Trindade, J. Martins, and J. Afonso, “Interfaces for renewable energy sources with electric power systems,” *Renew. Energy*, no. May 2003, pp. 1–6, 2003.
- [7] L. Lorenz, “Power Semiconductor Devices-Development Trends and System Interactions.,” pp. 348–354, 2007. doi: 10.1109/PCCON.2007.372991, ISBN: 1-4244-0843-1.
- [8] J. G. Pinto, B. Exposto, V. Monteiro, L. F. C. Monteiro, C. Couto, and J. L. Afonso, “Comparison of Current-Source and Voltage-Source Shunt Active Power Filters for Harmonic Compensation and Reactive Power Control,” pp. 5143–5148, 2012. doi: 10.1109/IECON.2012.6389552, ISSN: 1553-572X
- [9] K. Haddad and G. Joós, “Implementations Issues for Half-Bridge and Full-Bridge Active Filters in Single Phase Applications,” *Engineering Innovation: Voyage of Discovery, IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 2, pp. 544–547, 1997. doi: 10.1109/CCECE.1997.608282, ISSN: 0840-7789.
- [10] N. Mittal, B. Singh, S. P. Singh, R. Dixit, and D. Kumar, “Multilevel Inverters: A Literature Survey on Topologies and Control Strategies,” *2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems (ICPCES)*, pp. 1–11, 2012. doi: 10.1109/ICPCES.2012.6508041, ISBN: 978-1-4673-1049-9.
- [11] S. Kincic, A. Chandra, and S. Babic, “Five Level Diode Clamped Voltage Source Inverter and its Application in Reactive Power Compensation,” *LESCOPE, Large Engineering Systems Conference on Power Engineering*, pp. 86–92, 2002. doi: 10.1109/LESCPE.2002.1020671, ISBN: 0-7803-7520-3.
- [12] T. Porselvi and R. Muthu, “Comparison of Cascaded H-Bridge, Neutral Point Clamped and Flying Capacitor Multilevel Inverters using Multicarrier PWM,” *Annual IEEE India Conference (INDICON)*, pp. 1–4, 2011. doi: 10.1109/INDCON.2011.6139534, ISSN: 2325-940X
- [13] A. Ruderman and S. Schlosberg, “A hybrid asymmetric cascaded multilevel inverter comprising high resolution and symmetric low resolution parts,” *IEEE Conv. Electr. Electron. Eng. Isr. Proc.*, pp. 21–25, 2008. doi: 10.1109/EEEI.2008.4736550, ISBN: 978-1-4244-2481-8.

- [14] A. Prayag and S. Bodkhe, "A comparative analysis of classical three phase multilevel (five level) inverter topologies," *1st IEEE Int. Conf. Power Electron. Intell. Control Energy Syst. ICPEICES 2016*, pp. 1–5, 2016. doi: 10.1109/ICPEICES.2016.7853567, ISBN: 978-1-4673-8587-9.
- [15] F. Z. Peng, S. Member, G. W. Ott, and D. J. Adams, "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems," vol. 13, no. 6, pp. 1174–1181, 1998. doi: 10.1109/63.728344, ISSN: 0885-8993.
- [16] S. Zhang, K. Dai, H. Yu, and Y. Kang, "Current Compound Control Strategy for Single-Phase Shunt Active Power Filter," *Control*, pp. 1–4, 2010. doi: 10.1109/APPEEC.2010.5448228, ISSN: 2157-4839.
- [17] A. Nava-Segura and M. Carmona-Hernández, "Instantaneous Active and Reactive Current Compensation for AC/DC Three-phase Harmonic Generating Loads," pp. 521–526, 1998. doi: 10.1109/ICHQP.1998.759963, ISBN: 0-7803-5105-3.
- [18] P. Salmeron and J. Montano, "Instantaneous power components in polyphase systems under nonsinusoidal conditions," *Sci. Meas. ...*, vol. 143, no. 2, pp. 151–155, 1996. doi: 10.1049/ip-smt:19960182, ISSN: 1350-2344.
- [19] M. Depenbrock, "The FBD-method, a generally applicable tool for analyzing power relations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, no. 2, pp. 381–387, May 1993. doi: 10.1109/59.260849, ISSN: 08858950.
- [20] V. Staudt, "Fryze - Buchholz - Depenbrock: A time-domain power theory," in *International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC)*, 2008, pp. 1–12. doi: 10.1109/ISNCC.2008.4627481.
- [21] J. Afonso, C. Couto, and J. Martins, "Active Filters with Control Based on the p-q Theory," *IEEE Industrial Electronics Society Newsletter*, vol. 47, no. 3, pp. 5–10, 2000.
- [22] T. Santos, J. G. Pinto, P. Neves, D. Goncalves, and J. L. Afonso, "Comparison of three control theories for single-phase Active Power Filters," *35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics (IECON)*, pp. 3637–3642, Nov. 2009. doi: 10.1109/IECON.2009.5415144, ISSN: 1553-572X.
- [23] M. T. Haque, "Single-Phase PQ Theory for Active Filters," in *IEEE Region 10 Conference on Computers, Communications, Control and Power Engineering (TENCON)*, 2002, no. 98, pp. 1941–1944. doi: 10.1109/TENCON.2002.1182718.
- [24] E. H. Watanabe, M. Aredes, J. L. Afonso, J. G. Pinto, L. F. C. Monteiro, and H. Akagi, "Instantaneous p-q power theory for control of compensators in micro-grids," *2010 Int. Sch. Nonsinusoidal Curr. Compens.*, pp. 17–26, 2010. ISBN: 978-1-4244-5435-8
- [25] J. L. Afonso, M. J. S. Freitas, and J. S. Martins, "P-q Theory power components calculations," *IEEE Int. Symp. Ind. Electron.*, vol. I, pp. 385–390, 2003. doi: 10.1109/ISIE.2003.1267279, ISBN: 0-7803-7912-8.
- [26] M. P. Kazmierkowski and L. Malesani, "Current Control Techniques for Three-Phase Voltage-Source PWM Converters: A Survey," vol. 45, no. 5, pp. 691–703, 1998. doi: 10.1109/41.720325, ISSN: 0278-0046.
- [27] A. Araújo, J. G. Pinto, B. Exposto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Implementation and Comparison of Different Switching Techniques for Shunt Active Power Filters," *Industrial Electronics Society, IECON – 40th Annual Conference of the IEEE*, pp. 1519–1525, 2014. doi: 10.1109/IECON.2014.7048703, ISSN: 1553-572X
- [28] D. Kalyanraj and S. L. Prakash, "Design and Performance Analysis of Different Current Control Strategies of Voltage Source Inverter," *International Conference on Power, Energy and Control (ICPEC)*, pp. 310–315, 2013. doi: 10.1109/ICPEC.2013.6527672, ISBN: 978-1-4673-6027-2.

- [29] B. Exposto, H. Carneiro, G. Pinto, C. Couto, and J. L. Afonso, "Simulations of a current-source Shunt Active Power Filter with Carrier-Based PWM and Periodic Sampling modulation techniques," *Power Electron. Appl. (EPE 2011), Proc. 2011-14th Eur. Conf.*, no. Epe, pp. 1–8, 2011. ISBN: 978-1-61284-167-0.
- [30] B. Exposto, J. G. Pinto, D. Pedrosa, V. Monteiro, H. Gon, and J. L. Afonso, "Current-Source Shunt Active Power Filter with Periodic-Sampling Modulation Technique," *IECON 2012-38th*, pp. 1274–1279, 2012. doi: 10.1109/IECON.2012.6388555, ISSN: 1553-572X.
- [31] G. A. V. Caceres, J. C. G. Lizarazo, M. A. M. Villalobos, and J. F. P. Suarez, "Active power filters: A comparative analysis of current control techniques," *IEEE ANDESCON*, pp. 1–6, Sep. 2010. doi: 10.1109/ANDESCON.2010.5631646, ISBN: 978-1-4244-6740-2.
- [32] S. Orts-Grau, F. J. Gimeno-Sales, A. Abellan-Garcia, S. Segui-Chilet, and J. C. Alfonso-Gil, "Improved Shunt Active Power Compensator for IEEE Standard 1459 Compliance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 25, no. 4, pp. 2692–2701, Oct. 2010. doi: 10.1109/TPWRD.2010.2049033, ISSN: 0885-8977.
- [33] M. S. Aspalli and A. Wamanrao, "Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM) with Variable Carrier Synchronization for Multilevel Inverter Controllers," *International Conference on Control, Automation, Communication and Energy Conservation (INCACEC)*, pp. 1–6, 2009. ISBN: 978-1-4244-4789-3.
- [34] T. Instruments and D. S. P. D. Systems, "TMS320F2833X, TMS320F2823X Digital Signal Controllers (DSCs)," *ROBOMECH J.*, vol. 3, no. 1, p. 206, 2007.
- [35] Chen Yang, "Hall Effect Voltage Sensor CYHVS5-25A Datasheet [Online], disponível em <http://www.cy-sensor.com>" [Accessed: 25-January-2018].
- [36] LEM, "Current Transducer LA 55-P Datasheet [Online], disponível em <http://www.lem.com>" [Accessed: 22-January-2018].
- [37] SEMIKRON, "Hybrid Dual IGBT Driver SKHI 22A (R) [Online], disponível em <http://www.semikron.com>" [Accessed: 04-April-2018].
- [38] SEMIKRON, "Cast IGBT4 Modules SKM100GB12T4 [Online], disponível em <http://www.semikron.com>" [Accessed: 18-May-2018].