

FACULDADE DE ENGENHARIA DA UNIVERSIDADE DO PORTO

**Projecto e Simulação de um Controlador FACTS para Maximização
da Controlabilidade e Capacidade de Transmissão do Sistema
Eléctrico de Transmissão de Potência**

José Miguel Torres Correia Cardoso Ferreira

Licenciado em Engenharia Electrotécnica e de Computadores pela Faculdade de
Engenharia da Universidade do Porto

Dissertação submetida para satisfação parcial dos
requisitos do grau de mestre em
Engenharia Electrotécnica e de Computadores
(Área de Especialização de Informática e Automação)

**Dissertação realizada sob orientação do
Professor Doutor António Pina Martins
do Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores
da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto**

Porto, Julho de 2007

AGRADECIMENTOS

O trabalho anteriormente desenvolvido, a atenção sempre disponibilizada e a empatia pessoal e científica que pautou sempre o nosso diálogo, foram as razões que justificaram a vontade de prosseguir os estudos de mestrado sob a orientação do Senhor Professor Doutor António Pina Martins. Uma vez mais revelou elevação e perspicácia na interpretação de afinidades científicas e motivações profissionais, e sabiamente encaminhou o orientado na identificação de soluções e de erros, e no cumprimento progressivo de objectivos e prazos parcelares, rumo a este ponto do trabalho.

O meu reconhecimento também para a instituição Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto e para o Instituto de Sistemas e Robótica, pela disponibilização de meios e de condições variados que proporcionaram vias diversas e alargadas para a concretização do que se vislumbrou. Entre o seu capital humano é da mais elementar justiça salientar o apoio e o estímulo em vários momentos manifestados pelo Senhor Professor Doutor Adriano da Silva Carvalho, cuja personalidade se destaca como referência científica e pessoal. Registo, ainda, a minha gratidão ao Senhor Engenheiro Carlos João Ramos, pela simpatia e pontuais trocas de impressões, em particular sobre especificidades maiores do programa informático *Saber Designer*.

Os meus agradecimentos muito sinceros ao Nuno André Silva, amigo e colega de mestrado, pela insistência altruísta em transferir ideias e experiências para os que se seguem, e por haver determinantemente contribuído para o excelente ambiente de trabalho e camaradagem que me foi oferecido pelos meus colegas.

A tantos outros, familiares e amigos, que me concederam ausências, compreensão e incentivo, o meu profundo reconhecimento.

RESUMO

As acções de controlo e de protecção da rede eléctrica são tradicionalmente implementadas com recurso a dispositivos electromecânicos, sendo limitadas em tempo de actuação e em número de manobras devido ao desgaste. Por esse motivo, para além de outros, a rede eléctrica foi sobredimensionada com margens de segurança e redundâncias que constituem activos por rentabilizar. Com o aumento das solicitações devido à disseminação da produção dispersa, distribuída e liberalização do mercado energético as margens de segurança e a redundância foram reduzidas. Os controladores *Flexible AC Transmission Systems* (FACTS) surgem devido à evolução da electrónica de potência e dos sistemas de controlo digital, como uma tecnologia facilitadora que permite maximizar a controlabilidade e a capacidade de transmissão, constituindo, em vários casos, alternativas à construção ou aumento de capacidade de linhas e corredores de transporte de energia eléctrica.

Nesta dissertação são exploradas as potencialidades da tecnologia FACTS, contexto e oportunidades para a sua aplicação. Centra-se no *Unified Power Flow Controller* (UPFC), que permite combinar as funcionalidades de compensação série, paralela e de ângulo de fase num só Controlador FACTS.

São identificadas as topologias de conversores electrónicos de potência mais adequadas à implementação de um Controlador FACTS, em particular de um UPFC, baseado em inversores de tensão para elevada tensão e elevada potência e respectivo comando. A geração de correntes e tensões de referência é crucial para o desempenho do UPFC, o qual, por estar interligado com a rede eléctrica exige a sincronização por estimação do fasor. Diversos algoritmos de sincronização, de assinalável utilidade em múltiplas aplicações, incluindo um novo proposto, são explorados e testados segundo critérios quantitativos e qualitativos. Também permitem a estimação de frequência, componentes simétricos e outros parâmetros da rede aplicáveis a relés digitais de protecção e controlo e instrumentação.

É proposto um procedimento sistemático e estruturado para dimensionamento do circuito de potência e de controlo do UPFC, que inclui a coordenação entre conversores paralelo e série, sendo o Controlador FACTS UPFC testado, no *software* de simulação electromecânica *Saber Designer*, sob diversas condições de funcionamento.

ABSTRACT

Control and protection actions over the electrical grid are traditionally implement by electromechanical devices, being limited due to slow activation and fast wear out. By these reasons, among others, the electrical grid design was intentionally oversized with safety margins and redundancies which remain as assets to turn profitable. Due to the increasing demands imposed by distributed and disperse generation dissemination and the electrical market deregulation the safety margins and redundancies were reduced.

Flexible AC Transmission Systems (FACTS) controllers emerge, due to power electronics and digital control systems evolution, as an enabling technology that allows controllability and transmission capacity maximization, becoming, in several cases, an alternative to the construction or capacity increasing of electrical power transmission lines and corridors.

On this dissertation the capabilities, scenarios and opportunities for FACTS technology application are investigated. The focus is on the Unified Power Flow Controller (UPFC), which allows to combine series, parallel and phase angle compensation functionalities on a single FACTS controller.

The more suited electronic power converter topologies for a FACTS controller implementation are identified, particularly for a UPFC, based on a voltage source inverter for a high voltage and high power. Current and voltage references generation is crucial for the UPFC performance, which, for being connected to the electrical grid must be synchronized by phasor estimation. Several synchronization algorithms, very useful for multiple applications, including a new proposed one, are investigated and tested accordingly to qualitative and quantitative criteria. They also allow frequency, symmetrical components and other electrical grid parameters estimation with application to digital protection and control relaying and instrumentation.

A systematic and structured procedure for the UPFC power circuit and control system design is proposed, including the coordination between parallel and series converters, being the UPFC FACTS controller tested, on *Saber Designer* electromechanical simulation software, on several operating conditions.

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS.....	III
RESUMO	IV
ABSTRACT	V
ÍNDICE	VI
ÍNDICE DE FIGURAS.....	X
ÍNDICE DE TABELAS	XVII
CAPÍTULO 1 INTRODUÇÃO	1
1.1 ENQUADRAMENTO DO TEMA	2
1.2 MOTIVAÇÃO E OBJECTIVOS	3
1.3 PLANO DA DISSERTAÇÃO	4
1.4 CONTRIBUIÇÃO DA DISSERTAÇÃO	6
CAPÍTULO 2 POTENCIALIDADES DOS DISPOSITIVOS FACTS E HVDC	7
2.1 O SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉCTRICA.....	8
2.2 A QUALIDADE DE POTÊNCIA	12
2.2.1 PERTURBAÇÕES DA REDE ELÉCTRICA	13
2.3 NORMALIZAÇÃO	17
2.4 LIMITES À CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO	17
2.4.1 LIMITE TEÓRICO DA CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO.....	17
2.4.2 LIMITAÇÕES EM REGIME PERMANENTE	20
2.4.3 LIMITAÇÕES EM REGIME DINÂMICO	21
2.5 SOLUÇÕES CONVENCIONAIS PARA MELHORAR A QUALIDADE DA POTÊNCIA.....	22
2.5.1 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO PARALELO IDEAL.....	24
2.5.2 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE IDEAL.....	25
2.5.3 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO DE ÂNGULO DE FASE IDEAL.....	26
2.6 SOLUÇÕES CONVENCIONAIS PARA AS LIMITAÇÕES DINÂMICAS DE TRANSMISSÃO.....	27
2.6.1 MELHORIA DA ESTABILIDADE AO TRANSITÓRIO	28
2.6.2 MELHORIA DO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES DE POTÊNCIA	28
2.6.3 MELHORIA DO LIMITE DE ESTABILIDADE DE TENSÃO.....	29

2.7 SOLUÇÕES PARA MELHORAR A CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO BASEADAS EM DISPOSITIVOS FACTS.....	30
2.7.1 CONTROLADORES FACTS BASEADOS EM TIRÍSTORES.....	31
2.7.2 CONTROLADORES FACTS BASEADOS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA.....	35
2.7.3 POTENCIALIDADES DA TECNOLOGIA FACTS.....	41
2.8 HIGH-VOLTAGE DIRECT CURRENT TRANSMISSION (HVDC) E FACTS	41
2.9 CASO DE ESTUDO – O UPFC.....	43
CAPÍTULO 3 SINCRONIZAÇÃO E DETECÇÃO DE COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL	45
3.1 GERADOR DE REFERÊNCIAS.....	46
3.1.1 INTERFACE DE CONVERSORES DE POTÊNCIA COM A REDE ELÉCTRICA.....	46
3.1.2 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DO COMPONENTE FUNDAMENTAL OU COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL.....	48
3.1.3 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA.....	56
3.1.4 ENHANCED PHASE-LOCKED LOOP (EPLL)	58
3.1.5 COMBINADOR LINEAR ADAPTATIVO (ADALINE).....	64
3.1.6 FILTRO PASSA-BANDO ADAPTATIVO COM ESTRUTURA MULTI-ETAPA (FPBAEM)	72
3.1.7 TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA (DFT).....	82
3.2 TESTES E COMPARAÇÃO.....	87
3.2.1 CONDIÇÕES DE TESTE GERAIS.....	88
3.2.2 TESTES.....	92
3.3 COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS	143
CAPÍTULO 4 CONVERSOR DE POTÊNCIA E COMANDO.....	145
4.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DE POTÊNCIA	146
4.1.1 CONVERSORES MULTIPULSO	147
4.1.2 CONVERSORES MULTINÍVEL.....	148
4.2 COMPARAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DE POTÊNCIA	151
4.3 FUTURO DOS CONVERSORES DE TENSÃO.....	153
4.4 INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO DE 6 PULSOS.....	154
4.4.1 MÉTODOS DE MODULAÇÃO OU COMANDO	155
4.4.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSOS BASEADA EM PORTADORA	155
CAPÍTULO 5 DIMENSIONAMENTO DO CIRCUITO DE POTÊNCIA DO UPFC	159
5.1 DIMENSIONAMENTO.....	160
5.1.1 CONVERSOR SÉRIE	161
5.1.2 CONVERSOR PARALELO.....	163
5.1.3 CONDENSADOR DO BARRAMENTO DC	168

5.1.4 CIRCUITO DE POTÊNCIA DO UPFC SIMULADO.....	171
CAPÍTULO 6 UNIFIED POWER FLOW CONTROLLER.....	174
6.1 FUNCIONAMENTO DO UPFC	175
6.1.1 CARACTERÍSTICAS GENÉRICAS	175
6.1.2 CAPACIDADE DE CONTROLO DO FLUXO DE POTÊNCIA DO UPFC.....	177
6.2 ESTRUTURA DE CONTROLO	183
6.2.1 CONTROLO FUNCIONAL DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR PARALELO.....	187
6.2.2 CONTROLO FUNCIONAL DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR SÉRIE	189
6.2.3 COMPENSAÇÃO PARALELA E SÉRIE INDEPENDENTES	192
6.3 MÉTODO DE CONTROLO	193
6.3.1 CONVERSOR PARALELO.....	193
6.3.2 CONVERSOR SÉRIE.....	211
6.3.3 PROTECÇÕES.....	225
6.3.4 INTERACÇÃO E CONTROLO COORDENADO DE CONVERSORES.....	227
6.4 FUNCIONAMENTO UPFC EM MODO CONTROLO COMBINADO.....	233
6.4.1 SEGUIMENTO DE REFERÊNCIAS E RESPOSTA A PERTURBAÇÕES	234
6.4.2 REGULAÇÃO DE FLUXO DE POTÊNCIA EM REDES ELÉCTRICAS.....	239
CAPÍTULO 7 CONCLUSÃO E PERSPECTIVAS DE DESENVOLVIMENTOS FUTUROS.....	245
7.1 CONCLUSÃO	246
7.2 PERSPECTIVAS DE DESENVOLVIMENTOS FUTUROS	248
REFERÊNCIAS	250
ANEXOS	260
ANEXO A COMPONENTES SIMÉTRICOS.....	261
A.1 DEFINIÇÕES DE COMPONENTES SIMÉTRICOS	262
A.1.1 COMPONENTES SIMÉTRICOS ESTACIONÁRIOS	262
A.1.2 COMPONENTES SIMÉTRICOS INSTANTÂNEOS	264
A.2 PROCESSAMENTO DE COMPONENTES SIMÉTRICOS	265
A.2.1 COMPONENTES SIMÉTRICOS ESTACIONÁRIOS	265
A.2.2 COMPONENTES SIMÉTRICOS INSTANTÂNEOS	266
A.3 REFERÊNCIAS	268
ANEXO B SISTEMA POR UNIDADE	269
B.1 VALORES POR UNIDADE.....	270
B.1.1 SISTEMAS MONOFÁSICOS	270
B.1.2 SISTEMAS TRIFÁSICOS.....	272
B.2 MUDANÇA DE BASE DE IMPEDÂNCIAS OU ADMITÂNCIAS.....	273

B.3 REFERÊNCIAS.....	273
ANEXO C MODELO E AMBIENTE DE SIMULAÇÃO SABER DESIGNER	274
C.1 MODELO DE SIMULAÇÃO.....	275

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 2-1 – Exemplos de perturbações da rede eléctrica com perda de qualidade de potência, Fonte: (IEEE 2001).	13
Figura 2-2 – Modelo aproximado de linha indutiva sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos.	18
Figura 2-3 – Modelo aproximado de uma linha indutiva sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos, aplicável a linhas electricamente curtas, tipicamente inferiores a 160 km.	20
Figura 2-4 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da linha de transmissão da Figura 2-3.	20
Figura 2-5 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas, ou sistemas eléctricos, com um compensador reactivo ideal ligado em paralelo ao seu ponto médio.	24
Figura 2-6 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente do modelo da Figura 2-5.	25
Figura 2-7 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas, ou sistemas eléctricos, com um compensador reactivo ideal ligado em série.	25
Figura 2-8 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da Figura 2-7.	26
Figura 2-9 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos com um compensador de ângulo (<i>phase-shifter</i>).	27
Figura 2-10 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da Figura 2-9.	27
Figura 2-11 – Exemplo de compensador de potência reactiva estático (<i>SVC</i>) composto por condensadores comutados por tirístores (<i>TSC's</i>) e bobinas controladas por tirístores (<i>TCR's</i>).	33
Figura 2-12 – Topologias de compensadores controláveis série usando <i>TSC's</i> e <i>TSR's</i> .	34
Figura 2-13 – Controlo do ângulo de transmissão com um transformador desfasador controlado por tirístores (<i>Thyristor-controlled phase shifting transformer</i>).	35
Figura 2-14 – Trânsito de potência num <i>Static Synchronous Compensator</i> (<i>STATCOM</i>).	37
Figura 2-15 – <i>Static Synchronous Series Compensator</i> (<i>SSSC</i>).	38
Figura 2-16 – <i>Unified Power Flow Controller</i> (<i>UPFC</i>) implementado com inversores de tensão interligados por um barramento DC comum.	39
Figura 2-17 – <i>Interline Power Flow Controller</i> (<i>IPFC</i>) implementado com inversores de tensão interligados por um barramento DC comum.	40
Figura 3-1 – Estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental com PLL baseada na teoria da potência instantânea (Fonte: (Aredes, Monteiro et al. 2003)).	55
Figura 3-2 – Diagrama de blocos da EPLL.	60
Figura 3-3 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado na EPLL.	63
Figura 3-4 – Sistema de estimação do componente fundamental e do componente fundamental em quadratura ADALINE.	66
Figura 3-5 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado em ADALINE.	71

Figura 3-6 – Correspondência entre o diagrama de blocos do FPBAEM e as relações temporais entre os sinais do intervalo de amostragem k (Fonte: adaptado de (Vainio e Ovaska 1995)).....	73
Figura 3-7 – Esquema do filtro passa-banda preditivo adaptativo (Fonte: (Vainio e Ovaska 2002)).	76
Figura 3-8 – Modelo de um comutador em sentido anti-horário para um interpolador 1 para 6 (Fonte: (Vainio e Ovaska 1997)).....	78
Figura 3-9 – Desfasador de quadratura, com normalização da entrada.....	79
Figura 3-10 – Estimação do componente fundamental e respectivo fasor com FPBAEM e BECFQFCF.....	81
Figura 3-11 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado no bloco da Figura 3-10.	82
Figura 3-12 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado em DFT.....	88
Figura 3-13 – Comparação do desempenho do método ADALINE com vectores de peso com diferente número de harmónicos no seguimento de um sinal com conteúdo harmónico diverso.....	90
Figura 3-14 – Resposta em amplitude e fase do filtro FIR proposto em (Vainio e Ovaska 1995), $N=12$	92
Figura 3-15 – Resposta em amplitude e fase do filtro FIR proposto em (Vainio e Ovaska 1996), $N=22$	92
Figura 3-16 – Resposta do método EPLL a uma cava de tensão.	97
Figura 3-17 – Resposta do método ADALINE a uma cava de tensão.	97
Figura 3-18 – Resposta do método FPBAEM a uma cava de tensão.	98
Figura 3-19 – Resposta do método DFTC a uma cava de tensão.....	98
Figura 3-20 – Resposta do método DFTS a uma cava de tensão.	99
Figura 3-21 – Resposta do método EPLL a uma sobretensão.....	99
Figura 3-22 – Resposta do método ADALINE a uma sobretensão.....	100
Figura 3-23 – Resposta do método FPBAEM a uma sobretensão.	100
Figura 3-24 – Resposta do método DFTC a uma sobretensão.	101
Figura 3-25 – Resposta do método DFTS a uma sobretensão.....	101
Figura 3-26 – Resposta do método EPLL a uma variação de fase.	102
Figura 3-27 – Resposta do método ADALINE a uma variação de fase.....	103
Figura 3-28 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de fase.....	103
Figura 3-29 – Resposta do método DFTC a uma variação de fase.	104
Figura 3-30 – Resposta do método DFTS a uma variação de fase.....	104
Figura 3-31 – Resposta do método EPLL a uma variação de frequência em degrau.	105
Figura 3-32 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de frequência em degrau.....	106
Figura 3-33 – Resposta do método DFTC a uma variação de frequência em degrau.	106
Figura 3-34 – Resposta do método DFTS a uma variação de frequência em degrau.....	107
Figura 3-35 – Resposta do método ADALINE a uma variação linear ascendente de frequência de 1 Hz/s.	108
Figura 3-36 – Resposta do método ADALINE a uma variação linear descendente de frequência de 1 Hz/s.	108
Figura 3-37 – Resposta do método EPLL a uma variação de frequência sinusoidal.....	109
Figura 3-38 – Resposta do método ADALINE a uma variação de frequência sinusoidal.	110

Figura 3-39 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de frequência sinusoidal.	110
Figura 3-40 – Resposta do método DFTC a uma variação de frequência sinusoidal.	111
Figura 3-41 – Resposta do método DFTS a uma variação de frequência sinusoidal.....	111
Figura 3-42 – Resposta do método EPLL a uma flutuação de tensão AC.....	112
Figura 3-43 – Resposta do método ADALINE a uma flutuação de tensão AC.....	113
Figura 3-44 – Resposta do método FPBAEM a uma flutuação de tensão AC.	113
Figura 3-45 – Resposta do método DFTC a uma flutuação de tensão AC.	114
Figura 3-46 – Resposta do método DFTS a uma flutuação de tensão AC.	114
Figura 3-47 – Resposta do método EPLL a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.	115
Figura 3-48 – Resposta do método ADALINE a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.	116
Figura 3-49 – Resposta do método FPBAEM a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.	116
Figura 3-50 – Resposta do método DFTC a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.	117
Figura 3-51 – Resposta do método DFTS a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.	117
Figura 3-52 – Erro de estimação do componente fundamental.	118
Figura 3-53 – Precisão da estimação de amplitude.	119
Figura 3-54 – Precisão da estimação de frequência.....	119
Figura 3-55 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método EPLL sob condições nominais ideais.	120
Figura 3-56 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método ADALINE sob condições nominais ideais.	121
Figura 3-57 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método FPBAEM sob condições nominais ideais.....	121
Figura 3-58 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método DFTC sob condições nominais ideais.....	122
Figura 3-59 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método DFTS sob condições nominais ideais.	122
Figura 3-60 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.	123
Figura 3-61 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.	124
Figura 3-62 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.	124
Figura 3-63 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.....	125
Figura 3-64 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.	125
Figura 3-65 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF a uma sobretensão.....	126
Figura 3-66 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF a uma sobretensão.....	126
Figura 3-67 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF a uma sobretensão.	127
Figura 3-68 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF a uma sobretensão.	127
Figura 3-69 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF a uma sobretensão.....	128
Figura 3-70 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.....	129
Figura 3-71 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.	130
Figura 3-72 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.	130
Figura 3-73 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.....	131
Figura 3-74 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.	131
Figura 3-75 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.....	132
Figura 3-76 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.	132

Figura 3-77 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.....	133
Figura 3-78 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.....	133
Figura 3-79 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.	134
Figura 3-80 – Resposta do método EPLL ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.	135
Figura 3-81 – Resposta do método ADALINE ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.	136
Figura 3-82 – Resposta do método FPBAEM ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.....	136
Figura 3-83 – Resposta do método DFTC ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.....	137
Figura 3-84 – Resposta do método DFTS ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.	137
Figura 3-85 – Resposta do método EPLL ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.	138
Figura 3-86 – Resposta do método ADALINE ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.	138
Figura 3-87 – Resposta do método FPBAEM ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.....	139
Figura 3-88 – Resposta do método DFTC ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.....	139
Figura 3-89 – Resposta do método DFTS ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.	140
Figura 3-90 – Resposta do método EPLL sob presença de picos e cortes.	141
Figura 3-91 – Resposta do método ADALINE sob presença de picos e cortes.	141
Figura 3-92 – Resposta do método FPBAEM sob presença de picos e cortes.	142
Figura 3-93 – Resposta do método DFTC sob presença de picos e cortes.....	142
Figura 3-94 – Resposta do método DFTS sob presença de picos e cortes.	143
Figura 4-1 – Inversor de tensão multipulso de 12 pulsos com duas unidades de seis pulsos com ligações triângulo/aberto e estrela/aberto.....	148
Figura 4-2 – Inversor de tensão <i>multipoint-clamped</i> de 5 níveis.	149
Figura 4-3 – Inversor de tensão com tipologia <i>chain</i> com 5 níveis e duas células (pontes H).	150
Figura 4-4 – Inversor de tensão <i>nested-cell</i> baseado em conversor multipulso de 12 pulsos com duas unidades de seis pulsos com ligações triângulo/aberto e estrela/aberto.	151
Figura 4-5 – Implementação da modulação por largura de impulsos, exemplo para o conversor paralelo STATCOM.	158
Figura 5-1 – Disposição dos Conversores Paralelo (Conv. 1) e Série (Conv. 2).....	160
Figura 5-2 – Algoritmo para dimensionamento óptimo do UPFC (Dizdarevic 2001).	162
Figura 5-3 – Máxima capacidade de potência reactiva disponível no conversor paralelo (Fonte: (Dizdarevic 2001))... ..	164
Figura 5-4 – Filtro LCL	166
Figura 6-1 – UPFC formado por fontes de tensão ideais interligando um sistema de potência constituído por duas máquinas, ou sistemas eléctricos independentes, ligadas por uma linha de transmissão.	175
Figura 6-2 – Circuito de potência do UPFC e interligação à rede eléctrica.	177
Figura 6-3 – Sentido das grandezas corrente e potência activa e reactiva na linha de transmissão.	177
Figura 6-4 – Característica potência activa transmissível vs ângulo de transmissão ($P-\delta$).....	181
Figura 6-5 – Característica consumo de potência reactiva no extremo receptor vs ângulo de transmissão ($-Q_r-\delta$)	181
Figura 6-6 – Diagrama fasorial da compensação por injeção de tensão série pelo UPFC.....	182
Figura 6-7 – Circuito de potência do UPFC, interligação à rede eléctrica e circuito de controlo.	184
Figura 6-8 – Diagrama fasorial da acção de controlo e regulação de tensão no barramento pelo UPFC.....	190

Figura 6-9 – Diagrama fasorial da acção de controlo no modo compensação de impedância de linha do UPFC.....	191
Figura 6-10 – Diagrama fasorial da acção de controlo do modo de regulação do ângulo de fase do UPFC.....	192
Figura 6-11 – Esquema de potência do conversor paralelo do UPFC.....	194
Figura 6-12 – Relação angular entre tensão e corrente em referencial síncrono.....	195
Figura 6-13 – Diagrama de blocos do modelo matemático do conversor paralelo do UPFC.....	196
Figura 6-14 – Estrutura global de controlo para o conversor paralelo do UPFC.....	197
Figura 6-15 – Malha de controlo de corrente.....	199
Figura 6-16 – Controlador de tensão do barramento DC.....	201
Figura 6-17 – Circuito de teste do conversor paralelo.....	207
Figura 6-18 – Arranque do conversor paralelo STATCOM em carga controlada do condensador DC.....	209
Figura 6-19 – Resposta do conversor paralelo STATCOM ao consumo e injeção de potência no barramento DC igual à potência nominal do conversor série do UPFC, $\pm 1,85$ p.u.....	209
Figura 6-20 – Efeito do conversor paralelo STATCOM em modo de regulação de tensão em caso de queda de tensão no barramento paralelo devido a ligação de uma carga indutiva.....	210
Figura 6-21 – Tensão no barramento DC do STATCOM, referências de corrente directa e em quadratura e correntes directa e em quadratura à saída do conversor, na condição da Figura 6-20.....	210
Figura 6-22 – Sistema de controlo do conversor série.....	213
Figura 6-23 – Conversor série ligado num barramento com duas linhas de transmissão em paralelo que interliga extremo gerador e extremo receptor.....	214
Figura 6-24 – Resposta do conversor série SSSC, no modo controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de potência activa.....	221
Figura 6-25 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de potência reactiva.....	222
Figura 6-26 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de corrente, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de corrente activa.....	223
Figura 6-27 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de corrente, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de corrente reactiva.....	223
Figura 6-28 – Conversor série SSSC no modo de injeção directa de tensão na linha de transmissão, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente.....	224
Figura 6-29 – Conversor série SSSC no modo de controlo automático de fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, com saída de serviço da linha A.....	225
Figura 6-30 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de protecção dos conversores do UPFC.....	227
Figura 6-31 – Circuito equivalente do UPFC interligado com a rede eléctrica.....	228
Figura 6-32 – Diagrama de blocos de controlo da tensão do barramento DC.....	229
Figura 6-33 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de controlo do conversor paralelo do UPFC com controlador de coordenação de potência activa.....	230
Figura 6-34 – Comparação da evolução da tensão no barramento DC do STATCOM, sob a condição da Figura 6-20, com utilização de CCPA1 e CCPA2 e ausência de CCPA.....	230

Figura 6-35 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de controlo do conversor paralelo do UPFC com CCPR.	232
Figura 6-36 – UPFC em modo de controlo automático de fluxo de potência sem CCPR.....	232
Figura 6-37 – UPFC em modo de controlo automático de fluxo de potência com CCPR.	233
Figura 6-38 – Circuito de teste do UPFC.	233
Figura 6-39 – UPFC no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências de potência activa impostas externamente.	234
Figura 6-40 – UPFC no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências de potência reactiva impostas externamente.	235
Figura 6-41 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, com saída de serviço da linha A.....	235
Figura 6-42 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de cava de tensão na tensão do extremo receptor da linha.	236
Figura 6-43 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de flutuação sinusoidal amortecida da tensão no extremo gerador.	237
Figura 6-44 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de degrau de fase na tensão do extremo receptor.	238
Figura 6-45 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de variação linear de frequência.	238
Figura 6-46 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de perturbação sinusoidal amortecida de frequência.....	239
Figura 6-47 – Fluxo de potência em corredores paralelos.	240
Figura 6-48 – Fluxo de potência em corredores paralelos com dispositivo HVDC instalado.....	240
Figura 6-49 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de impedância variável.....	241
Figura 6-50 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de ângulo de fase variável.	241
Figura 6-51 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de tensão injectada variável, por exemplo um SSSC ou UPFC.	241
Figura 6-52 – UPFC em controlo automático de fluxo de potência num corredor composto por duas linhas em paralelo com outra linha de transmissão em paralelo, interligando o extremo gerador ao extremo receptor.....	242
Figura 6-53 – Acção do UPFC em controlo automático de fluxo de potência para o circuito de teste da Figura 6-52...	243
Figura 6-54 – Fluxo de potência no circuito de teste da Figura 6-52 sem acção de regulação do UPFC.	243
Figura A- 1 – Componentes da Sequência Positiva	262
Figura A- 2 – Componentes da Sequência Negativa.....	262
Figura A- 3 – Componentes da Sequência Nula	262
Figura A- 4 – Diagrama do Bloco de Cálculo (BC) do Componente Simétrico Instantâneo de Sequência Positiva (CSISP) pela definição da Eq. (A.29) (Iravani e Karimi-Ghartemani 2003).....	267

Figura C- 1 – Extracto do modelo de simulação do controlador FACTS UPFC correspondente ao conversor série e transformadores de inserção de tensão série na linha de transmissão.....	275
Figura C- 2 – Extracto do modelo de simulação do controlador FACTS UPFC correspondente à modulação por largura de impulsos do conversor série.....	276
Figura C- 3 – Unidade de controlo digital com código C embebido.....	277

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 2-1 – Produção independente de energia nos Estados Unidos da América (10^9 Watts/Hora), Fonte: (Energy Information Administration 2006).	11
Tabela 2-2 – Caracterização da potência eólica instalada em Portugal Continental, Fonte: (DGGE 2007).	11
Tabela 2-3 – Amortecimento de oscilações de potência (A potência mecânica P_{mi} é considerada constante ao longo de um ciclo de oscilação).	29
Tabela 2-4 – Comparação do funcionamento de controladores série e paralelo (Hingorani e Gyugyi 1999).	31
Tabela 2-5 – Atributos de controlo de diversos controladores FACTS (Hingorani e Gyugyi 1999).	42
Tabela 3-1 – Coeficientes dos filtros FIR fixos propostos por Vainio e Ovaska.	91
Tabela 3-2 – Informação intrinsecamente estimada pelos diversos métodos.	93
Tabela 3-3 – Critérios quantitativos de comparação dos métodos de obtenção do CSISPF.	95
Tabela 3-4 – Conteúdo harmónico da onda da rede eléctrica nos testes de imunidade a harmónicos (p.u.)	129
Tabela 3-5 – Tensões de alimentação da rede eléctrica sob condições de falha assimétrica (Fonte: (Lee, Kim et al. 2004))	135
Tabela 4-1 – Comparação de projectos de controladores FACTS baseados em inversores de tensão. (Fonte: (Liu, Zhang et al. 2005))	153
Tabela 5-1 – Bases do sistema por unidade (Ver Anexo B).	172
Tabela 5-2 – Parâmetros da rede eléctrica em valores absolutos e em valores por unidade.	173
Tabela 5-3 – Parâmetros do sistema UPFC e circuitos de teste e respectivas origens ou métodos de cálculo em valores absolutos e em valores por unidade.	173
Tabela 6-1 – Parâmetros da rede eléctrica e sistema UPFC.	205
Tabela 6-2 – Parâmetros e dimensionamento dos controladores de corrente do UPFC.	206
Tabela 6-3 – Parâmetros e dimensionamento do controlador de tensão no barramento DC do UPFC.	206
Tabela 6-4 – Parâmetros e dimensionamento do controlador de corrente <i>feed-forward</i> do UPFC.	207
Tabela 6-5 – Parâmetros do controlador de tensão no barramento paralelo do UPFC.	207
Tabela 6-6 – Parâmetros do circuito de teste da Figura 6-17.	208
Tabela 6-7 – Fórmulas para dimensionamento dos controladores para o método de controlo por acoplamento cruzado e para o método do controlo avançado.	219
Tabela 6-8 – Parâmetros da rede eléctrica correspondente ao circuito da Figura 6-23.	220
Tabela 6-9 – Parâmetros do controlador de corrente do conversor série.	220

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 ENQUADRAMENTO DO TEMA

Foram globalmente implementadas interligações entre redes eléctricas por razões económicas, para maior segurança e para maior fiabilidade. As interligações permitem aproveitar a diversidade de cargas, disponibilidade de fontes e inclusivé variações geográficas do preço do combustível para fornecer energia eléctrica ao mínimo custo com a indispensável fiabilidade.

O custo das linhas de transmissão de energia eléctrica e as perdas, bem como as restrições na construção de novas infra-estruturas de transporte, limitam a capacidade de transmissão disponível e limitam ou impedem a optimização do equilíbrio de energia entre a produção localizada e o transporte para os consumidores.

Se neste contexto de desenvolvimento da rede eléctrica ocorre um aumento das necessidades e fluxos de potência, o sistema torna-se menos seguro para reagir a perturbações e podem acontecer elevados fluxos de potência sem o devido controlo, oscilações entre partes distintas da rede e estrangulamentos pontuais inviabilizando a optimização da utilização das interligações existentes.

A controlabilidade instalada actualmente na rede eléctrica é baseada em dispositivos electromecânicos comandados por microcontroladores, computadores e redes de comunicação de reduzida latência que asseguram acções de controlo e protecção da rede eléctrica. No entanto, as acções de controlo estão limitadas pelos dispositivos electromecânicos, tanto no tempo de resposta como na frequência das mesmas, sendo o desgaste motivo de preocupação.

Face às limitações supra-referidas das acções de controlo e protecção, o funcionamento do sistema foi assegurado com recurso a técnicas diversas, mas à custa de maiores margens de segurança na operação e de redundâncias, ou seja, sobredimensionando a rede eléctrica. A margem de reserva existente é um activo por rentabilizar.

Recentemente, aumentaram as solicitações à rede eléctrica, e prevê-se que continuem a aumentar, devido ao aumento da produção dispersa e distribuída, bem como à liberalização do mercado energético. Torna-se necessário providenciar pontos de acesso à rede a empresas e a clientes produtores de energia eléctrica. Segundo a perspectiva da reestruturação e evolução das infra-estruturas de rede, permanece imutável a dificuldade em construir corredores de transmissão de energia e o natural e lógico objectivo de minimizar o custo do investimento.

O recente e rápido desenvolvimento da electrónica de potência viabilizou equipamentos de elevada tensão e potência a custos razoáveis, controlados cada vez de forma mais eficiente por via do simultâneo desenvolvimento de sistemas digitais com maior capacidade de processamento.

Os controladores FACTS, baseados em equipamento estático de elevada tensão e potência, são uma tecnologia facilitadora que permite contornar diversas dificuldades antes mencionadas, maximizando a controlabilidade e a capacidade de transmissão, constituindo em vários casos alternativas à construção ou ao

aumento de capacidade de linhas e corredores, tanto em tensão como em corrente. Permitem o controlo de parâmetros inter-relacionados que influenciam na operação de sistemas de transmissão, incluindo: impedância série, impedância paralelo, corrente, tensão, ângulo de fase e amortecimento de oscilações com frequências abaixo da nominal. Estas capacidades não têm paralelo nos dispositivos convencionais baseados em componentes electromecânicos.

A controlabilidade e a flexibilidade consentidas pelos controladores FACTS permitem actuar sobre o fluxo de potência na linha de transmissão, possibilitando o trânsito de potência em valores próximos do limite térmico da linha, maximizando o aproveitamento do sistema mediante a utilização das margens de potência e redundâncias disponíveis, e aproveitando esses activos. As cada vez mais elevadas frequências de comutação proporcionadas pelos semicondutores de potência controlados permitem implementar acções de controlo e protecção com respostas dinâmicas passíveis de contrariarem perturbações estáticas e dinâmicas na rede eléctrica.

Sob uma perspectiva sistémica a tecnologia FACTS não se resume a um só controlador FACTS, mas sim ao funcionamento integrado e coordenado de múltiplos controladores FACTS que controlam um ou mais dos parâmetros do sistema mencionados, em função do objectivo estabelecido pelo despacho. O funcionamento integrado e coordenado com dispositivos electromecânicos de controlo e protecção existentes é possível.

O *Unified Power Flow Controller* (UPFC) permite combinar as funcionalidades da compensação série, paralela e de ângulo de fase num só controlador, sendo por essa razão nele centrada a dissertação. Possibilita o controlo da potência activa e reactiva na linha de transmissão e, simultaneamente, a regulação da tensão no barramento ao qual está ligado sem introduzir modos de oscilação sub-síncronos. A combinação de funcionalidades que proporciona permite eliminar a utilização de múltiplos equipamentos convencionais ou controladores FACTS, com a consequente redução de custos. Segundo a perspectiva industrial a abordagem unificada no controlo do fluxo de potência significa projecto simplificado, com redução de tamanho de equipamento, trabalho e de tempo de instalação, para além de melhor desempenho da rede eléctrica.

1.2 MOTIVAÇÃO E OBJECTIVOS

O interesse na especialização no domínio da electrónica de potência, a investigação anterior desenvolvida na área da tecnologia FACTS, e a multiplicidade de aplicações do inversor de tensão, unidade construtiva básica dos Controladores FACTS mais sofisticados, conduziu à realização de uma dissertação centrada no *Unified Power Flow Controller* (UPFC).

Não sendo viável a implementação experimental deste controlador FACTS houve o suporte do poderoso *software* de simulação electromecânica *Saber Designer*, que oferece a possibilidade de desenvolver modelos, para além dos existentes, e simular em simultâneo sistemas contínuos e discretos, com constantes de tempo

muito diferentes.

Ao tempo do planeamento da dissertação foram identificados alguns objectivos importantes que deveriam ser satisfeitos. Um primeiro era explorar as potencialidades dos controladores FACTS relativamente aos quais existe intensa investigação, frequentes desenvolvimentos e crescente aplicação prática. Sendo já sabido que seria o UPFC o controlador a seleccionar foram identificadas as potencialidades dos restantes controladores mais relevantes e o contexto e oportunidades para a sua aplicação.

Sendo o UPFC quase exclusivamente baseado em dois conversores de potência do tipo inversor de tensão, afigurava-se como segundo objectivo identificar as topologias de conversores electrónicos de potência mais adequadas para uma implementação real de um UPFC, destinadas a uma aplicação de elevada potência e elevada tensão.

O terceiro objectivo é o sistema de controlo do UPFC. Como qualquer aplicação baseada num conversor de potência, o respectivo desempenho está particularmente condicionado pelos seguintes subsistemas do conversor: 1) dimensionamento do circuito de potência; 2) sistema de controlo; 3) sistema de geração de referências de tensão, corrente e/ou potência.

Foi sistematizado e estruturado um procedimento para o dimensionamento do circuito de potência e do sistema de controlo do UPFC, incluindo o conversor paralelo e série, bem como a correspondente coordenação entre conversores, algo não identificado para a totalidade do UPFC na bibliografia consultada, insistentemente focalizada numa parte, função ou aplicação. Relativamente à modulação ela está enquadrada no segundo objectivo, por depender directamente do conversor electrónico de potência que serve de base à implementação do inversor de tensão.

O quarto objectivo é o desenvolvimento de um sistema de geração de referências. Neste domínio enquadra-se a sincronização do conversor, sendo para tal necessária a detecção de fase da onda da rede. Trata-se de uma funcionalidade essencial para qualquer conversor de potência, de qualquer topologia e aplicação, que funcione interligado com a rede eléctrica. A detecção de fase está interligada com a detecção de frequência e amplitude. As aplicações são múltiplas em conversores de potência mas também em relés de protecção, controlo e em instrumentação, pelo que grande atenção foi dada na procura de um sistema de geração de referências.

Finalmente, um quinto objectivo é o teste do controlador FACTS para operação sob diversos regimes de funcionamento.

1.3 PLANO DA DISSERTAÇÃO

A estrutura da dissertação foi pensada para conter seis capítulos, incluindo a apresentação e a conclusão. O **Capítulo 1** faz a apresentação da dissertação, enquadrando o tema e a relevância que possui para o contexto da rede eléctrica, bem como a motivação do autor para a sua realização e os múltiplos objectivos parcelares

subjacentes ao seu desenvolvimento. Explica-se neste capítulo a vontade de sistematizar e estruturar conceitos e procedimentos intrínsecos à aplicação em causa mas também aplicáveis à generalidade dos inversores de tensão interligados com a rede eléctrica. É exposto o plano da dissertação e os resultados obtidos até ao momento e reconhecidos sob a forma de artigos técnicos publicados em conferências internacionais, listados no fim do capítulo.

No **Capítulo 2** é abordado o sistema gerador de referências, essencial para o desempenho final do UPFC. São abordados métodos alternativos de sincronização com a rede eléctrica que permitem, para além da estimação do fasor, a estimação da frequência, componentes simétricos estacionários e componentes simétricos instantâneos. A sua aplicação é vasta em conversores de potência interligados com a rede eléctrica mas também em relés digitais de protecção e controlo, pelo que a generalidade de aplicação motivou um aprofundamento sem paralelo comparativamente com outros subsistemas do UPFC. A investigação conduziu ao desenvolvimento de um novo método de estimação de fasor e frequência, a partir dos componentes fundamentais, no caso extraídos com recurso a filtros passa-banda adaptativos. Vários métodos alternativos são comparados segundo critérios quantitativos e qualitativos.

O **Capítulo 3** é dedicado a topologias de conversores electrónicos de potência que permitem implementar inversores de tensão para aplicações de elevada potência e elevada tensão, nomeadamente à identificação de vantagens e de inconvenientes das topologias multipulso e multinível. É vislumbrada a evolução esperada para estes conversores e justificada a simplificação por via do recurso ao inversor de tensão de 6 pulsos, bem como a modulação por largura de impulsos implementada.

O dimensionamento do circuito de potência do UPFC é abordado no **Capítulo 4**, sendo identificados e comparados métodos alternativos.

O **Capítulo 5** inicia-se com a descrição com maior detalhe do funcionamento do UPFC, preliminarmente abordada no Capítulo 2. Segue-se a apresentação da estrutura de controlo, a qual se divide primeiramente no conversor paralelo e no conversor série, à medida que é apresentado o procedimento sistematizado e estruturado de dimensionamento dos respectivos sistemas de controlo. O funcionamento coordenado do conversor série e paralelo do UPFC é um objectivo, e a forma de o conseguir é descrita. São apresentados resultados do funcionamento sob diversas condições: primeiro do conversor paralelo e série, em modo independente; e depois em conjunto, como UPFC, em modo combinado.

Na conclusão, **Capítulo 6**, é efectuada uma análise crítica do trabalho desenvolvido mas também se traçam alguns caminhos a seguir se acaso este trabalho usufrísse de continuidade.

No final da dissertação existem **Anexos**. No primeiro, são descritas e comparadas as diversas definições existentes para componentes simétricos de um sistema de potência trifásico, e fundamenta-se a definição escolhida face ao objectivo de aplicação no subsistema gerador de correntes e tensões de referência a implementar no sistema de potência em desenvolvimento. No segundo, são enunciadas as vantagens da utilização de valores por unidade em redes eléctricas e é sistematizada a respectiva utilização no sistema de

potência desenvolvido. No terceiro é resumida a organização do modelo e do procedimento de simulação em ambiente *Saber Designer*.

1.4 CONTRIBUIÇÃO DA DISSERTAÇÃO

Os principais resultados desta dissertação a destacar serão: os algoritmos apresentados de estimação de fasor, incluindo o novo método proposto; e o procedimento sistemático e estruturado de dimensionamento do circuito de potência e controlo do UPFC.

Relativamente ao primeiro resultado mencionado a investigação empreendida no âmbito desta dissertação permitiu a apropriação de conhecimento relevante no domínio dos algoritmos de estimação de fasor, e logo de sincronização, de conversores electrónicos de potência interligados com a rede eléctrica, bem como de estimação de frequência. A partir desses algoritmos pode ser extraída outra informação como os componentes simétricos estacionários, os componentes simétricos instantâneos, a potência, e outros parâmetros com aplicação em relés digitais baseados em microprocessadores e sistemas de monitorização e protecção. Não há conhecimento de métodos similares ao proposto que permite a extracção de fasor e frequência a partir dos componentes fundamentais da rede eléctrica, e que foi aplicado no caso a componentes fundamentais extraídos mediante filtros passa-banda adaptativos.

Quanto ao procedimento de dimensionamento do circuito de potência e controlo do UPFC, resulta da compatibilização de métodos não integrados identificados na bibliografia sobre o assunto.

Os resultados dos estudos efectuados no âmbito desta dissertação foram sendo apresentados ao longo do tempo, com o apoio da Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto e do Instituto de Sistemas e Robótica, e deram até agora origem às seguintes publicações:

- “An Improved Technique for the Estimation of Local Frequency, Fundamental Component Phasor and Instantaneous Symmetrical Components”, José C. Ferreira, António P. Martins, *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'06*, Palma de Maiorca, Espanha, 2006.
- “Robust Converter Synchronization to a Weak Grid Through a DFT-based Method”, António P. Martins, José C. Ferreira, *Proceedings of the International Conference on Renewable Energies and Power Quality, ICREPQ'06*, Palma de Maiorca, Espanha, 2006.

CAPÍTULO 2

Potencialidades dos Dispositivos FACTS e HVDC

2.1 O SISTEMA DE TRANSMISSÃO DE ENERGIA ELÉCTRICA

A distribuição de energia eléctrica para consumo teve início em 1882 nos Estados Unidos da América e as primeiras centrais eléctricas eram accionadas por máquinas a vapor e geravam corrente contínua por meio de dínamos (Paiva 2005). Até ao virar do século deu-se a generalização da utilização do sistema AC, devido à viabilidade de transformação¹, por via de transformadores elevadores magnéticos, para minimização das perdas de transporte, e posterior transformação para níveis de tensão aceitáveis para consumo e doméstico e industrial e pela disponibilidade do motor de indução². O sistema de transmissão DC pelo contrário, não permitia a transformação de tensão e, consequentemente, os centros de produção e distribuição não poderiam distar mais do que alguns quilómetros devido às perdas, devendo a tensão gerada ser baixa, por motivos de segurança (Philipson e Willis 2006). O sistema de transmissão de tensão AC permitiu, por via da transformação de tensão, a geração remota e interligação de linhas de transmissão e sistemas eléctricos em rede, levando a uma organização do sistema eléctrico em: 1) centros produtores, máquinas síncronas rotativas; 2) transmissão, subtransmissão e distribuição, em redes predominantemente reactivas com parâmetros distribuídos; 3) e cargas, síncronas, assíncronas e passivas, consumindo potência activa e reactiva; para além do respectivo equipamento auxiliar e de protecção.

A distribuição de energia foi fortemente impulsionada pela necessidade de fornecimento de energia eléctrica para as indústrias e áreas populacionais em forte expansão. A disponibilidade de fontes de energia e o mercado criado pelo rápido crescimento económico, para além do dinamismo da indústria nos Estados Unidos da América, contribuíram para a proliferação de diversos fornecedores e distribuidores de energia, privados e públicos³. A desregulação resultante desta dispersão levou à necessidade da intervenção governamental, quer no estabelecimento de regras, quer na produção e distribuição de energia, também como meio de promover o desenvolvimento económico durante a Grande Depressão da década de 1930 (Philipson e Willis 2006).

Para beneficiar da diversidade de cargas, desfasamentos das pontas de potência devidas a diferenças horárias, reservas energéticas geograficamente dispersas⁴, variações do preço do combustível e para responder às exigências de potência e aumentar a fiabilidade, surgiram novas interligações entre sistemas eléctricos a

¹ Proposto por *Ferranti*.

² Proposto por *Tesla*.

³ Frequentemente denominados por *utilities*. Uma *utility* pode ser definida como um bem ou serviço em relação ao qual se admite que os membros de uma sociedade têm direito, mediante uma cobrança razoável, e que não poderia ser distribuído de forma satisfatória pelos canais de mercado usuais.

⁴ Por exemplo: centrais hidroeléctricas, próximas de fluxos de água; centrais de combustíveis fósseis, próximas de minas de carvão; centrais nucleares, necessariamente distantes de aglomerados urbanos (Mathur e Varma 2002).

nível regional, nacional mas também a nível internacional, conseguindo-se uma economia de escala⁵ (Philipson e Willis 2006). Estas interligações, agora generalizadas ao plano global, levaram ao estabelecimento de linhas de transmissão paralelas e malhas de transmissão, com as correspondentes sobrecargas e subaproveitamentos da capacidade de transmissão, agravados também por limitações contratuais à utilização da capacidade de transmissão.

O sistema eléctrico de energia ficou mais exposto a variações de tensão, e a instabilidades por redução das margens de estabilidade em operação para suprir as necessidades de potência.

Foram, por estes motivos, difundidas as técnicas de compensação com condensadores e compensadores de potência reactiva controláveis a partir da década de 1970.

Recentemente, diversos desenvolvimentos no contexto da rede eléctrica tiveram impacto na capacidade de transmissão, mas também na qualidade de potência (Dugan, McGranaghan, Santoso e Beaty 2003);

1) Desregulação do Mercado: A organização tradicional das empresas fornecedoras de energia eléctrica é vertical, e resultou das etapas de produção, transmissão e distribuição ao utilizador final, que as *utilities* inicialmente adoptavam. Recentemente as empresas fornecedoras de energia eléctrica iniciaram uma mudança organizacional resultante da desregulação e introdução de diversos mercados competitivos regionais a nível mundial. A mudança é particularmente evidente na separação introduzida entre produção, transmissão e a distribuição de energia, para propiciar a competição.

O novo paradigma resulta da motivação dos governos e entidades reguladoras dos mercados de energia eléctrica, particularmente em países desenvolvidos, em promover a competição na produção de energia para redução do custo da electricidade, melhorando mesmo assim o nível de qualidade e fiabilidade do serviço.

A implementação do novo mercado não está ainda estabilizada, mas deverá salvaguardar a controlabilidade do sistema e poderá pender para o estabelecimento de entidades independentes que operam a rede eléctrica, ou gerem os fluxos de potência instalados como activos a rentabilizar, modelo adoptado em Portugal com a REN- Rede Eléctrica Nacional, S.A..

A possibilidade de um utilizador comprar a energia ao produtor preferencial provocará problemas de fluxos paralelos e malhas de transmissão, levando a cargas de linhas imprevistas em projecto, variação de tensão e decréscimo da estabilidade transitória (Madami e Novosel 2005).

A separação entre produção, transmissão e distribuição também desencorajará o equipamento de geradores com as tradicionais funcionalidades de controlo de emissão e absorção de energia reactiva para apoio à transmissão. Por sua vez as empresas responsáveis pela transmissão terão todo o interesse em fazer a melhor utilização da capacidade de transmissão, minimizar perdas, beneficiar da máxima flexibilidade e operar com margens de segurança suficientes para garantir a fiabilidade pretendida (Mathur e Varma 2002).

⁵ Na Península Ibérica, dada a separação geográfica do resto da Europa, a interligação dos sistemas eléctricos português e espanhol é uma forma de conseguir, para além da melhor utilização dos recursos, a melhoria da competitividade das

2) Produção Distribuída: O interesse na produção distribuída⁶ surgiu na década de 1970 com os incentivos governamentais à utilização eficiente de recursos energéticos disponíveis e renováveis, sendo reforçado na década de 1990 com a melhoria do desempenho destes sistemas, necessidade de redundância e fiabilidade acrescidas e com a desregulação e acesso livre de produtores ao mercado (Dugan, McGranaghan et al. 2003). A produção distribuída coloca algumas dificuldades à operação da rede eléctrica ao nível da interligação, qualidade da potência injectada, coordenação da potência reactiva injectada ou absorvida, disponibilidade e consequente necessidade de salvaguarda de reservas de energia, protecção, e responsabilização por falhas de abastecimento (Puttgen, MacGregor et al. 2003);

3) Globalização: A globalização da indústria colocou a descoberto as fragilidades dos sistemas eléctricos a nível mundial, quando empresas que constroem unidades industriais similares em diferentes locais, se deparam com problemas de fornecimento de electricidade devido a sistemas eléctricos mais fracos ou diferentes climas. Estas disparidades conduziram a diversas iniciativas de *benchmarking* de qualidade de potência em distintos locais do mundo;

4) Fiabilidade: No contexto do mercado liberalizado é frequentemente estabelecido contratualmente o nível de continuidade de serviço e da qualidade de potência fornecida entre fornecedores e consumidores. Poderão ser estabelecidos prémios caso os objectivos definidos sejam cumpridos e penalidades em caso de incumprimento.

A Tabela 2-1 demonstra o aumento verificado na produção independente de energia nos Estados Unidos da América tanto em número de geradores como em capacidade.

A Tabela 2-2 demonstra o aumento verificado na produção distribuída de energia em Portugal Continental para o caso da energia eólica, tanto para o número de parques e aerogeradores como em potência instalada.

Torna-se necessário aferir a fiabilidade, e para tal as entidades reguladoras continuam a desenvolver índices comparativos de diversos aspectos da qualidade de potência e de continuidade de serviço, esta última relacionada com as interrupções.

Estes índices comparativos, uniformizados também quanto aos processos de medição e quantificação, são adoptados internacionalmente pelas *utilities*, que têm também o interesse e a obrigação de providenciar um serviço aceitável aos consumidores, considerando a relação custo-benefício nas acções de melhoria da fiabilidade e disponibilidade (Hamoud e El-Nahas 2003).

Adicionalmente, a pressão competitiva obriga à procura constante de aumento de produtividade por parte dos consumidores nas actividades respectivas, a qual conduz à instalação de equipamentos eléctricos mais rápidos, produtivos e eficientes.

empresas ibéricas e a projecção de investimentos para o estrangeiro (Eybalin e Shahidehpour 2003).

⁶ A produção distribuída pode significar tecnologias renováveis, como solar, fotovoltaica, térmica, eólica, geotérmica, e oceânica (ondas e marés), mas também tecnologias não renováveis, como motores de combustão interna, ciclo combinado, turbinas de combustão, microturbinas e células de combustível (Puttgen, MacGregor e Lambert 2003)

Tabela 2-1 – Produção independente de energia nos Estados Unidos da América (10⁹ Watts/Hora), Fonte: (Energy Information Administration 2006).

Período	Combustão Interna		Turbina de Combustão		Turbina a Vapor		Hidroelectricidade		Vento e Outras		Total	
	Número de Geradores	Capacidade	Número de Geradores	Capacidade	Número de Geradores	Capacidade	Número de Geradores	Capacidade	Número de Geradores	Capacidade	Número de Geradores	Capacidade
2004	n.d.	2169	n.d.	1028	n.d.	1086	n.d.	1003	n.d.	137	5863	5423
2005	n.d.	4024	n.d.	1917	n.d.	1831	n.d.	998	n.d.	994	17371	9766

n.d. = não disponível.

Tabela 2-2 – Caracterização da potência eólica instalada em Portugal Continental, Fonte: (DGGE 2007).

	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	Jan 2007	TCMA
Potência instalada (MW)	76	114	175	253	537	1047	1681	1693	67,6 %
Nº parques instalados	9	16	24	42	71	103	139	140	57,8 %
Nº de aerogeradores instalados	123	173	213	276	441	701	964	970	40,9 %
Potência média (MW):									
- dos parques	8,4	7,2	7,3	6,0	7,6	10,2	12,1	12,1	6,2%
- dos aerogeradores instalados	0,6	0,7	0,8	0,9	1,2	1,5	1,7	1,7	18,9 %
- dos aerogeradores instalados em cada ano	0,5	0,8	1,5	1,3	1,7	2,0	2,4	2,0	30,0 %

TCMA - Taxa de Crescimento Média Anual entre 2000 e 2006.

Esta procura é também incentivada pelos fornecedores de energia eléctrica, visto que a utilização de equipamentos eléctricos mais eficientes pelos clientes permite protelar investimentos em novas subestações e equipamentos de produção de energia. O novo equipamento é, porém, frequentemente mais vulnerável a problemas de qualidade de potência do que os equipamentos electromecânicos da geração anterior para

redução de custos, sendo por vezes fonte de novas perturbações (Morcos e Gomez 2003). Os problemas de qualidade de potência ganham importância redobrada também devido à maior automatização de processos industriais, os quais podem ser interrompidos com elevado prejuízo em caso de falha. A interrupção de uma unidade de produção pode levar à perda dos bens em fabrico e implicar várias horas para retoma da produção.

2.2 A QUALIDADE DE POTÊNCIA

A terminologia “qualidade da potência” e “qualidade do fornecimento de potência” é usada com significado equivalente por diversas fontes com o objectivo de abordar a interacção entre o sistema eléctrico de energia e o consumidor, ou quando a perspectiva é técnica, entre o sistema eléctrico de energia e a carga (Bollen 2000).

A terminologia “qualidade de potência” é mais adequada e utilizada e, por ser considerada a mais abrangente, será usada doravante. No dicionário do IEEE, “qualidade de potência” define-se como o “conceito de alimentação e ligação à terra de equipamento sensível, de forma a permitir a operação do equipamento”; no entanto é empregue actualmente de forma mais geral incluindo poluição harmónica gerada por cargas.

No contexto da qualidade de potência outros termos são frequentemente usados, como: 1) “qualidade de tensão”, reportando a desvios da forma de onda de tensão do ideal, pode ser interpretado como a qualidade do produto entregue pelo fornecedor de energia eléctrica aos clientes; 2) “qualidade de corrente”, reportando a desvios da forma de onda de corrente do ideal, pode ser representativo do que o consumidor retira da rede eléctrica, quando a forma de onda de tensão é ideal; 3) “qualidade de fornecimento” ou “qualidade de potência”, abrangendo a vertente técnica da “qualidade da tensão” e “qualidade de corrente” referidas em 1) e 2) mas também a vertente da interacção entre consumidor e fornecedor, como o tempo de reacção a reclamações do consumidor, transparência do sistema tarifário, etc; e, 4) “qualidade de consumo”, termo complementar do anterior.

Existem referências à qualidade de potência desde a década de 60, no contexto da especificação e monitorização da qualidade de potência a fornecer a equipamentos electrónicos, e posteriormente como objectivo no projecto de sistemas industriais seguros, fiáveis e com reduzidos custos de instalação e operação. Simultaneamente, existem referências a “qualidade da tensão” no contexto de variações lentas da magnitude de tensão (Bollen 2000).

A abordagem sistemática das causas que deterioram a “qualidade de potência” com o objectivo da respectiva mitigação tem aumentado por diversos motivos: 1) a vulnerabilidade do equipamento electrónico, baseado em microprocessadores e dispositivos de electrónica de potência, a perturbações de tensão é actualmente

maior; 2) crescente preocupação com a eficácia global da rede eléctrica, devido ao impacto de accionamentos de velocidade variável e condensadores paralelo, para correcção do factor de potência e redução de perdas; 3) aumento de exigência dos consumidores finais, o fornecimento de energia eléctrica é visto como um produto, que não deve ser interrompido ou causar falhas de funcionamento nas instalações do cliente, pelo que surge o desafio às entidades fornecedoras de energia para melhoria do serviço, o que também foi reforçado pelo aparecimento de normalização; 4) o consumidor introduz perturbações na rede eléctrica, devido ao aumento de cargas não-lineares, as quais as *utilities* esperam que sejam controladas e limitadas; 5) interesse e compromisso dos fornecedores em disponibilizar um serviço fiável e com qualidade; 7) múltiplas inter-conexões na rede eléctrica, levam a que uma falha num processo possa conduzir a falhas mais extensas; 8) disponibilidade de equipamento electrónico para medição de vários parâmetros da qualidade da potência, como quedas de tensão e harmónicos, para além de parâmetros convencionais como tensão eficaz, frequência, interrupções, etc.

2.2.1 PERTURBAÇÕES DA REDE ELÉCTRICA

As ondas de tensão ou corrente da rede eléctrica nunca assumem exactamente o valor nominal, existindo permanentemente desvios dos parâmetros amplitude, frequência, factor de potência, etc. Ocasionalmente sucedem desvios súbitos significativos de um ou mais parâmetros denominados eventos. A Figura 2-1 a) e b) ilustra perturbações da rede eléctrica.

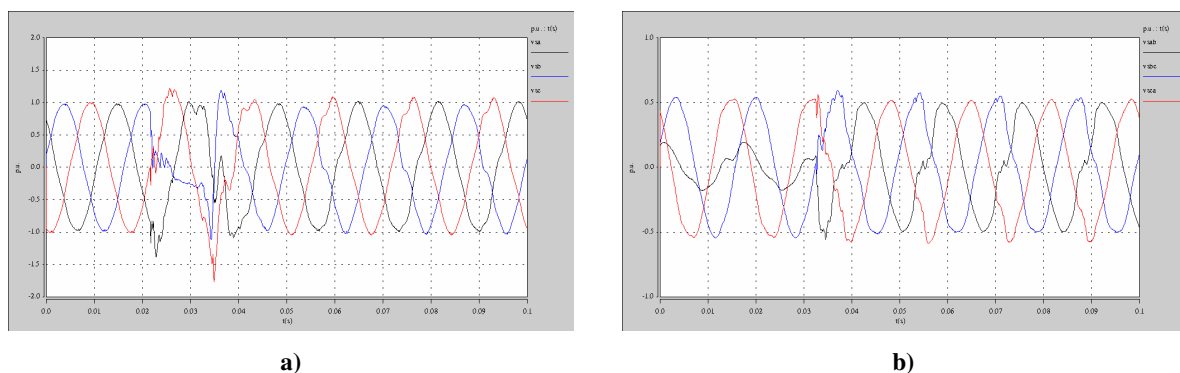


Figura 2-1 – Exemplos de perturbações da rede eléctrica com perda de qualidade de potência, Fonte: (IEEE 2001).

Possíveis causas da variação da magnitude da onda de tensão são (Bollen 2000): 1) a variação da carga total do sistema; 2) acertos da razão de transformação dos transformadores; 3) comutações de bancos de condensadores ou reactâncias. A variação da frequência da onda de tensão, directamente relacionada com a velocidade angular dos geradores que fornecem energia à rede eléctrica, deve-se: 1) ao desequilíbrio entre

produção e consumo de energia; 2) a falhas e avarias em geradores de energia eléctrica. O desvio de frequência e a duração dependem da característica da carga e da resposta do sistema de controlo de produção de energia às variações de carga. A variação da magnitude da onda de corrente deve-se a variações de carga, e por sua vez implicará variações de magnitude da onda de tensão.

A fase da corrente deve, idealmente, ser igual à da tensão, no entanto, devido ao consumo de potência reactiva nas cargas, existe fase relativa e como tal, factor de potência não unitário.

A flutuação rápida de tensão, tipicamente devida a fornos de arco, origina variação do fluxo de potência para a carga, o que no caso de certas frequências origina a tremulação da luz emitida por lâmpadas.

São também frequentes perturbações harmónicas da rede eléctrica, as quais resultam do desvio da onda de tensão da sua forma ideal, e consequente desvio da corrente da sua forma ideal, ou desvio da corrente da sua forma ideal quando estão presentes cargas não lineares.

Há principalmente três causas para a distorção harmónica de tensão (Bollen 2000): 1) distorções introduzidas pelo normal funcionamento de máquinas síncronas, por não ser exactamente sinusoidal a forma de onda por elas gerada, por exemplo nos centros produtores de energia; 2) não-linearidades existentes na rede eléctrica, as quais introduzem distorção na forma de onda de tensão no percurso de transporte desde a produção até ao consumidor, por exemplo os transformadores de potência possuem razão de transformação não linear devido à saturação do fluxo magnético no ferro do núcleo; 3) cargas não lineares, as quais constituem a principal causa da presença de harmónicos de tensão.

Nas últimas décadas, tem havido uma disseminação, principalmente na indústria mas também nos utilizadores em geral, de equipamentos baseados em electrónica de potência, que por incluírem conversores de potência comutados, como rectificadores e inversores, consomem corrente não sinusoidal e introduzem harmónicos de corrente na rede eléctrica. Cumulativamente, provocam harmónicos na tensão na rede eléctrica por quedas de tensão não sinusoidais nas impedâncias do sistema. Existem equipamentos não electrónicos como fornos de arco, máquinas de soldar e lâmpadas de descarga gasosa que também provocam harmónicos de corrente. Todos os equipamentos que não consumam corrente com forma de onda igual à tensão no ponto de entrega são considerados cargas não lineares.

A distorção harmónica de corrente está interligada com os harmónicos de tensão, sendo estes últimos principalmente resultantes de harmónicos de corrente.

Os harmónicos de corrente, e eventualmente de tensão, implicam (Bollen 2000): 1) o sobre-dimensionamento de dispositivos em série como transformadores e cabos; 2) perdas adicionais porque, comparativamente com correntes sinusoidais com igual valor eficaz, as resistências aumentam com a frequência.

A corrente produzida por alguns equipamentos, como cicloconversores e alguns controladores de aquecimento, contém componentes, denominados inter-harmónicos ou sub-harmónicos, cuja frequência não é múltipla da frequência fundamental, ou componentes com frequência inferior à componente fundamental,

respectivamente. Os inter-harmónicos resultam tipicamente de algum tipo de conversão de frequência e podem excitar ressonâncias entre indutâncias, por exemplo de transformadores, e capacidades, como bancos de condensadores. Os sub-harmónicos são mais nocivos e podem conduzir à saturação de transformadores ou a danos em geradores síncronos e turbinas.

A presença de harmónicos na rede eléctrica provoca problemas de funcionamento em diversos equipamentos e componentes da rede eléctrica, respectivas fontes, redes de transmissão e distribuição, e cargas como (Wagner, Balda, Griffith, McEachern, Barnes, Hartmann, Phileggi, Emmanuel, Horton, Reid, Ferraro e Jewell 1993; Afonso 2000): 1) transformadores, por aumento das perdas por aquecimento, saturação, ressonâncias, vibrações de enrolamentos e redução de vida útil; 2) máquinas eléctricas rotativas, por aquecimento, binários pulsantes, ruído audível e redução de vida útil; 3) rectificadores controlados e reguladores de tensão, por disparo indevido dos semicondutores de potência; 4) órgãos de protecção e de corte, por disparos intempestivos de relés de protecção e disjuntores e avarias em fusíveis; 5) condutores eléctricos, por aumento das perdas; 6) condensadores, por deterioração do dieléctrico por aumento das perdas por dissipação térmica; 7) lâmpadas, por redução da vida útil devido à flutuação da intensidade luminosa (*flicker*) causada por sub-harmónicos; 8) instrumentação de medida de energia eléctrica, por erros de medição; 9) equipamentos de comunicação, devido à interferência electromagnética, etc.

O desequilíbrio de tensão e corrente verifica-se em caso de desigualdade entre os valores eficazes de tensão ou quando ângulos entre fases consecutivas não são iguais. Deve-se a uma distribuição assimétrica de grandes cargas monofásicas, como cargas de tracção ferroviária ou fornos de arco, ou devido a avarias em bancos de condensadores, como uma avaria numa protecção de uma das fases (Bollen 2000). O desequilíbrio de tensão provoca, por exemplo, aquecimento adicional nos enrolamentos de máquinas síncronas e assíncronas, levando a perda de eficiência. Adicionalmente, os harmónicos de corrente aliados ao desequilíbrio da rede eléctrica podem levar (Zheng, Makram e Girgis 2003; Soares 2004): 1) à circulação de corrente no neutro superior à corrente das fases, o que origina perdas, aquecimento, principalmente em caso de redução da secção do condutor neutro relativamente aos condutores de fase; 2) envelhecimento adicional dos isolamentos; 3) ineficácia dos transformadores ligados em triângulo/estrela em evitar a penetração de componentes de sequência nula na rede eléctrica, devido ao desequilíbrio no terceiro harmónico; 4) falhas em equipamento electrónico cujo funcionamento dependa da detecção de passagem por zero, 5) aumento de complexidade na análise do fluxo de potência dos harmónicos, etc.

A comutação de rectificadores trifásicos resulta em curto-circuitos com duração tipicamente inferior a 1 ms que pode causar cortes na onda de tensão da rede o que, sucessivamente, pode conduzir a harmónicos de ordem elevada.

Finalmente existem sinais de controlo de tensão⁷ sobrepostos à onda de tensão da rede para transmissão de informação para o sistema público de distribuição, e que podem causar ruído audível e sinais em linhas telefónicas. Também existe ruído de alta-frequência, constituído por componentes de tensão aperiódicos, tipicamente resultantes de fornos de arco, circuitos de controlo, combinações de cargas não-lineares distintas e fontes comutadas e que pode assumir valores de modo comum ou diferencial no sistema trifásico. Os efeitos do ruído são frequentemente evidenciados por incorrecta ligação à terra, para condução do ruído, podendo ser mitigado com recurso a filtros, transformadores de isolamento e condicionadores de linha.

Outro tipo de distorção é o resultante de uma componente DC sobreposta à onda de tensão ou corrente da rede eléctrica, a qual pode resultar de perturbações electromagnéticas e assimetrias em conversores electrónicos de potência. Quando presente pode levar à saturação do núcleo de transformadores em operação normal, causando aquecimento adicional e diminuição da vida do transformador.

Os eventos são fenómenos ocasionais caracterizados por variações rápidas estocásticas de um ou mais parâmetros da onda da rede. Podem levar ao disparo de equipamentos, interrupção da produção ou operação de uma unidade produtiva, ou colocar em risco a normal operação do sistema eléctrico.

A onda de tensão da rede eléctrica pode incorrer em diversos tipos de eventos, caracterizados por desvios súbitos da magnitude normal com uma duração finita: 1) interrupções, quando decresce para valores inferiores a 1 % do nominal⁸, resultantes do disparo de protecções⁹, iniciado por falhas ou resultante de disparos intempestivos, condutores quebrados sem actuação de protecções e intervenção do operador; 2) cavas, quando decresce para valores inferiores a 90 % e superiores a 1%, causadas por curto-circuitos no sistema eléctrico e arranques de grandes motores; 3) degraus de magnitude de tensão, resultantes de comutação de cargas, acertos na razão de transformação dos transformadores e manobras de comutação sobre o sistema; 4) sobretensões, quando aumenta para valores superiores a 110 %, resultantes de descargas atmosféricas, manobras de comutação sobre o sistema, em particular, em caso de retirada súbita de carga, curto-circuitos monofásicos, ferroressonância¹⁰ e não linearidades; 5) variações rápidas, de natureza impulsiva¹¹ tipicamente devidas a descargas atmosféricas, ou oscilatória, devido a acções de comutação de cargas capacitivas ou cabos, ou à resposta local do sistema eléctrico a variações de natureza impulsiva; 6)

⁷ Mencionados nas normas existem sinais de controlo de ondulação (*ripple control signals*), sinais portadores na linha de potência (*power-line-carrier signals*) e sinais de marcação da rede (*mains marking*) (Bollen 2000).

⁸ Segundo a definição da NP EN 50160. A definição da IEEE Std-1159 caracteriza como interrupções decréscimos abaixo de 10 % do valor nominal.

⁹ Tipicamente a interrupção é superada após algumas dezenas de ciclos, tipicamente 18 a 30, com a religação automática das protecções, no caso da falha haver sido eliminada.

¹⁰ Ferroressonância é um fenómeno irregular, e frequentemente caótico, de ressonância entre uma reactância de magnetização não linear de um transformador e de uma capacidade, por exemplo de um banco de transformadores ou cabo subterrâneo, e pode levar a danos no sistema eléctrico.

¹¹ Devido à natureza impulsiva a forma destas perturbações pode ser alterada pelos equipamentos eléctricos no sistema eléctrico e ter características distintas quando medida em diferentes pontos do sistema. Poderá excitar frequências naturais do sistema eléctrico e provocar oscilações transitórias (Dugan, McGranaghan et al. 2003).

degraus de fase, devido ao desligamento de um de dois alimentadores em paralelo.

2.3 NORMALIZAÇÃO

A normalização existe em diversos países e a nível internacional, e tem como objectivos: a definição das condições de funcionamento normais e variações admissíveis; a definição de terminologia, para a eficaz comunicação, medição e monitorização, etc; a limitação de perturbações na rede eléctrica, no fornecimento de energia eléctrica, bem como no consumo.

A EN50160 surgiu em 1994, preparada pelo CENELEC – *Comité Européen de la Normalisation Electrotechnique*, e originou em 1995 a versão portuguesa NP 50160, “Características da Tensão Fornecida pelas Redes de Distribuição Pública de Energia Eléctrica”, adoptada pelo Instituto Electrotécnico Português, tendo sido actualizada em 2001 de acordo com a nova versão europeia de 1999. Esta norma define as características principais, no ponto de entrega ao cliente, da tensão de alimentação por uma rede de distribuição pública em baixa ou média tensão, em condições de exploração normais (CENELEC 2001).

A CEI – Comissão Electrotécnica Internacional também emitiu normas específicas sobre qualidade de tensão como: a IEC 61000-3-3 (2002) e a IEC 61000-3-5 (1994). Estabelece limites a cumprir na emissão de perturbações por equipamentos eléctricos para o ambiente electromagnético bem como requisitos mínimos de imunidade destes equipamentos às perturbações conduzidas pelo sistema eléctrico ou radiadas entre equipamentos eléctricos. Não abrangem perturbações provenientes do sistema eléctrico, como falhas, mas apenas as resultantes da emissão de equipamentos eléctricos.

O IEEE – *Institute of Electrical and Electronics Engineers* emitiu normas diversas relacionadas com a qualidade de tensão sendo de realçar a IEEE Std 519-1992 (1981 e 1992).

2.4 LIMITES À CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO

Para além de eventuais limitações contratuais ao uso de uma linha de transmissão, existem limitações físicas e operacionais à máxima utilização da capacidade de transmissão, agrupáveis em condicionalismos: 1) térmicos; 2) dieléctricos; e, 3) de estabilidade.

2.4.1 LIMITE TEÓRICO DA CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO

Não obstante a rede eléctrica ser caracterizada por múltiplas conexões, as relações fundamentais que determinam a capacidade de transmissão de uma linha de transmissão podem ser obtidas com base num modelo simplificado de parâmetros distribuídos, e que se resume a um centro produtor, linha de transmissão

e carga, denominando-se modelo de duas máquinas, Figura 2-2. O modelo das duas máquinas também pode representar dois sistemas AC independentes interligados por uma linha de transmissão AC.

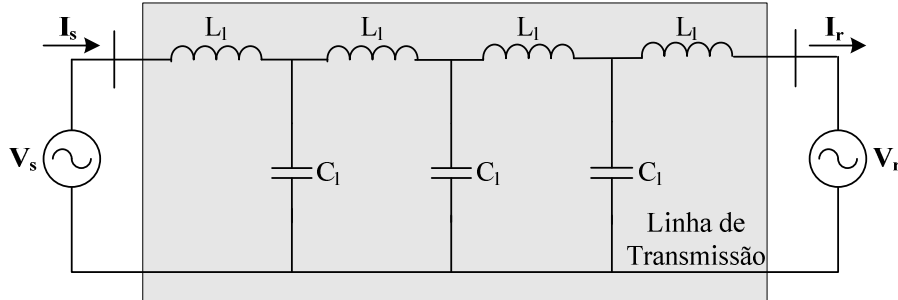


Figura 2-2 – Modelo aproximado de linha indutiva sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos.

O comportamento da linha de transmissão é principalmente determinado pelos elementos reactivos L e capacitivos C representados no modelo. A capacidade de transmissão de potência do sistema é a definida pela eq. (2.1), na qual: V_s é a magnitude de tensão no extremo gerador (fonte), V_s ; V_r é a magnitude de tensão no extremo receptor (carga), V_r ; δ é o ângulo de transmissão ou de carga entre V_s e V_r ; Z_0 é a impedância característica, eq. (2.2); θ é o ângulo eléctrico, eq. (2.3), onde λ é o comprimento de onda, β o número de ondas completas por unidade de comprimento de linha, eq. (2.4), onde a é o comprimento da linha e f é a frequência da onda da rede (Song e Johns 1999).

$$P = \frac{V_s V_r}{Z_0 \sin \theta} \sin \delta \quad (2.1)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.2)$$

$$\theta = \frac{2\pi}{\lambda} a = \beta a \quad (2.3)$$

$$\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = \omega \sqrt{LC} = 2\pi f \sqrt{LC} \quad (2.4)$$

A máxima capacidade de transmissão da linha sem perdas sucede à carga natural, eq. (2.5), à qual a

amplitude da tensão permanece constante ao longo da linha, e a tensão e corrente permanecem em fase relativa ao longo da linha de transmissão, pelo que a capacidade de transmissão de potência é independente do comprimento da linha. A troca de potência reactiva na linha é perfeitamente equilibrada porque o consumo de potência reactiva da reactância série é igual à produção de potência reactiva pela capacidade paralelo.

$$P_0 = \frac{V_0^2}{Z_0}, V_0 = V_s = V_r \quad (2.5)$$

Tipicamente, por razões económicas e requisitos operacionais do sistema não é possível o funcionamento à carga natural.

A cargas mais leves do que a natural, a linha permanece sobrecompensada, visto que o incremento de tensão aos terminais da reactância série, devido à corrente de carga da capacidade paralelo da linha, é superior à queda de tensão causada pela corrente de carga, resultando num aumento de tensão ao longo da linha até um valor máximo a meio comprimento. O excesso de corrente de carga flui pelos extremos geradores e receptores do sistema AC forçando-os a absorver a potência reactiva capacitiva correspondente.

A cargas mais elevadas no que a natural, a linha permanece subcompensada, dado que o incremento de tensão resultante da queda de tensão devida à capacidade paralela é insuficiente para cancelar a queda de tensão aos terminais da reactância série da linha devido à corrente de carga, resultando numa diminuição de tensão ao longo da linha até um valor mínimo a meio comprimento. Neste caso a corrente de carga em falta provém dos extremos geradores e receptores do sistema AC, forçando-os a fornecer a potência reactiva indutiva correspondente.

Para linhas sem perdas electricamente curtas é viável implementar a simplificação $\sin \theta \cong \theta = \beta a = \omega a \sqrt{LC}$. Como tal $Z_0 \theta = \omega a \sqrt{LC} \sqrt{L/C}$ sendo simplificada a eq. (2.5), por desprezo da capacidade paralela da linha, como ilustrado no modelo da Figura 2-3, simplificação aceitável para linhas com comprimento inferior a 160 km (Song e Johns 1999), e presumindo que a tensão no extremo gerador e receptor tenham igual amplitude.

$$P \cong \frac{V_s V_r}{X} \sin \delta \cong \frac{V^2}{X} \sin \delta \quad (2.6)$$

A potência reactiva fornecida em cada extremo da linha de transmissão é:

$$Q_s = -Q_r = VI \sin \frac{\delta}{2} = \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) \quad (2.7)$$

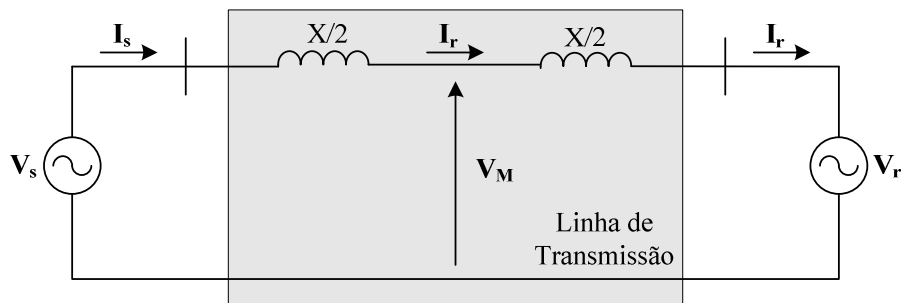


Figura 2-3 – Modelo aproximado de uma linha indutiva sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos, aplicável a linhas electricamente curtas, tipicamente inferiores a 160 km.

A formulação das eqs. (2.6) e (2.7) para um sistema de potência com duas máquinas ligadas por linha indutiva também pode ser obtida com recurso a considerações fasoriais. A Figura 2-4 ilustra a característica transmissão de potência em função do ângulo de transmissão. A tensão constante ($V_s = V_r = V$), e com a impedância do sistema de transmissão fixa ($X = \text{const.}$), a potência transmitida P é unicamente determinada pelo ângulo δ , sendo máxima quando $\delta = 90^\circ$, e não pode ser alterada sem a correspondente variação da potência reactiva consumida ou absorvida nos extremos da linha. A Figura 2-4 ilustra como o fasor de corrente da linha $\mathbf{I} = \mathbf{I}_s = \mathbf{I}_r$, por ser proporcional ao fasor da tensão $\mathbf{V}_x$ aos terminais da reactância série da linha, depende do ângulo de transmissão δ . A tensão ao longo da linha decresce e é mínima no ponto médio, V_m , no qual está em fase com a corrente de linha, determinando a potência transmitida.

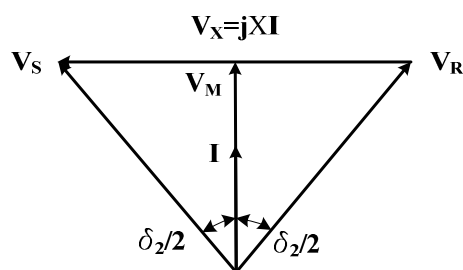


Figura 2-4 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da linha de transmissão da Figura 2-3.

2.4.2 LIMITAÇÕES EM REGIME PERMANENTE

O aquecimento da linha de transmissão por perdas ($I^2 R$) impõe condicionalismos térmicos, os quais são influenciados pela temperatura ambiente, vento, estado de conservação do condutor, distância ao solo e

condições de carga passadas. Para linhas longas a limitação dominante é imposta pela impedância X ao passo que para linhas curtas resulta da resistência R .

Normalmente o dimensionamento inicial é bastante conservativo, com factores de segurança entre 1 e 2, pelo que há margem para aumentar a capacidade de transmissão com recurso a *software off-line* e dispositivos de monitorização em tempo real com base nas condições ambientais e condições de carga recentes, o que também deve ser estendido a transformadores e demais equipamentos nas subestações.

Outras limitações são as variações de tensão e frequência, inaceitáveis para algumas cargas, o que pode impor uma limitação principal em linhas de transmissão radiais longas e linhas com cargas leves distribuídas ao longo da linha.

Em sistemas de transmissão onde existam linhas paralelas ou malhas, podem surgir limitações porque o fluxo de corrente é determinado pela impedância das linhas, e não pelo limite de capacidade de corrente, e como tal podem surgir linhas sobrecarregadas por limitações térmicas e de tensão.

2.4.3 LIMITAÇÕES EM REGIME DINÂMICO

Frequentemente as linhas de transmissão são dimensionadas conservativamente sob o ponto de vista do isolamento, pelo que dielectricamente os condicionalismos também podem ser relaxados, sendo possível aumentar a tensão 10% ou mais, limitando condições transitórias de tensão, naturalmente mais preocupantes do que o funcionamento em regime permanente, com dispositivos adequados nas subestações.

Os constrangimentos segundo a perspectiva da estabilidade podem ser de: 1) estabilidade transitória; 2) estabilidade dinâmica; 3) estabilidade em regime permanente; 4) colapso de frequência; 5) colapso de tensão, e; 6) ressonância subsíncrona.

Nos sistemas eléctricos AC é essencial que todas as máquinas síncronas em operação funcionem em sincronismo, mantendo a frequência do sistema, que é comum, estável. É assim porque não há a possibilidade de armazenar energia no sistema, devendo a produção de energia nos centros produtores igualar a potência consumida nas cargas mais as perdas de transporte.

Frequentemente surgem perturbações dinâmicas diversas, resultantes da operação normal do sistema, por exemplo devido a comutação de cargas, ou por falhas, como curto-circuitos e avarias, que podem levar a desequilíbrios de potência e, conseqüentemente, a acelerações ou desacelerações de diversas máquinas.

As propriedades de um sistema eléctrico que lhe permitem recuperar deste tipo de perturbações, e logo recuperar o sincronismo, denominam-se estabilidade transitória e estabilidade dinâmica, caracterizando a capacidade de um sistema de recuperar, respectivamente, de uma grande ou pequena perturbação, por via do amortecimento que consegue garantir evitando oscilações de potência. Para que um sistema seja transitória e dinamicamente estável é necessária uma margem de operação para amortecimento de oscilações de potência

e, como tal, o sistema não deve ser operado próximo do limite de capacidade de transmissão em regime permanente, o que resulta noutra limitação à capacidade de transmissão.

A instabilidade de tensão é um fenómeno traduzido pela diminuição progressiva, e eventual colapso, da tensão terminal por aumento incremental da carga. O colapso de tensão sucede por interacção de cargas do tipo motores de indução e reguladores de tensão do sistema eléctrico, tipicamente ao longo de vários segundos ou minutos. O limite de estabilidade de tensão é dado para um sistema pela condição específica V e P para a qual o próximo incremento adicional de carga resulta em colapso de tensão.

A existência de algum destes condicionalismos ou o somatório de vários pode implicar limitações à capacidade de transmissão (Hingorani e Gyugyi 1999).

2.5 SOLUÇÕES CONVENCIONAIS PARA MELHORAR A QUALIDADE DA POTÊNCIA

Quando se identificarem problemas de funcionamento de equipamentos potencialmente causados por falta de qualidade de potência, como os referidos em 2.2.1, ou quando se submetam os sistemas a avaliações da qualidade de potência, as medições da qualidade da onda serão de importância fundamental para a compreensão da causa dos problemas e definição das soluções para a sua mitigação.

A mitigação de um problema de qualidade de potência deve envolver a perspectiva económica. Pode ser preferível diminuir a sensibilidade de um equipamento específico, para que funcione adequadamente num local determinado, a melhorar a qualidade de potência de todo o sistema eléctrico.

Com o objectivo de melhorar a qualidade da potência, mas também cumprir a normalização estabelecida, foram implementadas as seguintes soluções convencionais (Bollen 2000; Soares 2004): 1) optimização da distribuição dos consumidores na rede eléctrica, para minimizar os desequilíbrios; 2) compensação do factor de potência; 3) filtragem de harmónicos da rede com filtros passivos.

A compensação do factor de potência por baterias de condensadores em paralelo pode originar o agravamento da poluição harmónica e ressonâncias.

Os filtros passivos permitem reduzir os harmónicos de corrente, no entanto apresentam diversas vulnerabilidades, principalmente em condições de funcionamento não ideais, nomeadamente (Afonso 2000; Bollen 2000): 1) filtram somente as frequências para as quais foram sintonizados; 2) necessitam de ser sobredimensionados, pois para além de absorverem harmónicos da carga cujos harmónicos estão a compensar, absorvem também harmónicos da rede eléctrica; 3) podem gerar ressonâncias com outras cargas existentes na rede; 4) variações da topologia da rede eléctrica, por modificação da impedância dos consumidores ligados à rede em todos os níveis de tensão, implicam variações das correntes harmónicas, e em conjunto, as variações de impedância e harmónicos de corrente, implicam variações nas tensões

harmónicas. Adicionalmente, variações de amplitude e frequência nos harmónicos da rede eléctrica tornam a compensação realizada com filtros passivos sintonizados ineficaz; 5) presença de ressonâncias e inter-harmónicos; 6) o filtro passivo deve ser dimensionado atendendo às necessidades de potência reactiva da carga, devendo evitar-se a operação com factor de potência capacitivo do conjunto em algumas condições de funcionamento.

A solução convencional para os entraves referidos à transmissão de potência, à utilização da capacidade de transmissão disponível, e decréscimo de fiabilidade do sistema eléctrico seria a construção de novas infraestruturas de produção e transmissão de energia, para restabelecimento das margens de estabilidade, de limite de tensão e térmicas. No entanto, as limitações regulamentares, ambientais e económicas desencorajam estas acções.

O fluxo de corrente na linha, eq. (2.8), pode ser controlado variando V_x , X ou δ . Sem o controlo de V_s , V_r , $V_s - V_r$, X e δ , a utilização da linha de transmissão realiza-se bem abaixo da que é possível com $\delta = 90^\circ$, para manutenção de uma margem para garantir a estabilidade dinâmica e transitória, e para evitar colapsos por falha ou avaria de uma grande gerador ou de uma linha do sistema.

$$I = \frac{V_x}{X} \quad (2.8)$$

A compensação de uma linha de transmissão com potência reactiva permite controlar a capacidade de transmissão de potência e perfil da tensão ao longo da linha de transmissão, por alterar as respectivas características eléctricas naturais de acordo com a carga.

Para minimização da sobretensão na linha, quando em funcionamento próximo do vazio por alimentação a cargas leves, podem ser instalados em paralelo reactâncias fixas ou comutadas electromecanicamente. De igual forma, quando em alimentação a cargas elevadas e em funcionamento próximo do nominal podem ser instalados condensadores fixos ou comutados electromecanicamente em paralelo.

No caso de linhas longas a compensação capacitiva série permite encurtar virtualmente a linha de transmissão por redução da impedância indutiva da linha, e logo o comprimento eléctrico da linha.

No caso de sistemas com configuração multi-linha pode ser empregue um regulador de ângulo de fase para controlar o ângulo dessa linha de forma independente ao ângulo global de transmissão.

Este tipo de compensação é convencionalmente baseada na actuação por manobra de dispositivos de comutação electromecânicos, cuja manobra é lenta e não podem ser iniciados frequentemente devido ao desgaste mecânico. O controlo da tensão na linha de transmissão com base nestes dispositivos apenas é viável para variações de cargas lentas, por exemplo diárias e sazonais.

Todavia, os métodos convencionais, suportados em dispositivos electromecânicos, são a base da implementação de dispositivos de comutação baseados em electrónica de potência. Os mais recentes

aumentam a flexibilidade da operação nos sistemas eléctricos de transmissão modernos, por permitirem comutações suficientemente rápidas para lidar com variações dinâmicas de carga (Song e Johns 1999), mantendo a tensão na carga constante independentemente do factor de potência e consumo, como abordado em 2.7.

2.5.1 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO PARALELO IDEAL¹²

No modelo de duas máquinas ligadas por uma linha de transmissão sem perdas da Figura 2-5, está representada a ligação em paralelo, ao ponto médio da linha de transmissão, de um compensador de potência reactiva ideal. A Figura 2-6 apresenta o respectivo diagrama fasorial.

Actuando como uma fonte de tensão ideal, com frequência e fase igual à tensão no ponto médio da linha de transmissão e com amplitude igual à dos extremos geradores e receptores, segmenta em dois a linha de transmissão, tendo cada segmento metade da impedância.

O trânsito de potência efectua-se pela linha de transmissão do extremo gerador para o receptor, havendo apenas troca de energia reactiva entre o compensador paralelo ideal e o sistema, porque a corrente I_M está em quadratura com a tensão V_M . A compensação permite duplicar¹³ o máximo valor da potência transmissível, por aumento do consumo de energia reactiva no compensador e nos extremos da linha.

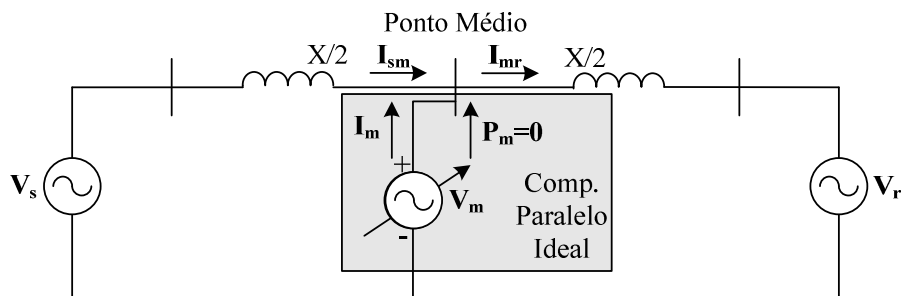


Figura 2-5 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas, ou sistemas eléctricos, com um compensador reactivo ideal ligado em paralelo ao seu ponto médio.

No caso de linhas radiais, este tipo de compensação permite evitar a variação do factor de potência e da tensão de uma carga ligada no ponto médio da linha, por variação do tipo de carga e respectivo factor de

¹² Princípio da compensação paralelo (reactiva): mediante segmentação da linha de transmissão é conseguida a regulação da tensão no ponto médio da linha (a qual determina o fluxo de corrente e logo a potência).

¹³ O aumento da segmentação permite diminuir a variação de tensão ao longo da linha. Idealmente, com um número suficiente de compensadores e uma distribuição ideal a linha não teria limitações de transmissão de potência e manteria um perfil de tensão constante e ideal.

potência no extremo da linha.

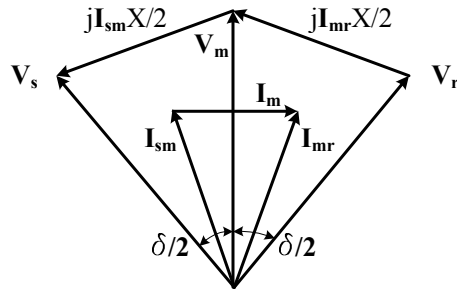


Figura 2-6 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente do modelo da Figura 2-5.

Este mecanismo de compensação foi implementado mediante compensadores síncronos rotativos baseados em condensadores, no entanto o desempenho era pobre sob perturbações dinâmicas do sistema, o mesmo sucedendo com condensadores mecanicamente comutados, devido ao tempo e número limitado de manobras. Também foram experimentados compensadores paralelo do tipo bobines com saturação e compensadores reactivos controlados por tirístores¹⁴ (Song e Johns 1999).

2.5.2 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO SÉRIE IDEAL

O fundamento da compensação capacitiva série é diminuir a impedância efectiva série da linha de transmissão, sendo o efeito equivalente a tornar a linha de transmissão fisicamente mais curta. A Figura 2-7 ilustra como este efeito é conseguido mediante condensadores de compensação ligados em série, os quais cancelam parte da impedância da linha.

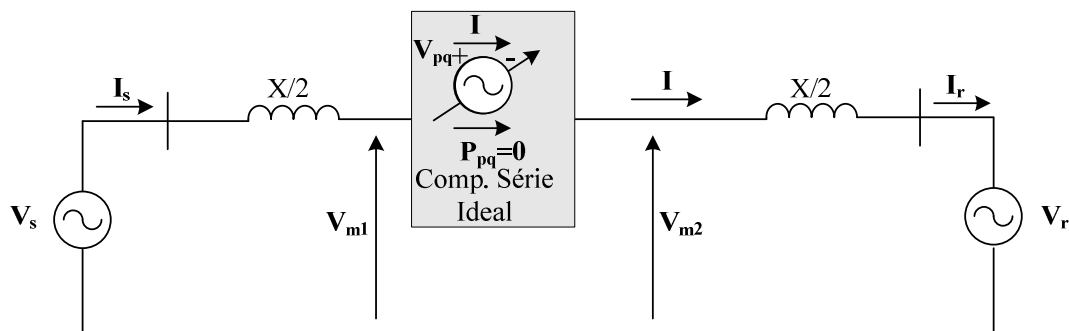


Figura 2-7 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas, ou sistemas eléctricos, com um compensador reactivo ideal ligado em série.

¹⁴ Thyristor-Controlled Var Compensators.

A queda de tensão controlável que introduzem está em quadratura com a corrente de linha e portanto não há fornecimento ou absorção de potência activa, como se mostra na Figura 2-8. A queda de tensão tem sinal contrário à queda de tensão na reactância, o que resulta num acréscimo de queda de tensão na impedância da linha, e conseqüente aumento de corrente na linha. A queda de tensão introduzida pode ser vista como uma reactância equivalente capacitiva ou indutiva.

Ao longo dos últimos 50 anos a compensação de linhas de transmissão longas tem sido realizada por interposição de condensadores.

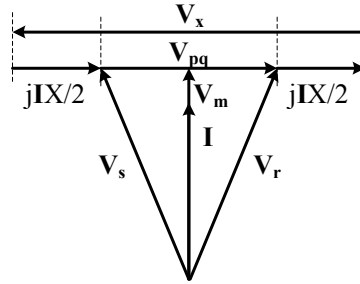


Figura 2-8 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da Figura 2-7.

2.5.3 PRINCÍPIO DA COMPENSAÇÃO DE ÂNGULO DE FASE IDEAL

Em sistemas eléctricos nos quais existam linhas de transmissão em paralelo com comprimento eléctrico distinto para transmitir potência entre dois barramentos, ou quando dois barramentos interligados não têm ângulo suficiente para garantir o fluxo de potência pretendido, pode suceder que o ângulo de transmissão ideal para a melhor utilização de todas as linhas de transmissão não seja compatível com a operação global do sistema.

A Figura 2-9 ilustra a instalação de um desfasador¹⁵ ou regulador de ângulo de fase¹⁶, cujo princípio de funcionamento é actuar sobre o ângulo de fase efectivo ($\delta - \sigma$), para que o ângulo de fase entre o extremo gerador e receptor permaneça $\pi/2$, controlando a amplitude da tensão em quadratura injectada à frequência fundamental V_{pq} , dentro de uma margem de operação admissível, $\pi/2 - \sigma < \delta < \pi/2 + \sigma$. A Figura 2-10 mostra o respectivo diagrama fasorial. A potência transmitida, eq. (2.9), pode, por esta via, ser mantida no nível desejado, mas não para além do limite admissível em regime permanente, independentemente do ângulo de transmissão δ .

¹⁵ Phase-shifter.

¹⁶ Phase Angle Regulator.

$$P = \frac{V^2}{X} \sin(\delta - \sigma) \quad (2.9)$$

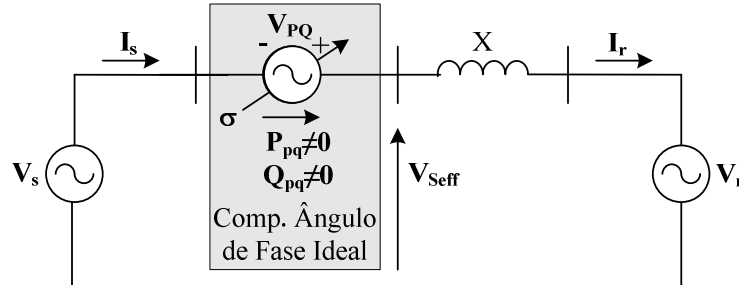


Figura 2-9 – Modelo aproximado de uma linha de transmissão sem perdas a interligar duas máquinas ou sistemas eléctricos com um compensador de ângulo (*phase-shifter*).

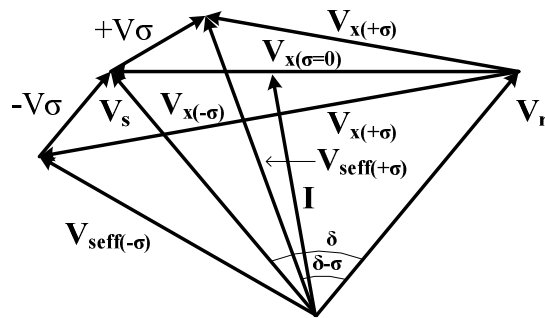


Figura 2-10 – Diagrama fasorial das grandezas tensão e corrente da Figura 2-9.

O desfasador, ao invés do compensador paralelo e série, deve lidar com ambas as potências activa e reactiva. Os desfasadores com um transformador de excitação ligado em paralelo com variação mecânica da razão de transformação e transformador de inserção ligado em série, permitem a injeção de tensão série ajustável e controlo do ângulo de fase. São usados em sistemas eléctricos para controlo do fluxo de potência em regime permanente e prevenção de fluxos de potência paralelos ou em malha indesejados.

2.6 SOLUÇÕES CONVENCIONAIS PARA AS LIMITAÇÕES DINÂMICAS DE TRANSMISSÃO

Os princípios de compensação paralelo e série permitem aumentar a capacidade máxima de transmissão de potência na linha de transmissão, ao passo que a regulação do ângulo de fase permite variar a potência transmitida mediante o controlo do ângulo de transmissão.

Caso seja possível o controlo rápido sobre o nível de compensação, as técnicas de compensação série e paralelo podem ser aplicadas no aumento do limite dinâmico de estabilidade, no amortecimento efectivo da oscilação de potência e na prevenção do colapso de tensão, enquanto que a regulação do ângulo de fase permite a melhoria de estabilidade ao transitório e da estabilidade dinâmica do sistema (Song e Johns 1999).

2.6.1 MELHORIA DA ESTABILIDADE AO TRANSITÓRIO

O dimensionamento dos sistemas eléctricos de energia inclui a definição dos requisitos de funcionamento para garantia da estabilidade ao transitório mediante prévia definição de cenários de contingência pré-falha¹⁷ durante a operação e correspondente degradação pós-falha prevista para o sistema. Para garantir que o sistema recuperará dos diversos cenários de falha expectáveis durante a operação, esta não é efectuada no limite de capacidade de transmissão, ficando reservada uma margem generosa para a recuperação após perturbações severas, para garantia da segurança global do sistema. Este critério de projecto resulta num sistema sobredimensionado, pelo que, caso fosse possível a operação junto ao limite de estabilidade, haveria ganhos económicos.

Os princípios de compensação abordados em 2.5 permitem: 1) aumentar a margem de estabilidade ao transitório relativamente ao sistema não compensado, ou em alternativa; 2) aumentar consideravelmente a potência transmissível sem decrescer a margem de estabilidade, quando a margem de estabilidade ao transitório do sistema é já suficiente.

2.6.2 MELHORIA DO AMORTECIMENTO DE OSCILAÇÕES DE POTÊNCIA

As oscilações de potência transmitida nos sistemas eléctricos resultam de pequenas falhas, que provocam a oscilação do ângulo de máquinas ligadas ao sistema em redor do valor de regime permanente à frequência natural do sistema electromecânico global, o que se traduz electricamente numa oscilação da potência transmitida em redor do valor de regime permanente. Esta oscilação deve ser amortecida¹⁸ para evitar a perda de sincronismo, e a falta de amortecimento constitui outra limitação para a transmissão de potência.

As estratégias de compensação paralelo, série e regulação de ângulo, se actuadas rapidamente, podem sustentar as oscilações de potência contrariando o desequilíbrio entre a potência eléctrica transmitida e a potência mecânica de entrada nos geradores, a causa das oscilações. Quando o gerador em rotação oscilante acelera,

¹⁷ Falhas severas, as falhas ligeiras são abordadas na secção seguinte.

¹⁸ Até aos anos 70 o controlo da excitação de máquinas síncronas rotativas era o método de amortecimento de oscilações de potência empregue.

com o correspondente acréscimo do ângulo δ , a potência eléctrica transmitida deve ser aumentada pela compensação para compensar o excesso de potência mecânica à entrada. Por outro lado, quando o gerador desacelera, com o correspondente decréscimo do ângulo δ , é necessário diminuir a potência eléctrica transmitida para garantir o equilíbrio com a potência mecânica, que neste caso é insuficiente.

Os mecanismos de amortecimento consistem em: 1) compensação paralelo, injectar potência reactiva capacitiva para aumentar a tensão no ponto médio quando $d\delta/dt > 0$, ou seja quando o gerador está a acelerar, e absorver (injectar) potência capacitiva (reactiva) para diminuir a tensão no ponto médio quando $d\delta/dt < 0$, ou seja quando o gerador está a desacelerar; 2) compensação série, aumentar $k = X_c / X$, e logo diminuir a impedância da linha quando $d\delta/dt > 0$, ou seja quando o gerador está a acelerar, e diminuir k , e logo aumentar a impedância da linha, quando $d\delta/dt < 0$, ou seja quando o gerador está a desacelerar; 3) regulação de ângulo, tornar σ negativo¹⁹, deslocando a curva $P - \sigma$ para a esquerda quando $d\delta/dt > 0$, ou seja quando o gerador está a acelerar, e tornar σ positivo, deslocando a curva $P - \sigma$ para a direita, quando $d\delta/dt < 0$, ou seja quando o gerador está a desacelerar. As acções anteriores resultam no aumento da potência transmitida quando o gerador está a acelerar e diminuição quando está a desacelerar.

A Tabela 2-3 sintetiza como diferentes princípios de compensação permitem implementar amortecimento de oscilações de potência.

Tabela 2-3 – Amortecimento de oscilações de potência (A potência mecânica P_{mi} é considerada constante ao longo de um ciclo de oscilação).

Equilíbrio de Potência	Aceleração do Gerador	Variação do Ângulo de Transmissão	Princípio de Compensação			Potência Transmitida
$P_s - P_{mi}$	$\tilde{\theta}_g$	$d\delta/dt$	Paralelo	Série	Regulação de Ângulo	P
$P_s - P_{mi} < 0$	$\tilde{\theta}_g > 0$	$d\delta/dt > 0$	$Q_p > 0$	$k > 0, Z_0$ aumenta	$\sigma < 0$	Aumenta
$P_s - P_{mi} > 0$	$\tilde{\theta}_g < 0$	$d\delta/dt < 0$	$Q_p < 0$	$k \approx 0, Z_0$ reduz ²⁰	$\sigma > 0$	Diminui

2.6.3 MELHORIA DO LIMITE DE ESTABILIDADE DE TENSÃO

O limite de estabilidade de tensão diminui quando a carga é indutiva e aumenta quando a carga é capacitiva.

¹⁹ Dentro do limite de operação disponível.

Pode ser aumentado por compensação paralelo por via da injeção de potência reactiva e regulação da tensão terminal, ou por compensação série mediante o cancelamento de parte da reactância da linha, o que resulta na alimentação com tensão regulada à carga.

2.7 SOLUÇÕES PARA MELHORAR A CAPACIDADE DE TRANSMISSÃO BASEADAS EM DISPOSITIVOS FACTS

O desenvolvimento de semicondutores de potência auto-comutados (GTO's, GCT's, IGCT's, IGBT's e IEGT's), e respectivas aplicações para elevada potência, está a alavancar o desenvolvimento e a difusão da utilização de controladores FACTS²¹, os quais permitem controlar com dinâmica muito superior, comparativamente com os dispositivos de comutação electromecânicos, os parâmetros inter-relacionados que determinam o funcionamento dos sistemas de transmissão: tensão, impedância e ângulo.

A operação do sistema eléctrico de transmissão é flexibilizada e optimizada com menor investimento em infraestruturas, impacto ambiental e tempo de implementação, comparativamente com a construção de novas linhas de transmissão, subestações e equipamento associado (Paserba 2004).

A *IEEE PES Task Force do FACTS Working Group do DC and FACTS Subcommittee* estabeleceu termos e definições para FACTS e controladores FACTS (IEEE 1997), como Flexibilidade de um Sistema de Transmissão de Potência Eléctrica, Sistema de Transmissão AC Flexível e Controlador FACTS.

A Flexibilidade de um Sistema de Transmissão de Potência Eléctrica “é a capacidade de acomodar alterações no sistema eléctrico de transmissão ou condições de operação mantendo margens de operação suficientes em regime permanente e transitório”.

Um Sistema de Transmissão AC Flexível “é um sistema de transmissão de corrente alternada incorporando controladores baseados em electrónica de potência, e outros controladores estáticos, para melhorar a controlabilidade e aumentar a capacidade de transmissão de potência”. Na definição anterior “outros controladores” são aqueles que não são baseados em electrónica de potência. Um controlador FACTS “é um sistema baseado em electrónica de potência e outros equipamentos que permitem o controlo de um ou mais parâmetros do sistema de transmissão AC”²².

Existem dois tipos principais de controladores FACTS: 1) os baseados em impedâncias ou transformadores com razão de transformação variável controlados por tirístores, e 2) os baseados em conversores estáticos auto-comutados que actuam como fontes de tensão²³ controladas (os controladores FACTS também podem

²⁰ Também poderá reduzir para valor inferiores a zero, se o dispositivo de compensação permitir.

²¹ *Flexible AC Transmission System (FACTS)*.

²² Doravante as definições e termos usados pelo IEEE serão literalmente traduzidos, para referência, em nota de rodapé.

²³ Os conversores de potência baseados em fonte de tensão são preferidos e muito mais frequentes por motivos económicos.

ser divididos de acordo com o tipo de ligação à rede eléctrica: série, paralelo, série-série e série-paralelo (Hingorani e Gyugyi 1999)).

Em controladores FACTS, a compensação série é a preferível para aumentar a capacidade de transferência de potência activa, a compensação de ângulo de fase é a melhor para interligar sistemas eléctricos distintos com ângulo de transmissão grande ou de difícil controlo e o compensador paralelo é a mais favorável para aumentar a margem de estabilidade dinâmica, (Watanabe, Barbosa, Almeida e Taranto 1998).

Na Tabela 2-4 é efectuada a comparação do funcionamento de controladores série e paralelo.

Tabela 2-4 – Comparação do funcionamento de controladores série e paralelo (Hingorani e Gyugyi 1999).

Controlador	Actua sobre	Acção de Controlo	Ponto de Ligação	Dimensionamento
Série	Tensão	- Fluxo de corrente - Fluxo de potência - Amortecimento de oscilações de tensão	Linha de transmissão individual	-Fracção da potência da linha de transmissão -Deve suportar sobrecargas e falhas
Paralelo	Corrente	- Tensão - Amortecimento de oscilações de tensão	Comum de várias linhas de transmissão	- Para a mesma potência é menos eficaz que o controlador série

O melhor compromisso para o controlo efectivo da tensão de linha e fluxo de corrente e potência é uma combinação de um controlador paralelo ligado ao barramento comum da subestação com um controlador série, ou vários, caso existam várias linhas de transmissão, com controlo coordenado. Esta combinação pode permitir adicionalmente o controlo do fluxo de potência reactiva.

2.7.1 CONTROLADORES FACTS BASEADOS EM TIRÍSTORES

Nos controladores FACTS baseados em tirístores estes semicondutores, sem a característica intrínseca de corte da condução, substituem dispositivos electromecânicos de corte de reactâncias e de mudança de razão de transformação de transformadores, permitindo acções de controlo muito mais rápidas e complexas, com o objectivo de actuar sobre um dos parâmetros que determinam o fluxo de potência: tensão, no caso do *Static Var Compensator (SVC)*; impedância, no caso do *Thyristor-Controlled Series Capacitor (TCSC)*; ângulo, no caso do *phase-shifter*.

O funcionamento do *Static Var Compensator* e do *Thyristor-Controlled Series Capacitor* consiste na produção ou absorção de energia reactiva para a compensação por bancos de condensadores ou bobines, a

qual é controlada pela comutação de bobines ou condensadores permitindo a variação da impedância reactiva combinada, sob o ponto de vista do sistema. Actuam indirectamente no sistema, na medida em que o SVC é uma impedância paralelo que é variada para produzir a corrente de compensação pretendida pela presença de tensão na linha, e o TCSC é uma impedância série, aplicada para gerar uma tensão de compensação pela acção da corrente de linha.

O acoplamento da indutância do sistema eléctrico com capacidades em paralelo para compensação pode originar ressonâncias acima da frequência fundamental, ao passo que a compensação capacitiva série pode originar ressonâncias eléctricas abaixo da frequência fundamental. Estas últimas podem interagir com ressonâncias mecânicas das máquinas rotativas (turbinas e/ou geradores) que alimentam a linha de transmissão e conduzir à ressonância sub-síncrona do sistema. Estas ressonâncias são evitadas mediante filtros LC no caso do SVC e por controlo activo impondo amortecimento, no caso do TCSC.

O termo Static Var Compensator (SVC)²⁴ é um termo geral para designar dispositivos, ligados em paralelo à linha de transmissão, do tipo: bobine controlada ou comutada por tirístores (*TCR – Thyristor Controlled Reactor*²⁵ ou *TSR – Thyristor Switched Reactor*²⁶); condensador comutado por tirístores (*TSC – Thyristor Swicthed Capacitor*²⁷); ou uma combinação de ambos.

Surgiu durante a década de 70, com o objectivo de compensar os efeitos dos fornos de arco na rede eléctrica, tendo sido posteriormente adaptados e amplamente utilizados para melhoria da capacidade de transmissão. O controlo coordenado dos condensadores e bobines comutadas ilustrados na Figura 2-11, permite a variação contínua da impedância paralela ao sistema, para produção da corrente de compensação pretendida.

Sucede uma troca de potência reactiva com a linha de transmissão e, consequentemente, a regulação da tensão do sistema de transmissão no terminal pretendido, no intervalo da característica V-I permitido pelo compensador, o qual é limitado pelas máximas correntes capacitivas e indutivas suportadas pelo dispositivo. A capacidade de suporte de tensão do SVC diminui rapidamente com a redução da tensão do sistema, por se comportar como um condensador fixo quando a máxima corrente capacitiva é atingida, sendo reduzida a produção de potência reactiva, a qual está directamente indexada à tensão no sistema.

O SVC também permite aumentar e controlar a potência transmissível, comportando-se como um compensador de ponto médio ideal até que a máxima admitância capacitiva seja atingida, possibilitando a melhoria da estabilidade transitória.

²⁴ *Static Var Compensator (SVC)* é “um gerador ou consumidor de potência reactiva ligado em paralelo cuja saída é ajustada para trocar corrente capacitiva ou indutiva de forma a manter ou controlar parâmetros específicos do sistema eléctrico, (tipicamente a tensão do barramento)”

²⁵ *Thyristor Controlled Reactor (TCR)* é “uma bobine controlada por tirístor ligada em paralelo, cuja reactância efectiva é variada continuamente por controlo da condução parcial do tirístor”.

²⁶ *Thyristor Switched Reactor(TSR)* é “uma bobine comutada por tirístor ligada em paralelo, cuja reactância efectiva é variada discretamente por operação do tirístor em condução e corte”.

²⁷ *Thyristor Switched Capacitor (TSC)* é “um condensador controlado por tirístor ligado em paralelo, cuja reactância efectiva é variada discretamente por operação do tirístor em condução e corte”.

A possibilidade de alternar a saída do SVC entre valores capacitivos e indutivos, em oposição à aceleração e desaceleração angular das máquinas rotativas do sistema, permite amortecer oscilações de potência e aumentar a estabilidade dinâmica, por variação da tensão de linha, por produção de potência reactiva capacitiva ou indutiva, respectivamente.

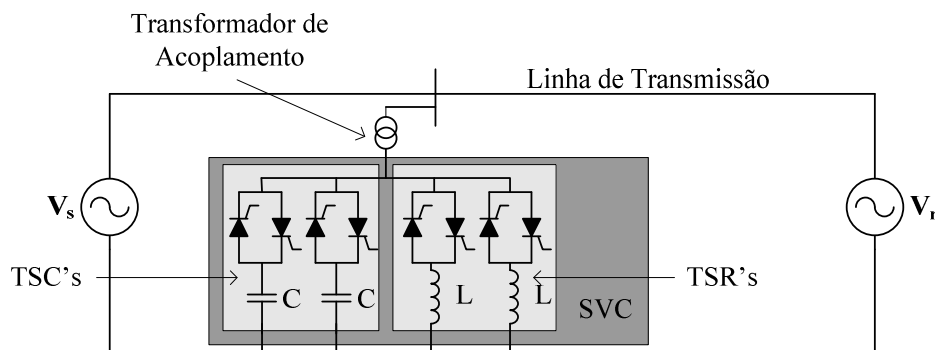


Figura 2-11 – Exemplo de compensador de potência reactiva estático (SVC) composto por condensadores comutados por tiristores (TSC's) e bobinas controladas por tiristores (TSR's).

O Thyristor-Controlled Series Capacitor (TCSC)²⁸, ligado em série com a linha de transmissão, consiste na instalação de condensadores comutados por tiristores em série com a linha de transmissão ou, em alternativa, de um condensador fixo em paralelo com uma bobine comutada em série com a linha de transmissão. Existem várias instalações deste tipo no mundo.

No caso do TCSC1 Figura 2-12 a compensação efectua-se variando o número de condensadores em série coordenadamente com as passagens por zero da tensão e corrente, para minimização de transitórios e perdas, enquanto que no caso do TCSC2 da mesma figura obviamente por variação do período de condução do tiristor.

A impedância capacitiva série controlável introduzida pelo TCSC ($X_{Cmin} < X_0 < X_{Cmax}$) cancela parte da impedância reactiva da linha diminuindo a impedância global da linha de transmissão, o que é equivalente a ter uma linha electricamente mais curta e conseguir uma maior transmissão de potência. Permite melhorar o fluxo de potência em regime permanente, a estabilidade transitória, o amortecimento de oscilações de potência e o equilíbrio de fluxo de linhas em paralelo.

Outros dispositivos FACTS com funcionamento semelhante são os *Thyristor-Switched Series Capacitor (TSSC)*²⁹, *Thyristor-Controlled Series Reactor (TCSR)*³⁰ e o *Thyristor-Switched Series Reactor (TSSR)*³¹.

²⁸ *Thyristor-Controlled Series Capacitor (TCSC)* é “um compensador de capacidade reactiva que consiste num banco de condensadores série em paralelo com uma bobina controlada por tiristor para gerar uma reactância capacitiva série continuamente variável”.

²⁹ *Thyristor-Switched Series Capacitor (TSSC)* é “um compensador de reactância capacitiva que consiste num banco de condensadores série em paralelo com uma bobine comutada por tiristor para controlar discretamente a reactância capacitiva série”.

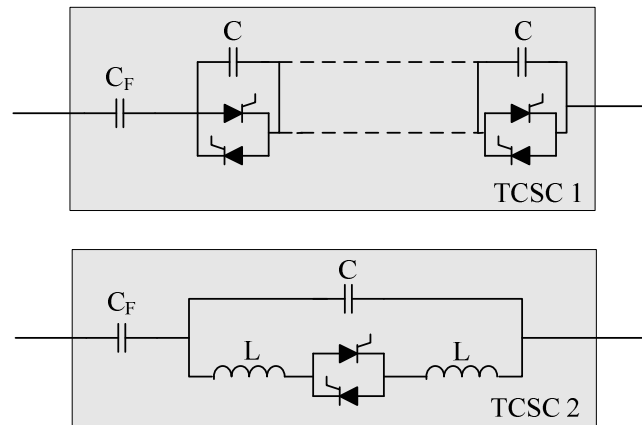


Figura 2-12 – Topologias de compensadores controláveis série usando TSC's e TSR's.

O *Phase-shifter* (por exemplo o *Thyristor-Controlled Phase Shifting Transformer (TCPST)*³² também denominado *Thyristor-Controlled Phase Angle Regulator (TCPAR)*) é um dispositivo ligado em série e paralelo, e consiste num transformador de excitação ligado em paralelo, um transformador de inserção em série, e um comutador comandado por tiristores ligando uma combinação seleccionada de tensões dos enrolamentos de ajuste da razão de transformação ao secundário do transformador de inserção série. O transformador de excitação tem três enrolamentos distintos no secundário, nas proporções 1:3:9, possibilitando 27 passos na razão de transformação mediante a utilização de 12 tiristores por fase, possibilitando a respectiva comutação para curto-circuitar ou inverter a polaridade de um enrolamento.

A acção de controlo do fluxo de potência exige o processamento ou medição do ângulo de fase ou potência. Permite regulação do ângulo de transmissão, equilíbrio do fluxo de potência em sistemas com múltiplas linhas de transmissão, e o controlo do fluxo de potência para aumento da estabilidade transitória e dinâmica.

A tensão em quadratura injectada pelo *phase-shifter* não está desacoplada da corrente no sistema eléctrico, pelo que existe troca de potência activa e reactiva através do transformador de inserção série. Toda esta potência deve ser fornecida pelo sistema eléctrico via transformador de excitação paralelo, porque o transformador de inserção série não a pode gerar, o que implica a desvantagem de um dimensionamento equivalente para ambos os transformadores. Caso seja necessário transmitir pela linha a potência reactiva gerada, como resultado da injeção de tensão em quadratura, torna-se necessária utilização de um compensador paralelo reactivo controlado ou a instalação próxima do gerador, para evitar a queda de tensão

³⁰ *Thyristor-Controlled Series Reactor (TCSR)* é “um compensador de reactância indutiva que consiste numa bobine série em paralelo com uma bobine controlada por tiristor para controlar continuamente a reactância indutiva série”.

³¹ *Thyristor-Switched Series Reactor (TSSR)* é “um compensador de reactância indutiva que consiste numa reactância série em paralelo com uma bobine comutada por tiristor para controlar discretamente a reactância indutiva série”.

³² *Thyristor-Controlled Phase Shifting Transformer (TCPST)* é “um transformador desfasador ajustado pela comutação de tiristores para permitir a variação rápida do ângulo de fase”.

na linha, o que em conjunto com o custo é muito desvantajoso.

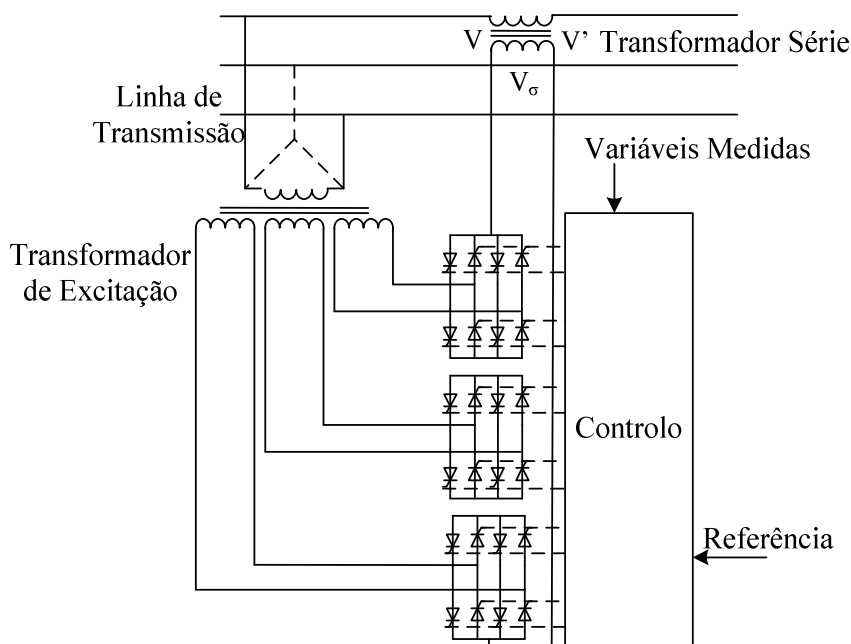


Figura 2-13 – Controlo do ângulo de transmissão com um transformador desfasador controlado por tiristores (*Thyristor-controlled phase shifting transformer*).

2.7.2 CONTROLADORES FACTS BASEADOS EM CONVERSORES DE POTÊNCIA

Diversos controladores FACTS são baseados em conversores estáticos de potência, nomeadamente, conversores de tensão auto-comutados, através dos quais geram fontes de tensão ou corrente alternadas estáticas e com elevada dinâmica³³. Permitem uma acção de controlo mais uniforme do que os controladores FACTS baseados em tiristores sobre a tensão de transmissão, impedância da linha ou ângulo de controlo, grandezas que determinam o fluxo de potência.

Em configuração fonte de tensão síncrona, não alteram significativamente a impedância do sistema, geram internamente potência reactiva, e trocam potência activa com a rede, quando devidamente acopladas a uma fonte de potência activa ou dispositivo de armazenamento da potência activa absorvida da rede eléctrica³⁴.

³³ Comparativamente com as variações que sucedem no sistema eléctrico de energia.

³⁴ São exemplos de fontes ou acumuladores de energia: baterias (*BEES – Battery Energy Storage System*), acumuladores cinéticos (*flywheels*), ímanes supercondutores (*SMES – Superconducting Magnet Energy Storage*), baterias de condensadores, rectificadores-inversores, etc.

O princípio de funcionamento é aplicar uma tensão para forçar a corrente da linha ou injectar uma corrente para forçar a tensão no extremo terminal, o que pode ser feito de forma praticamente independente das variáveis da linha de transmissão (corrente, tensão e ângulo), possibilitando boa resposta perante perturbações no sistema eléctrico.

Não existe o risco, ao contrário dos métodos clássicos, de sucederem ressonâncias com o sistema eléctrico porque a impedância, sob o ponto de vista do sistema eléctrico, é nula, excepto à frequência fundamental³⁵.

2.7.2.1 STATIC SYNCHRONOUS COMPENSATOR (STATCOM)

O *Static Synchronous Compensator (STATCOM)*³⁶ actua ligado em paralelo, à semelhança de um condensador síncrono ideal rotativo trocando potência reactiva com o sistema eléctrico, por injeção de uma tensão série controlável em quadratura com a corrente de linha, de forma totalmente independente do ângulo da corrente de linha, ou seja, do ângulo de transmissão, dentro do intervalo de funcionamento projectado. Apenas necessita de um pequeno condensador no barramento DC, para além de uma reduzida componente de potência real para compensar as perdas de comutação e manutenção do nível de tensão do barramento DC, para controlo da potência reactiva absorvida ou produzida, suporte do equilíbrio de energia entre a entrada e saída do conversor durante transitórios e minimização da variação da corrente.

O STATCOM, ilustrado na Figura 2-14, permite compensação reactiva capacitiva e indutiva controlando a corrente de saída para dentro do intervalo nominal de forma independente da tensão do sistema AC. Por essa razão permite um desempenho superior ao TCSC, ao funcionar com máxima corrente de saída capacitiva praticamente com tensão do sistema AC nula. A operação em regime transitório é mais alargada sendo também melhorada a estabilidade ao transitório do sistema eléctrico.

O STATCOM opera como um compensador de ponto médio ideal, à semelhança do SVC, até que a máxima corrente de saída capacitiva é atingida. Caso suceda um acréscimo de δ para além deste limite, persiste o fornecimento da máxima corrente de saída capacitiva, ao invés do SVC, o qual apresenta uma admitância capacitiva fixa, o que se traduz numa significativa melhoria da margem de estabilidade. O aumento de potência transmitida conseguida pelo STATCOM permite, comparativamente com um SVC, diminuir o dimensionamento (em cerca de 30 %) ou aumentar a margem de estabilidade.

O primeiro STATCOM surgiu em 1980 com uma potência de 20 MVA, baseado em tirístores de comutação forçada, tendo surgido desde então diversas outras instalações com potências até 200 MVA (antevê-se como útil a instalação de um STATCOM com 1 GW na China em 2010), baseadas em conversores multi-nível e

³⁵ Existe uma impedância indutiva não significativa devido à indutância de fugas do transformador de acoplamento.

³⁶ *STATCOM – Static Synchronous Compensator* é “um gerador estático síncrono operado como um compensador estático de potência reactiva ligado em paralelo, cuja corrente de saída capacitiva ou indutiva pode ser controlada independentemente da tensão AC do sistema eléctrico” (também denominado *Advanced Static Var Generator*).

multi-pulso (Yu, Li, Liu e Xie 2004). Algumas instalações de STATCOMs estão já preparadas para evoluir com a adição de um SSSC para formar um UPFC.

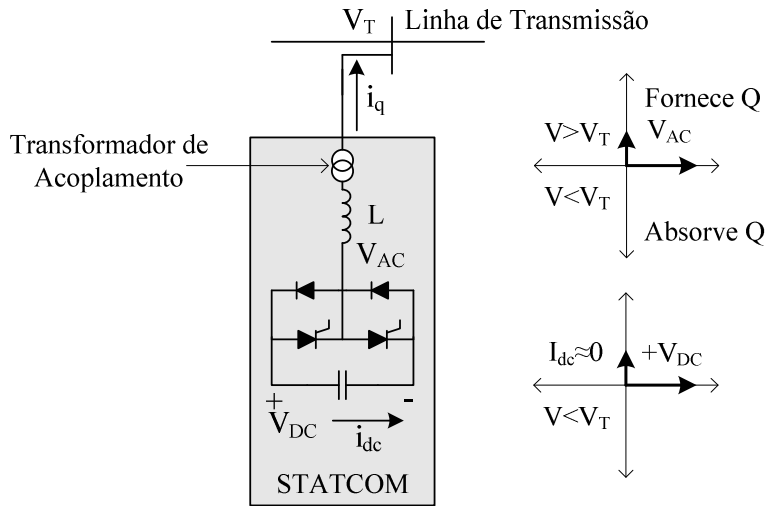


Figura 2-14 – Trânsito de potência num *Static Synchronous Compensator* (STATCOM) .

2.7.2.2 STATIC SYNCHRONOUS SERIES COMPENSATOR (SSSC)

O funcionamento do *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC)³⁷, dispositivo ligado em série, é semelhante à inserção de um condensador série com a linha de transmissão, cujo efeito é, por adição, o aumento da queda de tensão indutiva na linha. Como resultado sucede o aumento da corrente fundamental de linha e da potência transmitida, aumentando esta última de uma fracção fixa da máxima potência transmissível pela linha não compensada para um ângulo δ , ao contrário do condensador série, que a aumenta de uma percentagem fixa para um dado δ .

O SSSC não altera a impedância da linha de transmissão, e funciona como uma fonte de tensão AC, com amplitude proporcional à corrente de linha, injectada em série e em quadratura, com um atraso de 90° relativamente à corrente de linha, como ilustrado na eq. (2.10), na qual k é o grau de compensação.

$$\mathbf{V}_e = -jkX\mathbf{I} \quad (2.10)$$

³⁷ *Static Synchronous Series Compensator* (SSSC) é “um gerador estático síncrono operado sem fonte de energia eléctrica externa como um compensador série, cuja saída em tensão está em quadratura, e é independentemente controlável, com a corrente de linha com o objectivo de aumentar ou diminuir a queda de tensão reactiva total na linha, controlando dessa forma a potência eléctrica transmitida”. O SSSC pode incluir um sistema de armazenamento de energia dimensionado para o transitório, ou dispositivos de armazenamento de energia para melhorar o comportamento dinâmico do sistema de potência por compensação de potência reactiva adicional temporária, para aumentar ou diminuir momentaneamente, a queda de tensão real (resistiva) total na linha.

A tensão apenas é tipicamente injectada em quadratura com atraso relativamente à corrente de linha, compensação capacitiva normal, apesar de poder ser invertida, e como tal surgir com avanço de 90° . Este modo de operação apenas poderá ter vantagem para amortecimento de oscilações.

Não obstante o princípio de funcionamento ser equivalente ao de um condensador série, o SSSC pode manter uma tensão constante em caso de corrente de linha variável ou controlar a amplitude da tensão de compensação injectada independentemente da corrente de linha.

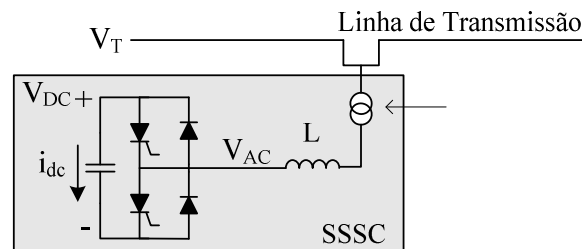


Figura 2-15 – *Static Synchronous Series Compensator (SSSC).*

2.7.2.3 UNIFIED POWER FLOW CONTROLLER (UPFC)

O *Unified Power Flow Controller (UPFC)*³⁸ (Sen e Stacey 1998) é um dispositivo composto por duas fontes de tensão controladas, ligado em série e paralelo, cuja tensão série injectada na linha, ao contrário do SSSC, não necessita de estar obrigatoriamente em quadratura com a corrente de linha, o ângulo σ pode variar entre 0 e 2π e a amplitude pode variar entre 0 e um valor máximo definido V_{pqmax} . Para o garantir, é imperativo que a fonte de tensão em paralelo forneça potência activa, trocando potência activa e reactiva com a linha de transmissão.

O UPFC, ilustrado na Figura 2-16, permite tipicamente três acções de controlo e respectivas combinações, com base na injeção de tensão série, com magnitude e ângulo de fase ajustáveis, ao fasor de tensão do extremo da linha junto ao gerador (ou em alternativa no receptor): 1) regulação da tensão terminal, por injeção de tensão em fase ou oposição de fase; 2) compensação reactiva série, por injeção de tensão em quadratura com a corrente de linha; 3) regulação do ângulo de transmissão, injeção de tensão com ângulo

³⁸ *Unified Power Flow Controller (UPFC)* é “uma combinação de um compensador estático síncrono (STATCOM) e um compensador estático série (SSSC) acoplados via um barramento DC comum, para permitir fluxo de potência activa bidireccional entre os terminais de saída série do SSSC e os terminais de saída paralelo do STATCOM, controlados para disponibilizar compensação activa e reactiva da linha sem fonte de energia eléctrica externa. O UPFC, mediante injeção de tensão série angularmente ilimitada, permite controlar, concorrentemente ou selectivamente, a tensão da

variável para regular o ângulo de transmissão sem alterar a magnitude da tensão no extremo do gerador da linha; em alternativa pode operar numa combinação dos modos anteriores, e comutar entre modos de operação em tempo real (Schauder, Stacey, Lund, Gyugyi, Kovalsky, Keri, Mehraban e Edris 1998).

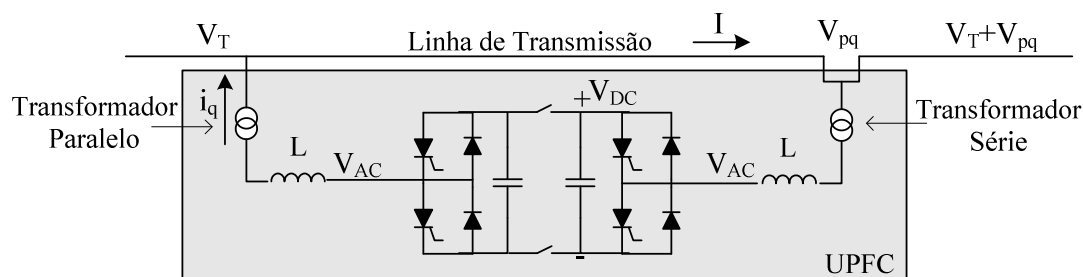


Figura 2-16 – *Unified Power Flow Controller (UPFC)* implementado com inversores de tensão interligados por um barramento DC comum.

A possibilidade de controlar independentemente a magnitude e ângulo da tensão injectada permite controlar directamente o fluxo de potência activa e reactiva da linha, forçando o ângulo e magnitude da corrente de linha para estabelecer o fluxo de potência reactiva e activa pretendido, consoante a tensão no extremo de referência.

A possibilidade de controlo combinado traz flexibilidade acrescida para contrariar perturbações dinâmicas e equilibrar fluxos de potência reactiva e activa de linhas paralelas.

2.7.2.4 INTERLINE POWER FLOW CONTROLLER (IPFC)

O *Interline Power Flow Controller (IPFC)*³⁹ (Gyugyi, Sen e Schauder 1999) permite, por interposição de um dispositivo SSSC por cada linha de transmissão de um sistema multi-linhas, mediante controlo coordenado, o controlo flexível do trânsito de potência nas linhas, nomeadamente, o controlo do trânsito de potência reactiva em cada linha, e a transferência de potência activa entre linhas. O conceito de ligação do IPFC está ilustrado na Figura 2-17.

Torna-se possível igualar o trânsito de potência activa e reactiva entre linhas, transferir potência de uma linha

linha de transmissão, impedância, e ângulo ou, alternativamente, o fluxo de potência activa e reactiva na linha. O UPFC pode também permitir compensação reactiva paralelo independentemente controlável.

³⁹ O *Interline Power Flow Controller (IPFC)* foi proposto recentemente, não dispondo de definição do IEEE. Hingorani definiu-o como “a combinação de dois ou mais *Static Synchronous Series Compensator (SSSC)* interligados mediante um barramento DC para permitir fluxo de potência activa bidireccional entre os terminais AC dos SSSC, e controlados para compensação de potência reactiva independente por ajuste do fluxo de potência activa em cada linha e manter a distribuição de fluxo de potência reactiva entre as linhas. O IPFC poderá incluir um STATCOM, acoplado ao barramento DC comum, para permitir a compensação paralelo de potência reactiva para fornecer ou absorver a potência activa necessária para os SSSC combinados”.

sobrecarregada para outras linhas, compensar quedas de tensão resistivas nas linhas e consequente potência reactiva, aumentar a eficácia na recuperação de perturbações dinâmicas (estabilidade ao transitório e amortecimento de oscilações de potência).

A tensão injectada em série por cada SSSC pode ter uma componente em quadratura, que não necessita de ter controlo coordenado, para efectuar a compensação de potência reactiva para as linhas, e outra em fase, para transferir potência activa entre linhas através da interligação comum. A injeção de tensão em fase necessita de controlo coordenado entre SSSC's, para garantir o equilíbrio da transferência de potência entre linhas (tarefa que pode ser atribuída apenas a um dos SSSC's, operando os restantes de forma equivalente a um UPFC, desde que exista potência activa disponível na linha, ou linhas, seleccionada como fonte) (Edris, Zelingher, Gyugyi e Kovalsky 2002).

Permitindo controlar o fluxo de potência activa e reactiva em sistemas multi-linhas, possibilita um acréscimo significativo de flexibilidade, ao viabilizar aliviar o trânsito de potência em linhas próximas do limite de transporte e melhorar o factor de potência, por compensação de potência reactiva, em linhas com fluxo indesejado de potência reactiva, melhorando o fluxo de potência da generalidade do sistema de transmissão.

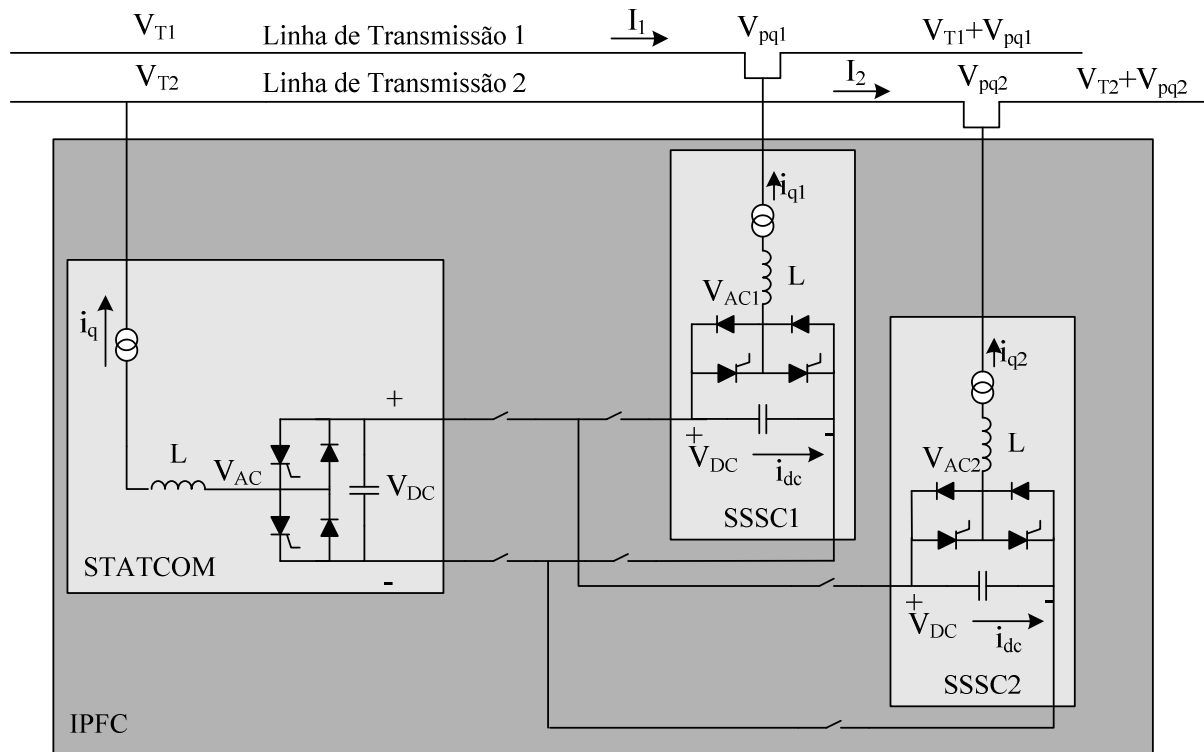


Figura 2-17 – *Interline Power Flow Controller (IPFC)* implementado com inversores de tensão interligados por um barramento DC comum.

2.7.3 POTENCIALIDADES DA TECNOLOGIA FACTS

A utilização de controladores FACTS permite a obtenção, consoante o caso, de um ou mais dos seguintes benefícios (Hingorani e Gyugyi 1999) (Edris, Zelingher et al. 2002): 1) controlo do fluxo de potência; 2) aumento da transmissão de potência nas linhas de transmissão, por operação no limite da capacidade térmica em função das condições ambientais sazonais e de curto prazo; 3) aumento da segurança do sistema, por aumento do limite de estabilidade a: transitórios, correntes de curto-circuito e sobrecargas, e por permitir melhor gestão de apagões em cascata bem como o amortecimento de oscilações; 4) estabelecimento de ligações seguras a *utilities* e regiões próximas, diminuindo as necessidades de reserva de produção totais; 5) aumento da flexibilidade nos pontos de produção a instalar; 6) aumento de capacidade de linhas; 7) redução de fluxos de potência reactivos permitindo aumentar a capacidade de transmissão; 8) redução de malhas de fluxo; 9) aumento da utilização da energia com menor custo de produção, por aumento da utilização das fontes que permitem produzir energia a mais baixo custo; 10) eliminação ou protelação da necessidade de construção de novas infra-estruturas de transmissão.

As potencialidades dos dispositivos FACTS são diversas e particularmente relevantes no contexto actual de desregulação do mercado, maximização do lucro, exigência de fiabilidade e de fortes imposições regulamentares e ambientais (Kazemi e Andami 2004).

O aumento da capacidade de transmissão de potência resultante do uso de dispositivos FACTS pode atingir os 80%, como confirmado mediante simulações de fluxo de carga lineares e não lineares, acarretando porém um aumento, não comprometedor, das perdas incrementais nas linhas (Watanabe, Barbosa et al. 1998).

Na Tabela 2-5 é efectuada a comparação das possibilidades de controlo de diversos controladores FACTS para diferentes objectivos de controlo.

2.8 HIGH-VOLTAGE DIRECT CURRENT TRANSMISSION (HVDC) E FACTS

Os sistemas de transmissão HVDC surgiram há décadas, e actualmente complementam as tecnologias FACTS, permitindo interligar sistemas AC, através de uma interligação DC, mais economicamente do que com uma interligação AC para algumas situações como (Hingorani e Gyugyi 1999) (Sood 2004): 1) Ligações submarinas, os cabos submarinos possuem elevada capacidade pelo que exigem uma elevada corrente de carga⁴⁰ (ou potência reactiva), o que anula a capacidade de transmissão a cada 30 km, inviabilizando a transmissão de potência. A ligação de bobines em paralelo em intervalos de 15 ou 20 km é

⁴⁰ A corrente de carga é uma ordem de magnitude superior à das linhas aéreas.

inviável pela ausência de solo para o efeito. Além de não haver limitações ao nível da distância na transmissão DC, o cabo HVDC é menos dispendioso comparativamente com o cabo AC.

Tabela 2-5 – Atributos de controlo de diversos controladores FACTS (Hingorani e Gyugyi 1999).

Controlador	Controlo de Tensão	Estabilidade de Tensão	Limitação da Tensão Transitória e Dinâmica	Controlo de Corrente	Limitação de Corrente de Falha	Estabilidade Transitória e Dinâmica	Amortecimento de Oscilações	Controlo de Potência Activa	Compensação de Potência Reactiva	Controlo Automático de Geradores
<i>Static Synchronous Compensator (STATCOM) sem Armazenamento de Energia</i>	S	S	-	-	-	-	S	-	S	-
<i>Static Synchronous Compensator (STATCOM) com Armazenamento de Energia</i>	S	S	-	-	-	S	S	-	S	S
<i>Static Var Compensator (SVC, TCR, TCS, TRS)</i>	S	S	-	-	-	S	S	-	S	-
<i>Thyristor Controlled Braking Resistor (TCBR)⁴¹</i>	-	-	-	-	-	S	S	-	-	-
<i>Static Synchronous Series Compensator (SSSC sem armazenamento de energia)</i>	-	S	-	S	S	S	S	-	-	-
<i>Static Synchronous Series Compensator (SSSC com armazenamento de energia)</i>	-	S	-	S	-	S	S	-	-	-
<i>Thyristor Controlled Series Capacitor (TCSC, TSSC)</i>	-	-	-	S	S	S	S	-	-	-
<i>Thyristor Controlled Series Reactor (TCSR, TSSR)</i>	-	S	-	S	S	S	S	-	-	-
<i>Thyristor Controlled Phase Shifting Transformer (TCPST, TCPAR)</i>	-	S	-	-	-	S	S	S	-	-
<i>Unified Power Flow Controller (UPFC)</i>	S	S	-	-	S	S	S	S	S	-
<i>Thyristor-Controlled Voltage Limiter (TCVL)</i>	-	-	S	-	-	-	-	-	-	-
<i>Thyristor-Controlled Voltage Regulator (TCVR)</i>	S	S	-	-	-	S	S	S	-	-
<i>Interline Power Flow Controller (IPFC)</i>	S	S	-	-	-	S	S	-	S	-

A tecnologia FACTS pode aumentar a controlabilidade da magnitude da tensão no extremo do cabo (por exemplo mediante um UPFC), no entanto não é competitiva para distâncias superiores a 100 km; 2) Linhas de transmissão AC aéreas longas (com mais do que 1000 Km), o menor custo de investimento e perdas da

transmissão DC pode justificar, consoante os custos de instalação da linha aérea inerentes ao local, a instalação de uma ligação HVDC e respectivos conversores de potência associados (Ashmore 2006); 3) Linhas de transmissão subterrâneas, são quatro vezes mais dispendiosas do que as linhas de transmissão aéreas, pelo que poderão também representar uma oportunidade, para distâncias superiores a 100 Km, para os sistemas de transmissão HVDC, devido ao elevado custo dos cabos para transmissão subterrânea quando existam constrangimentos ao uso de linhas aéreas; 4) Inter-ligação de sistemas AC com frequências distintas, apesar das redes eléctricas com frequências distintas estarem separadas, por razões históricas pelos oceanos, reduzindo este mercado; 5) Inter-ligação de sistemas AC com sistemas de controlo de frequência incompatíveis, para evitar desfasamentos angulares entre os sistemas é outra aplicação.

A tecnologia FACTS pode aumentar a controlabilidade da magnitude da tensão no extremo do cabo (por exemplo mediante um UPFC), no entanto não é competitiva para distâncias superiores a 100 km; 2) Linhas de transmissão AC aéreas longas (com mais do que 1000 Km), o menor custo de investimento e perdas da transmissão DC pode justificar, consoante os custos de instalação da linha aérea inerentes ao local, a instalação de uma ligação HVDC e respectivos conversores de potência associados (Ashmore 2006); 3) Linhas de transmissão subterrâneas, são quatro vezes mais dispendiosas do que as linhas de transmissão aéreas, pelo que poderão também representar uma oportunidade, para distâncias superiores a 100 Km, para os sistemas de transmissão HVDC, devido ao elevado custo dos cabos para transmissão subterrânea quando existam constrangimentos ao uso de linhas aéreas; 4) Inter-ligação de sistemas AC com frequências distintas, apesar das redes eléctricas com frequências distintas estarem separadas, por razões históricas pelos oceanos, reduzindo este mercado; 5) Inter-ligação de sistemas AC com sistemas de controlo de frequência incompatíveis, para evitar desfasamentos angulares entre os sistemas é outra aplicação.

Em suma, ambas as tecnologias permitem o controlo do fluxo de potência, da tensão e da estabilidade, apresentando a tecnologia HVDC vantagem pelo menor custo das linhas de transmissão, controlo independente do ângulo e frequência, e funcionamento estável mesmo com uma interligação de baixa potência. No entanto, a tecnologia FACTS, mais económica, será normalmente preferida, excepto para transmissão a longas distâncias.

2.9 CASO DE ESTUDO – O UPFC

Os controladores FACTS permitem maximizar as potencialidades da rede eléctrica havendo principalmente dois grupos distintos: os que empregam impedâncias reactivas e transformadores com comutadores de

⁴¹ *Thyristor Controlled Braking Resistor (TCBR)* é “uma resistência comutada por tirístores ligada em paralelo, que é controlada para ajuda à estabilização de um sistema eléctrico ou para minimizar a aceleração de uma unidade geradora durante uma perturbação”.

tomadas com tiristores convencionais, e os baseados em conversores estáticos de comutação forçada, proporcionando os segundos acções de controlo mais rápidas, precisas e robustas.

De entre os controladores FACTS, diversos actuam individualmente num dos três parâmetros operacionais das linhas de transmissão que determinam a potência transportada: tensão, impedância e ângulo.

Os controladores UPFC e o IPFC permitem controlar simultânea ou selectivamente os três parâmetros. Por esta razão, e por o UPFC ser a base do IPFC, será esse o controlador FACTS dimensionado e simulado nos capítulos seguintes.

CAPÍTULO 3

Sincronização e detecção de componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental

3.1 GERADOR DE REFERÊNCIAS

O desempenho dos sistemas de condicionamento de potência depende dos parâmetros do circuito de potência, sistema de controlo e do método de obtenção das referências.

A estratégia de obtenção de referências seguida assenta nos componentes simétricos instantâneos. Neste capítulo é abordado o processo de obtenção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental (CSISPF). O controlador irá impor numa fase posterior a acção de controlo necessária para que o sistema de potência gere as actuações para cumprir o objectivo de controlo. O desempenho do sistema gerador de correntes e tensões de referência estabelecerá pois o limite superior de desempenho do sistema global. Caso o seu funcionamento seja pobre, nunca poderá ser melhorado pelo sistema de controlo.

O processo de cálculo e o significado dos componentes simétricos instantâneos estão descritos no Anexo A. Para os implementar para cálculo das referências são abordados neste capítulo métodos de extracção dos componentes fundamentais das ondas da rede.

Existe uma grande diversidade de processos de sincronização e estimação do componente fundamental e componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, mas também ausência de consenso quanto ao melhor desempenho. Os testes realizados e apresentados em diversas publicações não esclarecem o funcionamento sob um conjunto sistemático de condições.

Por estes motivos foram seleccionados quatro métodos de entre os analisados para implementação e teste. Os critérios que conduziram à selecção foram o desempenho que evidenciavam sob diversas condições de funcionamento, a simplicidade estrutural e a quantidade de informação disponibilizada intrinsecamente pelos respectivos algoritmos, nomeadamente, amplitude, fase e frequência, para além do componente fundamental. O desempenho é testado e avaliado sob diversas condições de funcionamento, sendo estabelecida a comparação com outros métodos de estimação de frequência e fasor, estimação de componente fundamental e estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental.

3.1.1 INTERFACE DE CONVERSORES DE POTÊNCIA COM A REDE ELÉCTRICA

A interface com a rede eléctrica, de sistemas de potência baseados em conversores electrónicos controlados, implica que as correntes e tensões geradas pelo conversor atendam a objectivos de controlo intrínsecos ao contexto de aplicação do sistema em questão: interface de geradores distribuídos, condicionamento de potência, interligação de redes eléctricas, cenários de micro-redes, etc. Não obstante o objectivo de controlo estar definido, a obtenção das correntes e tensões de referência a impor para o atingir depende da estimação da frequência e fase da rede, a qual é variável, por exemplo devido a desequilíbrios entre a produção e o

consumo de potência na rede eléctrica, saídas de serviço forçadas de unidades geradoras, indisponibilidade de linhas de transmissão ou devido à comutação de grandes consumidores (Backmutsky, Shenkman, Shklyar, Zmudikov, Kottick e Blau 1996). Por causa desta variação da frequência e fase da onda de tensão da rede eléctrica, e também porque a frequência da onda de referência a gerar pelo *hardware* do sistema de controlo não pode ser exactamente ajustada para a frequência da rede, a tensão e corrente de referência a gerar pelos conversores deve ser sincronizada regularmente com a tensão da rede eléctrica (Nedeljkovic, Nastran, Voncina e Ambrozic 1999). A estimação da frequência da rede tem interesse adicional no âmbito da protecção da rede eléctrica, por exemplo para disparo de relés de sub-frequência para deslastre de cargas para evitar apagões que possam surgir devido a falhas em unidades geradoras (Nedeljkovic, Nastran et al. 1999). As variações de frequência da rede eléctrica são menores em redes eléctricas de grande dimensão, sob este ponto de vista ditas fortes, ao passo que em redes de menor dimensão e autónomas, ditas fracas, como por exemplo em ilhas, as variações de frequência são superiores (Svensson 2001).

A sincronização é frequentemente efectuada a partir do ângulo de fase e frequência da onda de tensão ou corrente da rede eléctrica, a qual está frequentemente deteriorada por cavas, sobretensões, cortes, picos, ruído, degraus de fase e desequilíbrios (Karimi-Ghartemani e Reza Iravani 2003).

O ângulo de fase da rede é usado para calcular e controlar o fluxo de potência activa e reactiva, assim como para efectuar transformações para o referencial síncrono. Trata-se pois de uma informação crítica para operação de equipamentos de condicionamento de potência (Song e Nam 2000).

A detecção de passagem por zero é necessária para o controlo de conversores ligados à rede. Caso a interface com a rede seja efectuada com conversores de potência com tirístores controlados por fase, o ângulo de disparo dos tirístores é referido à passagem por zero, pelo que deverá ser detectada com precisão duas vezes por período da rede, ou seis, se forem consideradas as três fases. Caso a interface com a rede seja efectuada por um inversor de tensão com comutação forçada, então a sincronização deverá ser efectuada continuamente ao longo de todo o período da onda da rede, para obter uma onda de referência do sinal a gerar contínua.

Imunidade a perturbações como harmónicos, ruído e desequilíbrio, e rapidez na convergência do processo de sincronização são essenciais para o desempenho do sistema de potência conjunto (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a).

Os relés de protecção modernos recorrem a algoritmos sofisticados de estimação das condições do sistema a partir de medições das ondas de corrente e tensão (Routray, Pradhan e Rao 2002). O uso de sistemas baseados em microprocessadores permite precisão, dinâmica, economia e flexibilidade em sistemas de instrumentação e controlo, implicando por enquanto uma redução de fiabilidade e maior susceptibilidade a transitórios (Yang e Liu 2000).

3.1.2 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DO COMPONENTE FUNDAMENTAL OU COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL

Diversos métodos de sincronização têm vindo a ser propostos na tentativa de reduzir o efeito adverso de diversas condicionantes ao melhor desempenho do sistema de sincronização (Weidenbrug, Dawson e Bonert 1993; Vainio e Ovaska 1995): 1) necessidade de instrumentação especializada; 2) introdução de desvio de fase no componente fundamental extraído; 3) sensibilidade a variações de parâmetros do sistema; 4) lentidão da resposta dinâmica a variações da onda da rede eléctrica; 5) sensibilidade a perturbações na onda da rede eléctrica; 6) elevado tempo de processamento.

Inicialmente os métodos de sincronização propostos estavam directamente associados ao *hardware* disponível para implementação (Vainio e Ovaska 1995). No entanto, com o desenvolvimento de plataformas digitais com elevada capacidade de processamento foram surgindo diversos métodos mais eficazes e implementados por *software*.

A sincronização pode ser efectuada com recurso à onda de tensão ou de corrente nos terminais do conversor ou com base na onda de tensão ou de corrente no ponto de ligação comum. No primeiro caso, as ondas estão perturbadas por cortes, devidos a comutação de cargas não-lineares. As ondas de tensão ou corrente da rede no ponto de ligação comum (Weidenbrug, Dawson et al. 1993), menos afectadas por cortes devido à filtragem do filtro de ligação à rede, tornam a sincronização menos exigente, exigindo no entanto instrumentação mais dispendiosa e complexa caso exista elevação de tensão na ligação do conversor à rede.

Caso um sincronizador seja adaptativo, para operação sob condições de funcionamento variáveis, existirá alguma forma de realimentação para permitir a quantificação do erro para o processo de adaptação, pelo que é possível estabelecer a distinção em sincronizadores de malha aberta e malha fechada.

3.1.2.1 MÉTODOS DE MALHA ABERTA

Os métodos de malha aberta estimam directamente o componente fundamental ou o respectivo fasor da onda de entrada, ou o fasor da tensão fundamental do sistema polifásico em referencial síncrono ou girante. Para melhorar a robustez destes métodos a variações amplas dos parâmetros da onda da rede, como variações de frequência, conteúdo harmónico, ruído, etc, foram propostas diversas variantes adaptativas.

3.1.2.1.1 Filtros Passa-Baixo e Passa-Banda Analógicos e Digitais

Os filtros passa-baixo, desde há muito empregues (Weidenbrug, Dawson et al. 1993), são dimensionados

para operação num intervalo fixo de frequência, permitindo suprimir cortes de comutação e frequências harmónicas múltiplas, mas introduzem desvio de fase no sinal original em caso de variação de frequência nominal da onda da rede, o qual poderá ser compensado (Svensson 2001). Os filtros passa-banda são dimensionados para cortar frequências distintas da nominal, incluindo componentes DC e comparativamente com os filtros passa-baixo não introduzem desvio de fase à frequência fundamental. Quanto mais selectivos melhor será a extracção do componente fundamental, no entanto em caso de desvios da frequência da rede do valor nominal surgem também desvios de fase, proporcionais à selectividade, ou seja, ao factor de qualidade do filtro (Weidenbrug, Dawson et al. 1993).

Os filtros passa-banda e passa-baixo poderão ser implementados com recurso a electrónica analógica ou digitalmente, em conjunto com o algoritmo de controlo digital, mas partilham a sensibilidade a variações da frequência da rede.

No referencial síncrono, o componente fundamental surge como um componente DC, e os harmónicos como componentes oscilatórias que podem ser retidas por um filtro passa-baixo, obtendo-se o componente fundamental, ou mantidas por um filtro passa-alto, que retém o componente fundamental.

A susceptibilidade a variações de frequência apenas é ultrapassada se algum tipo de adaptação for empregue, sendo também necessário lidar numa etapa posterior com o desequilíbrio eventualmente presente.

3.1.2.1.2 Filtros de Sintonia Única (*Notch*)

O filtro de sintonia única (*notch*) permite a extracção de uma frequência específica de um sinal, pelo que pode ser utilizado na extracção do componente fundamental por subtracção da onda filtrada à onda original sem introdução do atraso e com significativa robustez. Não é porém testado sob condições de variação de frequência representativas das que se verificam na rede eléctrica (Staroszczyk 2000).

Pode ser implementado no referencial síncrono para separação do componente DC e ondulação de 100 Hz, correspondentes, respectivamente, ao componente fundamental e à sequência negativa, que surge neste referencial devido ao desequilíbrio do sistema. No entanto é introduzido atraso, para além de ficar comprometida a dinâmica (Hochgraf e Lasseter 1998).

A aplicação deste filtro no referencial estacionário (Newman, Zmood e Holmes 2002) permite extrair o componente fundamental sem necessidade de implementar uma transformação para o referencial síncrono e controlar todo o inversor com base no mesmo referencial, o que resulta numa implementação mais simples e propícia à aplicação das técnicas de controlo clássicas. Existe porém susceptibilidade ao desequilíbrio, visto que o componente simétrico de sequência negativa não é removido e há acoplamento mútuo entre fases. Em caso de variações de frequência, e à semelhança dos filtros passa-banda, há necessidade de adaptação dos coeficientes de filtragem, a armazenar eventualmente em tabela pré-definida ou em tempo real, de acordo com a estimação de frequência extrínseca ao algoritmo.

Outra aplicação é na estimação da frequência do sistema numa configuração de dupla etapa com adaptação (Dash, Mishra, Jena e Liew 1998).

3.1.2.1.3 Estimação Pelo Método dos Mínimos Quadrados (WSLE)

O método de estimação WSLE (*Weigthed Least-Squares Estimation*), estimação pelo método dos mínimos quadrados recursivos, foi proposto com o objectivo de estimar o ângulo de fase do componente simétrico de sequência positiva no referencial síncrono a partir dos componentes simétricos de sequência positiva e negativa (Song e Nam 2000). A estimação é conseguida com atraso mínimo sob condições de desequilíbrio súbitas sem sequência nula, com uma técnica de anulação da covariância a partir do erro de magnitude, para acelerar o seguimento de variações de fase. Inclui também uma regra para responder a variações de frequência da rede eléctrica e a insensibilidade do método a conteúdo harmónico pode ser ajustada à custa de rapidez de convergência.

Os testes realizados ilustram que, com uma frequência de amostragem de 3 kHz, com a frequência da rede constante, em caso de desequilíbrios súbitos e com a rede contaminada com harmónicos, o regime transitório do método é de apenas 2 a 3 ciclos. No entanto, em caso de ocorrência de variações de frequência o regime transitório da malha de estimação de frequência é demasiado longo, cerca de 10 segundos para um degrau de 10 Hz, não sendo conveniente a redução para não impor instabilidade ao algoritmo WSLE (Song e Nam 2000).

Quando o seguimento dos desvios de frequência não sucede, o sistema perde o sincronismo e exhibe um erro de ângulo de fase da sequência positiva no referencial síncrono oscilatório, correspondente ao componente simétrico de sequência negativa.

3.1.2.1.4 Transformada de Fourier Discreta (DFT)

O método de processamento baseado na Transformada de Fourier tem sido amplamente usado na decomposição de ondas da rede eléctrica no componente fundamental e respectivos harmónicos, sendo a DFT, o correspondente discreto, implementado em sistemas digitais nos quais o processamento é discreto. A Transformada de Fourier é uma técnica matemática de transformação de um sinal baseado no tempo num sinal baseado em frequência. Uma das principais desvantagens deste método, é a perda de informação temporal resultante da transformação, por não ser possível, por análise do sinal transformado, indicar o instante de ocorrência de uma falha que tenha sucedido. Com o objectivo de reduzir esta desvantagem foram sugeridas adaptações do método que consistem na análise de apenas uma janela temporal do sinal de cada vez, o que permite o mapeamento a duas dimensões do tempo e da frequência. A resolução temporal fica limitada à dimensão da janela temporal, a qual deve ser igual ou múltipla do período da onda da rede

50

eléctrica em análise, e vai sendo progressivamente transladada (Kim, Park, Aggarwal e Johns 1999).

O método baseado no algoritmo DFT recursivo apenas permite resultados adequados quando o período de amostragem é igual ao período da onda da rede eléctrica. Em caso de variações de frequência da onda da rede eléctrica surge um desfasamento entre os sinais de entrada e o sinal de saída, bem como fugas espectrais. Não sendo possível lidar com sinais de frequências desconhecidas, os componentes do sinal nestas condições são projectados para os componentes de frequência presumidos, múltiplos da frequência central.

Durante os transitórios rápidos, por exemplo devido a uma falha, a onda da rede eléctrica caracteriza-se por ser um sinal aperiódico contendo oscilações de elevada frequência e impulsos localizados sobrepostos à frequência fundamental bem como harmónicos da rede, sendo a extracção de componentes fundamentais pelo método tradicional da DFT afectada de erro devido à limitação imposta pela resolução temporal da janela.

O desfasamento resultante da discrepância entre a frequência presumida e a real pode ser compensado (McGrath, Holmes e Galloway 2002) por exemplo impondo que o período de amostragem seja igual ao período da onda da rede eléctrica, ou adicionando um *offset* de fase para cancelar o desfasamento. O segundo é preferível por não implicar a variação do período de execução do algoritmo digital, o qual pode estar inserido numa malha de execução em conjunto com outros algoritmos cujo correcto funcionamento implique período de execução fixo.

A *Smart Discrete Fourier Transform* (SDFT) (Yang e Liu 2000), permite medir o fasor do sinal de entrada e estimar a frequência com elevada precisão, superior à DFT convencional, apresentando elevada robustez sendo implementável de forma recursiva. A precisão da estimação, é robusta à presença de ruídos, e é maior consoante se consideram os harmónicos de ordem superior presentes na onda da rede eléctrica, o que implica o acréscimo de complexidade do algoritmo ou a respectiva filtragem prévia (Yang e Liu 2001).

Têm sido propostos métodos para alterar a DFT de forma a melhorar a robustez a harmónicos e também para atender a variações de frequência operando em amostragem assíncrona, variando adaptativamente a dimensão da janela temporal (Hart, Novosel, Hu, Smith e Egolf 1997), variando adaptativamente o período de amostragem (McGrath, Holmes et al. 2002) e efectuando correcção do desfasamento (Wang e Sun 2004). Na secção 3.1.7 serão experimentadas duas variantes da mesma implementação da DFT (Wang e Sun 2004) por variação adaptativa da dimensão da janela temporal e por correcção de fase e amplitude.

3.1.2.2 MÉTODOS DE MALHA FECHADA

Os métodos de malha fechada contam com uma malha de realimentação para variação adaptativa da fase estimada com o objectivo de o igualar ao valor real da fase. O sinal de erro obtido é regulado para zero o que permite atingir um valor de fase estimado igual ao real.

3.1.2.2.1 Filtragem Extendida no Espaço de Vectorial (ESVF-TAD)

O método *Extended Space Vector Filter – Transformation Angle Detector* (ESVF-TAD) (Svensson 2001) consiste na filtragem passa-baixo dos componentes da rede eléctrica no referencial estacionário, com adaptação para suporte de variações de frequência, não introduzindo desvio de fase em regime estacionário. Resulta da evolução do método equivalente em malha aberta para suportar variações de frequência da rede. Permite extrair os componentes fundamentais da onda das fases da rede com elevada atenuação de distorções, pode ser adaptado para compensar variações de frequência, permite implementação digital computacionalmente eficaz e permite o ajuste do compromisso amortecimento da resposta dinâmica e seguimento de variações de frequência versus atenuação de harmónicos. Para uma atenuação de harmónicos eficaz a resposta a variações de frequência é, porém, lenta: 1 segundo para um degrau de 2.5 Hz.

3.1.2.2.2 Filtros de Kalman

Existem diversas abordagens baseadas em filtros de Kalman à estimação de amplitude, fase e frequência de sinais contaminados por ruído e harmónicos (Nishiyama 1997), assim como de componentes simétricos (Flores, Gu e Bollen 2003). Apresentam bom desempenho quando o modelo no espaço de estados interno definido é representativo das perturbações que possam afectar a onda da rede (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a). Visto que a versatilidade do modelo é proporcional à sua complexidade, a aplicação deste método tem sido preterida pela complexidade e esforço computacional, não sendo comum a aplicação de filtros de Kalman para efeitos de sincronização de conversores de potência ligados à rede eléctrica (Svensson 2001). Com o objectivo de estimar a frequência da onda da rede eléctrica (Routray, Pradhan et al. 2002) foi proposta uma nova variante do filtro de Kalman complexo, inicialmente proposto por Nishiyama (Nishiyama 1997), com re-inicialização da matriz de covariância com recurso a um método baseado em histerese, com rápida velocidade de convergência e possibilitando também eficaz extracção do componente fundamental. No entanto, também à semelhança de outras abordagens, não é confirmada a eficácia da resposta sob diversas condições de funcionamento, nomeadamente variações de amplitude, frequência, fase e em condições de contaminação harmónica da rede por harmónicos de ordem múltipla. Apenas é ilustrada a resposta a variações de frequência e amplitude para o parâmetro frequência e componente fundamental estimado, ficando por demonstrar o desempenho no seguimento dos parâmetros amplitude e fase.

3.1.2.2.3 Phase-Locked Loop (PLL)

A *Phase-Locked Loop* (PLL) é o método clássico de sincronização de conversores de potência com a rede

eléctrica, e controla a fase do sinal oscilante à saída com o objectivo de a igualar à fase do sinal oscilante de entrada, tendo estes sinais igual frequência. Não obstante o conceito de funcionamento da PLL ter surgido muito anteriormente aos anos 70, a respectiva aplicação e consolidação foi sendo inibida pelas dificuldades de implementação, surgindo desde essa altura aplicações, gradualmente, à medida que os circuitos integrados analógicos evoluíram (Hsieh e Hung 1996). Posteriormente, com a evolução dos circuitos integrados digitais e microprocessadores, durante os anos 80 surgiram implementações de PLL's digitais e por *software*, permitindo a implementação de funcionalidades adicionais.

O desempenho da PLL está condicionado pelo dimensionamento do filtro inserido na malha, o qual obedece a um compromisso entre a dinâmica da convergência no seguimento e boas características de filtragem, tendo sido propostos diversos métodos (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a) para efectuar este dimensionamento e também alterações na estrutura da PLL, permitindo reduzir a ordem do filtro de dois (Chung 2000) para um (Losic 2003), com ganho de estabilidade.

Foram também propostas PLL trifásicas cujo desempenho é condicionado pela sensibilidade a desequilíbrios na rede, harmónicos, existência de tensão DC, tendo surgido tentativas para ultrapassar estas perturbações havendo também versões que estimam os componentes simétricos.

A evolução da aplicação de PLL a sistemas trifásicos resultou na *trans-vector-type* PLL, com aplicação comum em HVDC e FACTS (Jovcic 2003). Esta PLL tem excelente cancelamento de harmónicos internos, boa resposta a transitórios mas é deficiente porque: 1) desequilíbrios causam geração de harmónicos de 2ª ordem; 2) tensões AC reduzidas acarretam reduzido ganho, e consequentemente, transitório longo na recuperação de uma cava de tensão; 3) possui sensibilidade a harmónicos AC, devendo a resposta dinâmica ser reduzida para evitar a propagação de harmónicos; 4) não segue ângulos de fase individuais. Para minimizar estas adversidades têm sido propostas diversas melhorias (Karimi-Ghartemani e Iravani 2001; Karimi-Ghartemani, Mokhtari, Iravani e Sedighy 2004).

3.1.2.2.4 Teorias de Potência

Existem diversas teorias para definição de potência tipicamente orientadas a algum objectivo de compensação específico. Na maioria dos casos permitem obter correntes de referência para injeção na rede por compensadores paralelos para compensação das distorções existentes. Existem também aplicações das teorias de potência na obtenção de tensões de referência para compensação série.

No presente capítulo pretende-se obter o componente fundamental das tensões da rede ou o componente simétrico instantâneo de sequência positiva, para posteriormente gerar referências para compensadores série e paralelo, existindo também aplicações de teorias de potência com base nesse princípio.

A Teoria da Potência Instantânea foi aplicada na obtenção de referências de tensão para compensadores estáticos série (Lee, Kim, Sul e Blaabjerg 2004), por síntese do componente simétrico instantâneo de

sequência positiva da tensão da rede.

A transformação das tensões trifásicas para coordenadas pqr é função da tensão de referência a impôr, não impõe atraso, e permite reduzir a acção de controlo a um sinal de referência DC no referencial pqr , no caso em que o sistema é equilibrado, o que permite melhorar o desempenho dos regimes transitório e permanente do controlador. No referencial pqr o eixo p está alinhado com o vector tensão de referência que roda no plano $\alpha\beta$, sendo o eixo q perpendicular ao p , e o eixo r , perpendicular aos planos transformação $\alpha\beta$ e pq , o eixo de rotação do referencial pqr .

As tensões necessárias para o processamento do algoritmo podem ser medidas na fonte, carga ou em ambos os pontos, consoante a aplicação. O algoritmo oferece robustez a falhas de tensão na fonte e ruído quando as tensões da fonte estão distorcidas por harmónicos. As tensões de referência geradas são o componente simétrico instantâneo de sequência positiva, e estão sincronizadas com a rede mesmo na presença de falhas de tensão, sempre que pelo menos uma tensão esteja presente aos terminais da rede eléctrica. Não é necessária ressincronização após a falha e não sucedem problemas de transitório na ocorrência de falhas.

A extracção do componente fundamental da sinusóide em referencial estacionário é efectuada com filtros passa-banda, os quais introduzem inércia no sistema proporcional ao factor de amortecimento, tornando a mudança de ângulo do componente simétrico de sequência positiva, em caso de falhas assimétricas, progressiva e contínua

O método de controlo é simples, no entanto não está testado em situações de variação de frequência. Nestas circunstâncias o desajuste em amplitude dos filtros passa-banda é intrinsecamente compensado pelo circuito gerador referências por imposição de amplitude. No entanto, a fase ficará afectada de desvio e teria que ser objecto de compensação adicional, por exemplo mediante estimação de frequência e introdução de compensação em função do desvio de frequência na compensação de atraso.

A compensação de tensão e corrente em condições de perturbação harmónica e desequilíbrio de ambas as grandezas, pode ser efectuada pelos métodos das Tensões e Correntes de Fryze Sinusoidais, com recurso ao componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental da tensão normalizado obtido com base numa PLL (Aredes, Monteiro e Miguel 2003).

O componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental normalizado da tensão, respectiva frequência e fase, obtêm-se com uma PLL, ilustrada na Figura 3-1, cujas entradas são as tensões de linha da rede. O princípio de funcionamento da PLL assenta num controlador PI, cuja entrada é a potência activa instantânea trifásica, e a saída uma sequência positiva com amplitude unitária, tendo os sinais de corrente $i_{sa}(\omega_s t)$ e $i_{sc}(\omega_s t)$ como realimentação. Quando o circuito estabiliza $P_{3\phi}$ é nula, e o ângulo da sequência positiva instantânea da tensão do sistema foi alcançado, sendo esta retornada com amplitude unitária.

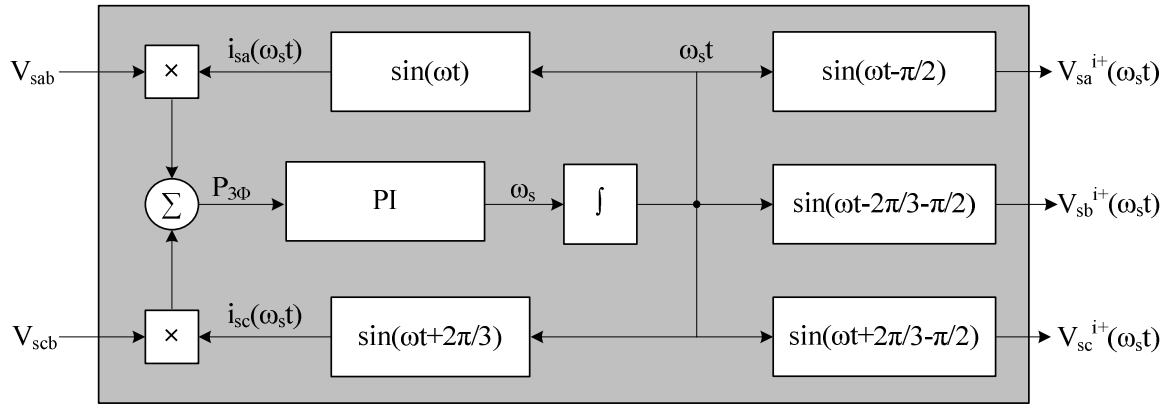


Figura 3-1 – Estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental com PLL baseada na teoria da potência instantânea (Fonte: (Aredes, Monteiro et al. 2003)).

Apesar de não estar suficientemente testado, e apenas poder ser aplicado a sistemas sem sequência nula, a simplicidade estrutural e o facto do controlador PI actuar sobre uma variável contínua justificam o realce.

3.1.2.2.5 Outros Métodos

O algoritmo proposto na referência (Lamich, Balcells, Gonzalez e Gago 2003), baseado na combinação de filtragem digital com a correlação seno-cosseno e projecções em referencial síncrono, permite a extracção do componente fundamental da onda da rede eléctrica, sendo também efectuada, separadamente, a estimação de amplitude e fase, em condições de elevada variabilidade de frequência. Os testes apresentados indiciam rápido transitório, imunidade a harmónicos, simplicidade estrutural e erro de fase aceitável. Apresentam porém a desvantagem de funcionar com frequência de amostragem dependente da frequência do componente fundamental da rede eléctrica ficando também por comprovar a robustez a ruído.

As técnicas de processamento de sinal baseadas na *Discrete Wavelet Transform* (DWT) permitem a análise no tempo e na frequência de sinais aperiódicos e não estacionários (Wenhui, Lili, Xiuqing e Weikang 2003). Existem diversas aplicações destas técnicas nomeadamente na modelação de perturbações da rede eléctrica, detecção de falhas, análise da rede eléctrica para melhoria da qualidade da potência, monitorização da qualidade da potência, e protecção e análise de transitórios da rede (Youssef 2003).

Comparativamente com as técnicas de processamento baseadas na DFT existe clara vantagem por ser possível usar janelas de dados de comprimento variável para diferentes bandas de frequência, o que permite melhor desempenho em aplicações de processamento de sinais da rede eléctrica, bem como em algoritmos de relés de protecção. Como a largura de banda para bandas de frequência é alargada, e resolução em frequência é inferior. Por este motivo a DWT não permite seguir a propagação temporal de harmónicos individuais de

ordem reduzida (Katic, Knezevic e Graovac 2003) incidindo não em frequências discretas como exigido pela regulamentação de limitação de conteúdo harmónico na rede eléctrica, mas em bandas de frequências.

Um algoritmo iterativo do tipo Newton, similar aos frequentemente empregues em estudos de potências de redes eléctricas, foi proposto para estimar o fasor e a frequência local da rede eléctrica a partir de uma onda de tensão distorcida (Terzija, Djuric e Kovacevic 1994). A partir de um conjunto de m amostras da onda da rede resolve-se iterativamente um sistema de m equações não lineares, que constituem um modelo do sistema, com o objectivo de encontrar os parâmetros que permitem, com base no modelo empregue, caracterizar a onda da rede. O esforço computacional que exige está dependente do erro admissível ou do número máximo de iterações definido. A convergência depende das condições iniciais, mas não será superior a uma janela de dados, estando indexada à frequência de amostragem e complexidade do modelo (Terzija e Markovic 2003). Não obstante a rapidez na convergência reportada, o método exige pré-filtragem para evitar erros de estimação na presença de harmónicos, o que pode ser evitado com o uso de um modelo da onda da rede alargado para inclusão de harmónicos de ordem superior, sendo conseguida elevada precisão e imunidade a perturbações. Para diminuir o esforço computacional foi proposto um método heurístico de adaptação sequencial de um factor de esquecimento com base no erro (Terzija 2003), o que permitiu melhorar a convergência e precisão adquirindo o algoritmo forma recursiva.

Alguns dos métodos testados calculam intrinsecamente a frequência local da rede eléctrica, pelo que na secção seguinte são referidos alguns dos métodos de estimação de frequência para comparação e referência.

3.1.3 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DE FREQUÊNCIA

Os desvios do valor nominal da frequência da rede eléctrica são uma indicação de que estão a suceder perturbações do sistema sendo necessário tomar acções correctivas para as debelar. Estes desvios são tanto maiores quanto mais fraca é a rede e, devido a variações súbitas de carga, podem atingir os 5 Hz/s em redes eléctricas de menor dimensão, e logo com baixa inércia, como ilhas e sistemas de cogeração a operar desligados da rede eléctrica.

A frequência é um parâmetro operacional importante para garantir a estabilidade, segurança e eficiência da rede eléctrica, sendo necessário medi-la com precisão para controlo efectivo da potência, deslastre ou religação de cargas e protecção de geradores (Kusljevic 2004). Para efectuar a rápida e eficaz medição da frequência da rede eléctrica vários métodos digitais têm sido propostos (Thomas e Woolfson 2001), estando o respectivo desempenho condicionado pelas diversas perturbações da onda da rede como harmónicos, ruído e tensão contínua sobreposta à onda da rede.

A estimação de frequência por detecção de passagem por zero é um método básico e simples, que consiste na contagem do tempo que decorre entre a ocorrência de um número pré-determinado de passagens por zero da

onda de entrada (Sachdev e Das 2004). O número de passagens por zero a considerar permite uma maior ou menor precisão à custa de menor ou maior dinâmica, requerendo normalmente 8 a 10 ciclos da rede. A susceptibilidade a erro por múltipla detecção de passagem por zero resultante da presença de ruído ou harmónicos na onda da rede inviabiliza o seu uso sem filtragem, o que implica um acréscimo de complexidade.

Para além destas dificuldades exige aguardar pela passagem por zero da onda, o que pode ser evitado nos relés digitais, mediante algoritmos que calculam a frequência a cada amostra (Sezi 1999) considerando a definição de frequência da eq. (3.1).

$$f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\phi}{dt} \quad (3.1)$$

O método da transformada bilinear (Kezunovic, Spasojevic e Perunicic 1992) permite a estimação precisa de frequência com elevada precisão tanto para pequenos desvios de frequência como para grandes desvios do valor nominal, implicando, porém, a adopção de distintos modelos consoante o caso.

A colocação do sinal amostrado na forma quadrática (Hocaoglu e Devaney 1996) é um método de aumentar a imunidade a harmónicos, que aliado ao cálculo da média entre quatro amostras, permite obter imunidade também a ruído e tensão DC, possibilitando com esforço computacional reduzido, obter estimativas rápidas e precisas ao longo de um intervalo alargado de frequências.

O método numérico baseado na decomposição ortogonal em fase da onda da rede, tensão ou corrente, com recurso a filtros FIR, com respostas impulsivas do tipo seno e cosseno (Moore, Carranza e Johns 1994), permite obter estimativas da frequência e fasor a cada intervalo de amostragem, em regime estacionário e dinâmico, como precisão de 0,002% e com um atraso de 25 ms. Este algoritmo, propício a implementação digital e com precisão proporcional à frequência de amostragem que é fixa, apresenta robustez a harmónicos e transitórios, baseia-se nos sinais ortogonais obtidos com a decomposição para estimar a frequência. Inclui um processo de adaptação dos coeficientes dos filtros FIR, cuja resposta em magnitude só é unitária à frequência nominal, para garantir estabilidade a variações da frequência e da amplitude da onda da rede. Exige pré-filtragem para eliminação de harmónicos de ordem superior, pode ser adaptado para obter a estimativa de amplitude a partir da sequência positiva, ficando menos susceptível a falhas monofásicas. Tem como desvantagens: a exigência ao nível computacional, resultante da necessidade de pré- e pós-filtragem que também degrada o regime dinâmico devido ao filtro de elevada ordem; o erro de estimação na resposta a variações de amplitude, que poderão suceder, por exemplo, em caso de falhas na rede eléctrica; e a desigualdade entre os filtros do tipo seno e cosseno a todas as frequências excepto a nominal, o que implica a necessidade de adaptação, para além do atraso introduzido e a susceptibilidade a harmónicos (Moore, Carranza e Johns 1996).

Na tentativa de evitar os erros introduzidos pelo recurso a filtros ortogonais, em caso de desvio da frequência

da onda da rede do valor nominal do método anterior, foi proposto um método iterativo de estimativa de frequência, mas também de fasor, baseado em filtros ortogonais. Os coeficientes são ajustados iterativamente até que a diferença entre a frequência inicial ou estimada na iteração n e $n-1$ seja igual a menos de um erro, que estabelece o final do processo iterativo, em conjunto com um número máximo de iterações que poderá ser estabelecido (Sidhu e Sachdev 1998).

A estimativa inicial, ou a frequência estimada numa dada iteração, determinam o dimensionamento ou selecção dos filtros a usar naquela iteração, caso hajam sido calculados previamente, sendo possível a interpolação entre coeficientes para frequências não tabeladas no último caso. Com base nas amostras mais recentes, os filtros ortogonais permitem obter o componente real e imaginário da onda da rede eléctrica, e estimar a frequência com base nas duas mais recentes janelas de dados mediante a eq. (3.2), resultante da definição de frequência da eq. (3.1). Quanto maior a janela de dados maior a supressão de ruído, no entanto menor é também o atraso à saída dos filtros (Sidhu 1999).

$$f_{vs}^{fe}[k] = \frac{f_a(\theta_{vs}^{fe}[k] - \theta_{vs}^{fe}[k-1])}{2\pi} \quad (3.2)$$

O método exhibe robustez a harmónicos, ruído e tensão DC e permite estimativas com precisão entre 0,01 e 0,02 Hz, suficiente para a rede eléctrica, apresentando um regime dinâmico de cerca de 20 ms.

Diversos métodos de estimação de frequência assentam no pressuposto de que a tensão e corrente da rede eléctrica são sinais com apenas uma frequência. A estimação de frequência de sinais com apenas uma frequência tem aplicação na protecção e controlo da rede eléctrica, sendo importante dispor de precisão. Também existem métodos de estimação de frequência que consideram ondas compostas por componentes de frequências distintas. Esta abordagem é orientada à protecção de linhas de transmissão, diminuindo a necessidade de precisão. É usada para retirar o componente de sequência negativa e para extracção de componentes de correntes de falha, a fim de minorar o incorrecto funcionamento de relés de protecção direccionais (Xu, Suonan e Ge 2004).

3.1.4 ENHANCED PHASE-LOCKED LOOP (EPLL)

O subsistema de detecção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental implementado baseia-se numa unidade de sincronização denominada *Enhanced Phase-Locked Loop* (EPLL) (Karimi-Ghartemani e Reza Iravani 2003), a qual não obstante ser aplicável apenas a um sinal monofásico, possibilita, mediante replicação para cada fase em conjunto com uma estrutura computacional única, efectuar a detecção com elevada imunidade a perturbações e desequilíbrios.

O conceito PLL e EPLL é similar ao de filtro de sintonia única (*notch*) adaptativo com função de transferência não linear, cujas características são controladas pelos parâmetros internos. No entanto, o sinal de saída é gerado activamente, e não de forma passiva como no filtro (Karimi-Ghartemani, Karimi e Iravani 2004).

As aplicações da estrutura EPLL no âmbito dos sistemas de potência são diversas, por exemplo em controlo, protecção, avaliação de estado e monitorização e condicionamento de potência, tanto em regime permanente como transitório. Estas aplicações são potenciadas pelas funcionalidades viabilizadas por esta estrutura, ao permitir a extracção e processamento de diversas grandezas que caracterizam os sinais de tensão e corrente do sistema de potência (amplitude, fase e frequência) e que mediante processamento adicional permitem realizar: detecção de tensão de pico, detecção e análise de harmónicos, decomposição de um sinal nos seus componentes simétricos instantâneos e estacionários, extracção de corrente reactiva, detecção de perturbações, redução de ruído em detecção de passagem por zero de ondas, desmodulação de amplitude para detecção e estimação de tremulação (*flicker*), cálculo da distorção harmónica total e factor de potência, e processamento de potências (Karimi-Ghartemani e Iravani 2002; Karimi-Ghartemani e Reza Iravani 2003).

3.1.4.1 BLOCO ENHANCED PHASE-LOCKED LOOP

A estratégia convencional para implementação de uma estrutura PLL consiste em estimar a diferença entre o ângulo de fase do sinal de entrada e o ângulo de fase do sinal de saída e regular este valor para zero, mediante uma malha de controlo. A estrutura EPLL (Karimi-Ghartemani e Iravani 2001) implementada e ilustrada na Figura 3-2, difere por estimar directamente a fase do componente fundamental do sinal de entrada via detector de fase, estimativa que, após filtragem num filtro de malha para eliminar distorções, serve de entrada ao oscilador controlado por tensão, cuja saída é um sinal síncrono com o sinal de entrada. A diferença na estrutura EPLL face a estruturas PLL anteriores reside no processo de detecção de fase, que permite, à custa de complexidade superior, maior flexibilidade, providenciando mais informação como a amplitude e o ângulo de fase do sinal de entrada. A evolução do controlador proporcional (Karimi-Ghartemani e Iravani 2001) para um controlador proporcional integral permite a estimativa da frequência (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b).

A estrutura EPLL permite obter, a partir de um sinal de entrada $u(t)$, uma saída $y(t)$ com amplitude e fase igual ao componente fundamental do sinal de entrada. O processamento efectuado na estrutura EPLL implica a extracção em tempo real da amplitude A , frequência ω , fase ϕ , e sinal de erro do sinal de entrada face à sua componente fundamental $e(t) = u(t) - y(t)$.

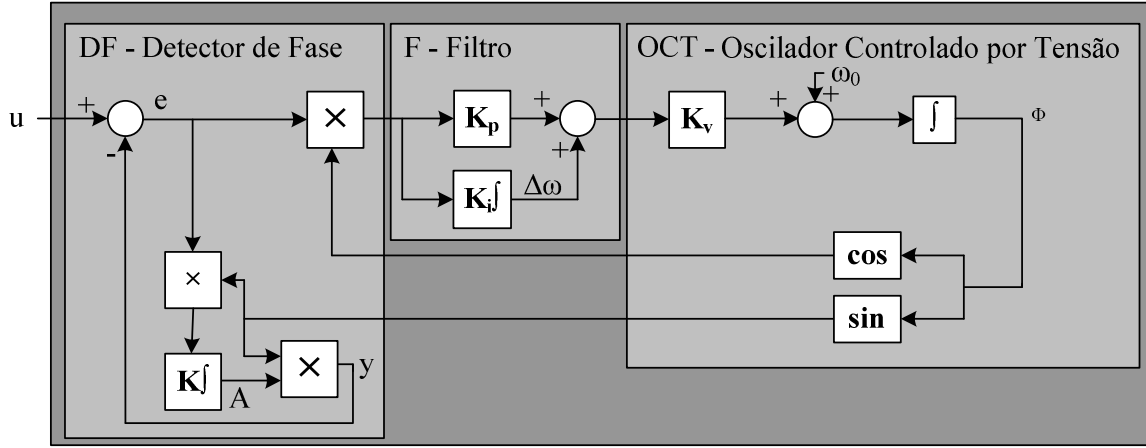


Figura 3-2 – Diagrama de blocos da EPLL.

As equações diferenciais, que fundamentam a implementação da EPLL de acordo com o diagrama de blocos da Fig. 1, (Ziarani, Blumenfeld e Konrad 2002), (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a) são:

$$\dot{A}(t) = Ke(t) \sin(\phi(t)) \quad (3.3)$$

$$\dot{\omega}(t) = K_i e(t) \cos(\phi(t)) \quad (3.4)$$

$$\dot{\phi}(t) = \omega(t) + \frac{K_p K_v}{K_i} \dot{\omega}(t) \quad (3.5)$$

$$y(t) = A(t) \sin(\phi(t)) \quad (3.6)$$

$$e(t) = u(t) - y(t) \quad (3.7)$$

A estrutura EPLL é propícia para a implementação digital. O modelo contínuo da EPLL, traduzido pelas equações (3.3) a (3.7), pode ser discretizado e aproximado, neste caso, por um sistema de primeira ordem por aplicação do algoritmo *Least Mean Squares* (LMS) (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b), obtendo-se o modelo traduzido pelas equações (3.8) a (3.12), sem perda de propriedades, fruto da robustez da estrutura.

$$A[k+1] = A[k] + \mu_1 e[k] \sin(\phi[k]) \quad (3.8)$$

$$\omega[k+1] = \omega[k] + \mu_2 e[k] \cos(\phi[k]) \quad (3.9)$$

$$\phi[k+1] = \phi[k] + T_a \omega[k] + \mu_3 e[k] \cos(\phi[k]) \quad (3.10)$$

$$y[k] = A[k] \sin(\phi[k]) \quad (3.11)$$

$$e[k] = u[k] - y[k] \quad (3.12)$$

As grandezas definidas nas equações (3.13) a (3.15), para um período de processamento igual ao período de amostragem T_a , correspondem aos passos temporais, e traduzem grandezas quantitativas directamente relacionadas com os parâmetros K , K_i e K_p , respectivamente, os quais em conjunto com o parâmetro K_v , contribuem para o estabelecimento da convergência da EPLL. Os três parâmetros internos K , $K_p K_v$ e $K_i K_v$ controlam predominantemente a estimativa de amplitude e frequência, e fase, respectivamente (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a).

$$\mu_1 = K T_a \quad (3.13)$$

$$\mu_2 = K_i T_a \quad (3.14)$$

$$\mu_3 = K_p K_v T_a \quad (3.15)$$

Os parâmetros estão acoplados, correspondendo a um aumento dos valores, um aumento da taxa de convergência. No entanto, um aumento de um parâmetro resulta num erro em regime permanente superior, ou desvio nas estimativas, quando existe ruído ou distorção no sinal de entrada. O compromisso entre o regime permanente e o regime transitório deverá ser ajustado (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b).

Estudos teóricos (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b) orientados às características da onda de tensão da rede eléctrica demonstram que, para uma sinusóide de entrada com 1 p.u. e frequência de 50 Hz, os valores $K = K_p = 200$ resultam em convergência após dois ou três ciclos. O parâmetro K_i deve ser tal que a razão K_p / K_i seja próxima de um período do sinal de entrada.

Para além da frequência de amostragem surgir implicitamente no modelo discreto, por via da discretização dos parâmetros K , $K_p K_v$ e $K_i K_v$ nas equações (3.13) a (3.15), surge também explicitamente na equação (3.10). Não obstante a EPLL ser robusta permitindo variações pequenas dos parâmetros sem deterioração do desempenho, variações na frequência de amostragem resultam em erros na estimativa da frequência (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b), pelo que o algoritmo deve ser executado a frequência fixa.

O método EPLL tem como principais vantagens relativamente a outros métodos a simplicidade estrutural e o reduzido esforço computacional, sendo implementável em sistemas baseados em *hardware*, *FPGA's* e *ASICs*, ou *software*, *DSP's* ou placas de controlo, como parte integrante do sistema de controlo (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004a).

3.1.4.2 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DO COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL COM EPLL

A estrutura EPLL recebe um sinal monofásico e disponibiliza, para além, do componente fundamental, informação quanto à amplitude, frequência e fase, do sinal de entrada. Efectuando o processamento do sinal de cada fase por uma estrutura EPLL dedicada, o conjunto da informação extraída correspondente às três fases permite extrair o componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental do sistema trifásico.

No Anexo A são referidas duas definições de componentes simétricos: componentes simétricos estacionários, baseados no conceito tradicional no domínio das frequências, adequados para análise em regime permanente como grau de desequilíbrio e detecção de falhas; e, componentes simétricos instantâneos, baseados no conceito no domínio dos tempos, sendo aí justificada a sua adequação para análise e controlo em regime transitório e compensação dinâmica de desequilíbrios.

A definição de componentes simétricos instantâneos pode ser efectuada no domínio complexo ou real, sendo esta última definição traduzida pelas equações (3.16) a (3.18). Nestas equações $v_a^f(t)$, $v_b^f(t)$ e $v_c^f(t)$ representam o componente fundamental da tensão simples instantânea nas fases a , b e c , respectivamente, e S_{90} é um operador desfasador de 90° implementado no domínio dos tempos, como referido no Anexo A.

$$v_{sa}^{i+}(t) = \frac{1}{3} v_a^f(t) - \frac{1}{6} (v_b^f(t) + v_c^f(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}} (S_{90} v_b^f(t) - S_{90} v_c^f(t)) \quad (3.16)$$

$$v_{sc}^{i+}(t) = \frac{1}{3} v_c^f(t) - \frac{1}{6} (v_a^f(t) + v_b^f(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}} (S_{90} v_a^f(t) - S_{90} v_b^f(t)) \quad (3.17)$$

$$v_{sb}^{i+}(t) = -v_{sa}^{i+}(t) - v_{sc}^{i+}(t) \quad (3.18)$$

Estas definições são válidas para a totalidade dos sinais. No entanto, são frequentemente aplicadas apenas à componente fundamental do sinal, sem perda de generalidade, o que no presente caso sucede também, por pretender-se o componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, necessário para os objectivos de melhoria da qualidade de potência.

O diagrama de blocos da Figura A- 4, do Anexo A, ilustra como estas equações podem ser implementadas a partir dos sinais de saída da EPLL, precisamente $v_a^f(t)$, $v_b^f(t)$ e $v_c^f(t)$, obtendo-se os respectivos sinais desfasados $S_{90}v_a^f$, $S_{90}v_b^f$ e $S_{90}v_c^f$, efectuando $S_{90}v_x^f = A_{EPLLx}[k]\sin(\phi_{EPLLx}[k] + 90^\circ)$, sendo x a fase respectiva, e A_{EPLLx} e $\phi_{EPLLx}(k)$, respectivamente a amplitude e a fase do sinal de saída da EPLL da fase em questão, grandezas automaticamente geradas pela estrutura EPLL.

O sistema global para estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental está ilustrado na Figura 3-3. A EPLL(4) representada tem como objectivo estimar o ângulo de fase total da sequência positiva extraída. Uma vez que a sequência positiva representa a componente equilibrada do sistema trifásico basta conhecer a fase total do sinal de sequência positiva da fase a para calcular a fase total dos sinais das fases b , e c , respectivamente -120° e $+120^\circ$.

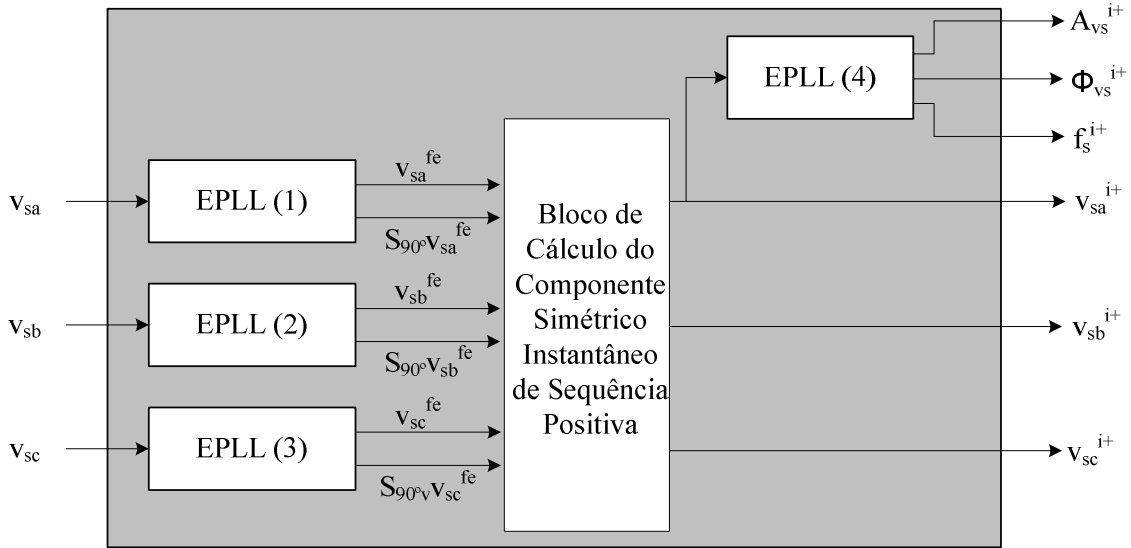


Figura 3-3 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado na EPLL.

Para beneficiar da filtragem adicional providenciada pela EPLL(4), e reduzir ainda mais o ruído no componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, os sinais de saída do bloco gerador de correntes de referência podem ser calculados a partir dos ângulos de fase total e amplitude estimadas pela EPLL(4) de acordo com as equações (3.19) a (3.21).

$$v_{sa}^{i+} = A_{EPLL4} [k] \sin(\phi[k]) \quad (3.19)$$

$$v_{sb}^{i+} = A_{EPLL4} [k] \sin(\phi[k] - 120^\circ) \quad (3.20)$$

$$v_{sc}^{i+} = A_{EPLL4} [k] \sin(\phi[k] + 120^\circ) \quad (3.21)$$

Caso o objectivo seja apenas a estimação de frequência a fiabilidade do sistema pode ser melhorada efectuando a estimação de frequência por intermédio da EPLL(4). No caso de haver falha num dos sensores do sinal de entrada de uma fase do sistema de estimação, a estimativa pode prosseguir com base na sequência positiva.

O sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva permite operar sob condições de desequilíbrio e conteúdo harmónico.

3.1.5 COMBINADOR LINEAR ADAPTATIVO (ADALINE)

Uma das aplicações das redes neuronais adaptativas é na estimação do fasor, amplitude e fase, da onda de tensão e corrente da rede eléctrica. A rede neuronal baseada em neurónios Adaptativos Lineares (ADALINE – *Adaptive Linear Element* ou *Adaptive Linear Neuron*) (Dash, Panda, Mishra e Swain 1997) pode ser adaptada para extrair o componente fundamental de uma onda de tensão contaminada com ruído, mesmo em situações em que a frequência do componente fundamental dessa onda não seja conhecida.

Supondo que a onda de tensão ou corrente sinusoidal da rede eléctrica está distorcida por um componente DC com amplitude A_{DC} , com andamento exponencial decrescente, e por ruído $\mathcal{E}(t)$ resultante da medição, a onda pode ser expressa pela eq. (3.22), na qual o factor A representa a amplitude da onda, ϕ representa a fase e ω a frequência angular, grandezas que podem variar ao longo do tempo.

$$y(t) = A \sin(\omega t + \phi) + A_{DC} e^{-\alpha_{DC} t} + \mathcal{E}(t) \quad (3.22)$$

Com o objectivo de estimar $A(t)$ e $\phi(t)$ do componente fundamental, e A_{DC} e α_{DC} do componente de decaimento da tensão DC sobreposta à onda da rede, a eq. (3.22) é reescrita, efectuando-se a expansão em série de Taylor do componente DC de decaimento, obtendo-se a eq. (3.23), a qual, no domínio discreto, se traduz pela eq.(3.24).

$$y(t) = X_a(t) \cos(\omega t) + X_b(t) \sin(\omega t) + A_{DC} - A_{DC} \alpha_{DC} t \quad (3.23)$$

$$y[k] = X_a[k] \cos(\theta[k]) + X_b[k] \sin(\theta[k]) + A_{DC} - A_{DC} \alpha_{DC} k T_a \quad (3.24)$$

Num dado instante, no caso contínuo, ou num determinado intervalo de tempo Δt , no caso discreto, $A = \sqrt{X_a^2 + X_b^2}$ e $\phi = \tan^{-1}(X_a/X_b)$. No caso discreto, o intervalo de tempo de execução do algoritmo Δt , eq. (3.25), é fixo, e é igual ao período de amostragem, T_a . O número de amostragens, N_a , efectuadas ao longo de um período da onda da rede é, no entanto, variável, devido à possibilidade de ocorrência de variações da frequência angular da onda da rede ω_s , e obtém-se a partir da relação entre a frequência de amostragem f_a e frequência da rede f_s , eq. (3.26).

$$\Delta t = \frac{2\pi}{\omega_s N_a} \quad (3.25)$$

$$N_a = \frac{\omega_a}{\omega_s} = \frac{f_a}{f_s} \quad (3.26)$$

O número de amostragens por período da onda da rede N_a é necessário para o cálculo do ângulo de fase θ a cada intervalo de tempo k , eq. (3.27).

$$\theta[k] = \frac{2\pi k}{N_a} \quad (3.27)$$

O objectivo é obter em tempo-real estimativas dos parâmetros: X_a , X_b , A_{DC} e α_{DC} , a partir dos valores amostrados de $y(k)$. No caso de $y(t)$ ser um sinal estacionário pretende-se que as estimativas sejam melhoradas à medida que novas amostragens são obtidas, ao passo que se não for estacionário pretende-se que a amplitude $A(t)$ e fase $\phi(t)$ de $y(t)$ sejam seguidas.

O algoritmo implementado para proceder à estimativa dos parâmetros da onda de tensão da rede eléctrica

denomina-se Método dos Mínimos Quadrados (LMS). Os parâmetros do modelo definido na eq. (3.24) são obtidos mediante uma rede neuronal adaptativa denominada ADALINE ilustrada na Figura 3-4.

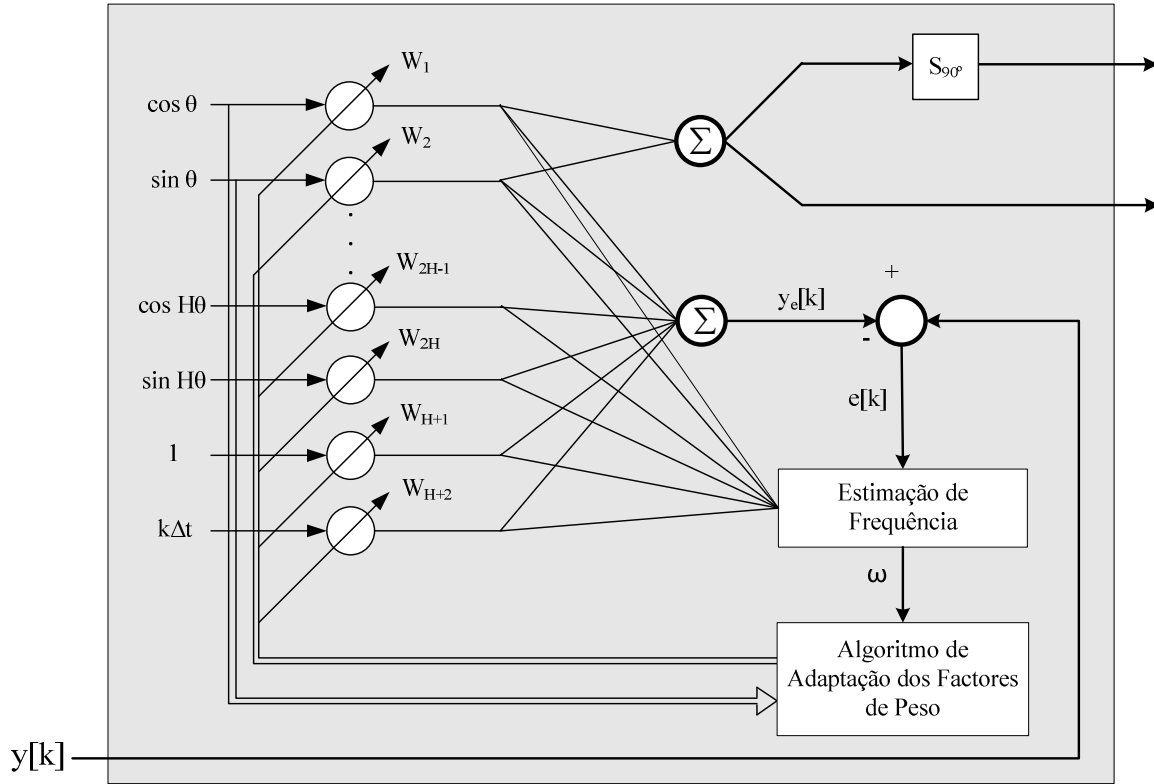


Figura 3-4 – Sistema de estimação do componente fundamental e do componente fundamental em quadratura ADALINE.

Foram considerados três algoritmos de adaptação do vector de pesos do ADALINE: 1) a regra Widrow-Hoff, eq. (3.29); 2) a regra não linear da eq. (3.30) (Dash, Panda et al. 1997) testada com a função *sgn*; 3) e a regra não linear da eq. (3.30) testada com a função *tanh*.

O algoritmo proposto por Widrow-Hoff, eq. (3.29), consiste na minimização do erro médio quadrático entre o sinal amostrado $y(k)$ e a saída estimada $\hat{y}(k)$ para cada amostra, eq. (3.28).

$$e(k) = y(k) - \hat{y}(k) \quad (3.28)$$

$$\mathbf{W}[k+1] = \mathbf{W}[k] + \frac{\alpha e[k] \mathbf{x}[k]}{\lambda + \mathbf{x}^T[k] \mathbf{x}[k]} \quad (3.29)$$

A modificação do algoritmo Widrow-Hoff apresentada em (Dash, Panda et al. 1997) é:

$$\mathbf{W}[k+1] = \mathbf{W}[k] + \frac{\alpha e[k] \boldsymbol{\theta}[k]}{\lambda + \mathbf{x}^T[k] \boldsymbol{\theta}[k]} \quad (3.30)$$

Nas eqs. (3.29) e (3.30) $\mathbf{x}[k]$ é o vector de regressão de entrada da rede neuronal, eq. (3.31), o coeficiente α é um factor de redução e o factor λ uma constante com valor próximo de zero, para evitar divisões por zero quando a amplitude do sinal medido for nula.

$$\mathbf{x}^T[k] = [\cos(\theta[k]) \quad \sin(\theta[k]) \quad \dots \quad \cos(H\theta[k]) \quad \sin(H\theta[k]) \quad 1 \quad kT_a] \quad (3.31)$$

A não linearidade introduzida pela eq. (3.30) resulta da aplicação da função $\text{sgn}(x_i)$ sobre alguns dos coeficientes de $\mathbf{x}[k]$ obtendo-se $\boldsymbol{\theta}[k]$, traduzido pela eq. (3.32):

$$\boldsymbol{\theta}^T[k] = [\text{sgn}(\cos(\theta[k])) \quad \text{sgn}(\sin(\theta[k])) \quad \dots \quad \text{sgn}(\cos(H\theta[k])) \quad \text{sgn}(\sin(H\theta[k])) \quad 1 \quad 1] \quad (3.32)$$

A função $\text{sgn}(x_i)$ é definida por:

$$\text{sgn}(x_i) = \begin{cases} +1 & \text{se } x_i > 0 \\ -1 & \text{se } x_i < 0 \end{cases} \quad (3.33)$$

A dimensão do vector de pesos $\mathbf{W}[k]$, eq. (3.34), depende da dimensão do vector de regressão de entrada $\mathbf{x}[k]$, eq. (3.31), o qual se define de acordo com as características esperadas do sinal de onda de tensão da rede, a partir do qual se pretende gerar o sinal de referência. Este vector poderá considerar apenas o componente fundamental, e eventualmente, também harmónicos pares, ímpares, inter-harmónicos, e componentes de decaimento de tensão contínua sobreposta.

$$\mathbf{W}^T[k] = [W_1[k] \quad W_2[k] \quad \dots \quad W_{H+2}[k]] \quad (3.34)$$

Após ser atingida a convergência, o vector de pesos $\mathbf{W}_0[k]$ contém os parâmetros da onda de tensão de entrada que se pretende estimar, eq. (3.35).

$$\mathbf{W}_0^T = [X_a \quad X_b \quad X_{a2} \quad X_{b2} \quad \dots \quad \dots \quad X_{aH} \quad X_{bH} \quad A_{dc} \quad \alpha_{dc}] \quad (3.35)$$

Através da eq. (3.24) obtém-se uma réplica da onda de tensão medida, cuja precisão está dependente do factor de redução α , do vector de regressão de entrada $\mathbf{x}[k]$, no qual se definem os sinais para correlação, ou seja os graus de liberdade do sistema, e da frequência de execução do algoritmo.

Como se pretende obter uma onda igual ao componente fundamental da onda de tensão a onda devolvida pelo algoritmo é a da eq.(3.36). No entanto, para cálculo do erro, eq. (3.28), para processamento interno do algoritmo, é usada a onda estimada.

$$y[k] = X_a[k] \cos(\theta[k]) + X_b[k] \sin(\theta[k]) \quad (3.36)$$

A amplitude e fase dos distintos harmónicos da onda de tensão da rede estimados pelo algoritmo podem ser obtidos a partir dos elementos de $\mathbf{W}_0$, isto é, pelos coeficientes de Fourier, mediante as equações (3.37) e (3.38), nas quais h é a ordem do harmónico.

$$A^h[k] = \sqrt{W_{2h-1}^2[k] + W_{2h}^2[k]} \quad (3.37)$$

$$\phi^h[k] = \tan^{-1} \left(\frac{W_{2h-1}[k]}{W_{2h}[k]} \right) \quad (3.38)$$

$$\phi^{th}[k] = h.\theta + \phi^h \quad (3.39)$$

Na presente aplicação interessa obter o componente fundamental onda de entrada, pelo que os parâmetros fasoriais necessários são os do componente fundamental, motivo pelo qual apenas se consideram os primeiros factores do vector de regressão de entrada nas equações (3.37) e (3.38).

Em condições de variação da frequência da rede, o número de amostragens N_a ao longo de um período da onda terá que ser actualizado a cada amostragem a partir da relação entre a frequência de amostragem, que é fixa, e a frequência da rede, eq. (3.26). Alguns autores não abordam a estimação de frequência, e presumem que o valor da frequência real da rede é conhecido instantaneamente (Dash, Panda et al. 1997; Marei, El-Saadany e Salama 2004). Se a frequência real da onda da rede não for conhecida à priori, e sucederem

desvios do valor nominal o sistema perderá o seguimento (Elshatshat, Kazerani e Salama 1999).

Foi proposta a modificação do algoritmo ADALINE para seguimento das variações de frequência (Elshatshat, Kazerani et al. 1999) por estimação da frequência da rede mediante a eq.(3.40), a partir da qual pode ser calculada a variação de frequência da rede, necessária para a eq. (3.26).

$$\Delta\omega = -\alpha_{\omega} e[k].t[k]. \left(\sum_{l=1}^N (l.A_l \cos(l\omega[k]) - l.B_l \sin(l\omega[k])) \right) \quad (3.40)$$

O coeficiente α_{ω} é um factor de redução cujo valor deverá garantir a convergência da estimação do desvio de frequência para o desvio real. É difícil a utilização de um valor de α_{ω} com um valor próximo de 1% de α (apenas demonstram o funcionamento para um desvio de 0,033% do valor nominal), visto que o seguimento de variações de frequência fica comprometido, e a utilização de um valor superior, para conseguir um seguimento mais eficaz, acarreta uma interacção entre controladores. A eq. (3.9) empregue na EPLL permite maior liberdade na selecção do parâmetro μ_2 garantindo-se um seguimento mais eficaz, pelo que foi preferida. Implica, de igual forma, um compromisso entre a capacidade de seguimento, em particular entre variações de amplitude, com variações de frequência.

Para sinais sinusoidais com amplitude constante é preferível um valor de α reduzido, visto que o erro de predição será menor à custa de maior tempo de convergência. Isto não é problemático visto que o sinal é mais fácil de seguir, ao passo que, para sinais com ruído e distorções, é preferível um valor de α elevado para conseguir um menor tempo de convergência para o sinal contaminado com variações rápidas, à custa de um maior erro de predição (Marei, El-Saadany et al. 2004).

Caso se pretenda efectuar a adaptação de α em tempo real a função de energia de Lyapunov E , eq. (3.41), pode ser usada (Dash, Panda et al. 1997), a qual deve ter $c_1 > 0$ para forçar a convergência e rejeitar ruído.

$$E[k] = e^2[k] + c_1 (\dot{e}[k])^2 \quad (3.41)$$

Esta equação é comum em sistemas de controlo para forçar a convergência de sistemas para o regime permanente, e depende a cada instante do erro e da derivada do erro devido a sinais sobrepostos ao sinal a ser estimado.

A variação da função de Lyapunov é calculada pela eq. (3.42), ao passo que o valor do parâmetro de aprendizagem, é seleccionado de acordo com a eq. (3.43), na qual $c_2 > 0$, devendo estar limitado entre 0.1 e 1.5 para resultados óptimos (Dash, Panda et al. 1997).

$$\Delta E[k] = E[k] - E[k-1] \quad (3.42)$$

$$\alpha[k] = \begin{cases} \alpha_0 + c_2 E[k] & \text{se } \Delta E[k] > 0 \\ \alpha_0 - c_2 E[k] & \text{se } \Delta E[k] < 0 \end{cases} \quad (3.43)$$

Neste tipo de redes os parâmetros de aprendizagem são adaptados com o objectivo de forçar o valor do erro entre a saída estimada e a saída real a cumprir uma condição estável estabelecida pela equação de erro, em vez de minimizar a função de erro. No presente caso o processo de aprendizagem será baseado numa função de Lyapunov.

3.1.5.1 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DO COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL COM ADALINE

À semelhança da estrutura EPLL, o ADALINE recebe um sinal monofásico e disponibiliza, a fase e a frequência da onda de entrada. Para além disso, e caso se deseje, poderá ser gerado o componente fundamental e processada e devolvida informação quanto à amplitude do componente fundamental ou da onda de entrada, e fase do componente fundamental. Efectuando o processamento do sinal de entrada de cada fase por uma estrutura ADALINE independente, e visto que a informação devolvida pelo ADALINE é semelhante à informação devolvida pela EPLL, os componentes simétricos instantâneos do sistema poderão ser também obtidos pelo mesmo método, eqs.(3.16), (3.17) e (3.18). Para aplicação do Bloco de Cálculo do Componente Simétrico Instantâneo de Sequência Positiva, Figura A- 4 do Anexo A, com vista à estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental é, no entanto, necessário dispôr dos componentes fundamentais extraídos com 90° de desfasamento, o que facilmente é conseguido somando 90° ao ângulo de fase do componente fundamental disponível e empregue na eq. (3.36).

$$S_{90}y[k] = X_a[k]\cos(\theta + 90^\circ) + X_b[k]\sin(\theta + 90^\circ) \quad (3.44)$$

Devido à operação independente⁴² sobre cada fase da estrutura ADALINE foi proposta uma estrutura, designada por *Multiple-Output* ADALINE, que actua sobre as três fases para proceder à extracção dos componentes simétricos instantâneos (Marei, El-Saadany et al. 2004).

Caso o objectivo da aplicação seja, como no caso presente, a extracção do componente simétrico de sequência positiva, a abordagem empregue e acima descrita é mais simples computacionalmente do que a

Multiple-Output ADALINE. Para além de não exigir o recurso a uma PLL para estimar o ângulo da onda de tensão, ou seja, o desempenho do método está, no caso do *Multiple-Output ADALINE*, dependente de um dispositivo de sincronização a montante para garantir o funcionamento em caso de desvio de frequência do valor nominal, o esforço computacional é menor. No trabalho referido não é analisada a estimação de frequência ou fase nos ADALINE de cada fase, também necessária para garantir o funcionamento em caso de desvios de frequência do valor nominal.

Tendo em conta que, como referido no Anexo A, um sistema pode ser caracterizado pela soma dos componentes simétricos de sequência positiva, negativa e nula, e que a sequência nula se calcula como referido na eq. (3.45), com as mesmas vantagens se poderá obter também o componente simétrico de sequência negativa a partir dos componentes simétricos de sequência positiva, nula e componentes fundamentais das fases da rede eléctrica.

$$v_s^0 = \frac{v_{sa}^f + v_{sb}^f + v_{sc}^f}{3} \quad (3.45)$$

A Figura 3-5 ilustra o sistema de extracção de sequência positiva baseado na rede neuronal ADALINE, similar ao baseado em EPLL. A rede neuronal ADALINE(4) poderá ser usada caso se pretenda obter uma estimativa da amplitude dos componentes simétricos de sequência positiva e respectivas fases, e poderá ter um vector de pesos de ordem reduzida ao componente fundamental, visto que os ADALINE (1) a (3) já eliminaram as perturbações.

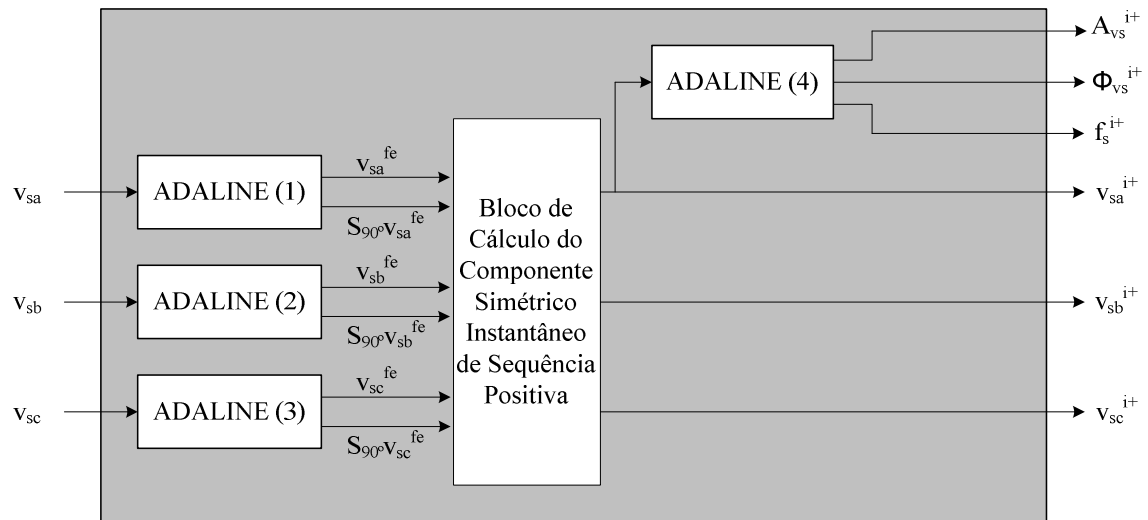


Figura 3-5 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado em ADALINE.

⁴² A estrutura ADALINE actua apenas sobre uma entrada (*Single Input*).

3.1.6 FILTRO PASSA-BANDO ADAPTATIVO COM ESTRUTURA MULTI-ETAPA (FPBAEM)

O filtro passa-banda adaptativo com estrutura multi-etapa (Vainio, Ovaska e Polla 2003) caracteriza-se por ser simples, eficiente, e flexível, sendo o resultado da evolução conseguida ao longo de diversas publicações anteriores dos autores Vainio e Ovaska. Permite atenuar harmónicos e cortes na onda da rede e, devido à sua natureza passa-banda, ruído de largo espectro, sem impor variações de fase na onda sinusoidal filtrada devido à adaptação robusta em redor da frequência nominal da onda de entrada.

Em (Vainio, Ovaska et al. 2003) é apresentada uma evolução do método de filtragem para detecção de zero proposto anteriormente pelos autores. Esta evolução permite ultrapassar as limitações de precisão de filtros fixos devido a variações da frequência nominal do sinal a filtrar; a adaptação parcial e descontinuidades resultantes do uso de tabelas adaptativas em função da variação de frequência; e a fraca capacidade de atenuação de frequências harmónicas com filtros totalmente adaptativos.

O método de adaptação do filtro FIR fixo de base usado é o Método dos Parâmetros Multiplicativos Gerais com dois parâmetros adaptativos, sendo assegurada a filtragem da onda de entrada com seguimento de fase mesmo perante variações de frequência.

O filtro digital passa-banda adaptativo multi-etapa implementado (Vainio, Ovaska et al. 2003), ilustrado na Figura 3-6 por um diagrama de blocos e respectivas relações temporais entre sinais, é composto por três blocos: por um filtro de média, que elimina perturbações impulsivas; um filtro passa-banda adaptativo, que efectua a compensação do atraso introduzido pelo filtro de média e pelo interpolador, e a adaptação robusta em redor da frequência nominal da onda de entrada; e um interpolador, para aumentar a resolução do sinal filtrado para o valor pretendido, 100 μ s, o qual pode ser dispensado se todo o algoritmo for dimensionado e executado a frequência superior.

A onda de tensão da rede eléctrica é desde logo normalizada, visto que variações de amplitude significativas dificultam a acção do filtro adaptativo (Valiviita e Ovaska 1998).

O objectivo do sistema é remover perturbações ao sinal sinusoidal de entrada, extraindo o respectivo componente fundamental, permitindo detectar a passagem por zero com um erro inferior a 100 μ s. Não obstante a precisão pretendida ser 100 μ s a frequência de amostragem é inferior a 10 kHz: 1) para conter o esforço computacional, não comprometendo o desempenho; 2) porque o pior caso de perturbação imposto por um conversor a tiristores, caso particular para o qual o método foi proposto, é de 600 μ s, sendo portanto a frequência de amostragem de 1,67 kHz ($1/600 \mu$ s) suficiente para garantir que, na pior das hipóteses, não haverá mais do que uma amostra afectada por cada perturbação. A resolução final de 100 μ s pretendida é obtida por interpolação, processada a 10 kHz, após a filtragem para eliminação de perturbações.

É usado um filtro FIR fixo preditivo do tipo passa-banda para reduzir a possibilidade de existência de tensão DC sobreposta à onda de tensão filtrada.

A eficiência computacional é uma consequência natural da sua estrutura simples, sendo viável a implementação em *hardware* de baixo custo como, por exemplo, microprocessadores de 8 e 16 *bit* para filtros de ordem reduzida (Vainio e Ovaska 1996).

Este método pode ser estendido (Valiiviita e Ovaska 1998) para sinais de frequência variável em intervalos e com taxas de variação superiores, respeitando as restrições de variações de fase entre o sinal de entrada e o sinal filtrado impostas, sendo aplicável à detecção de passagem por zero da corrente de fase de cicloconvertidores ou em accionamentos de frequência variável.

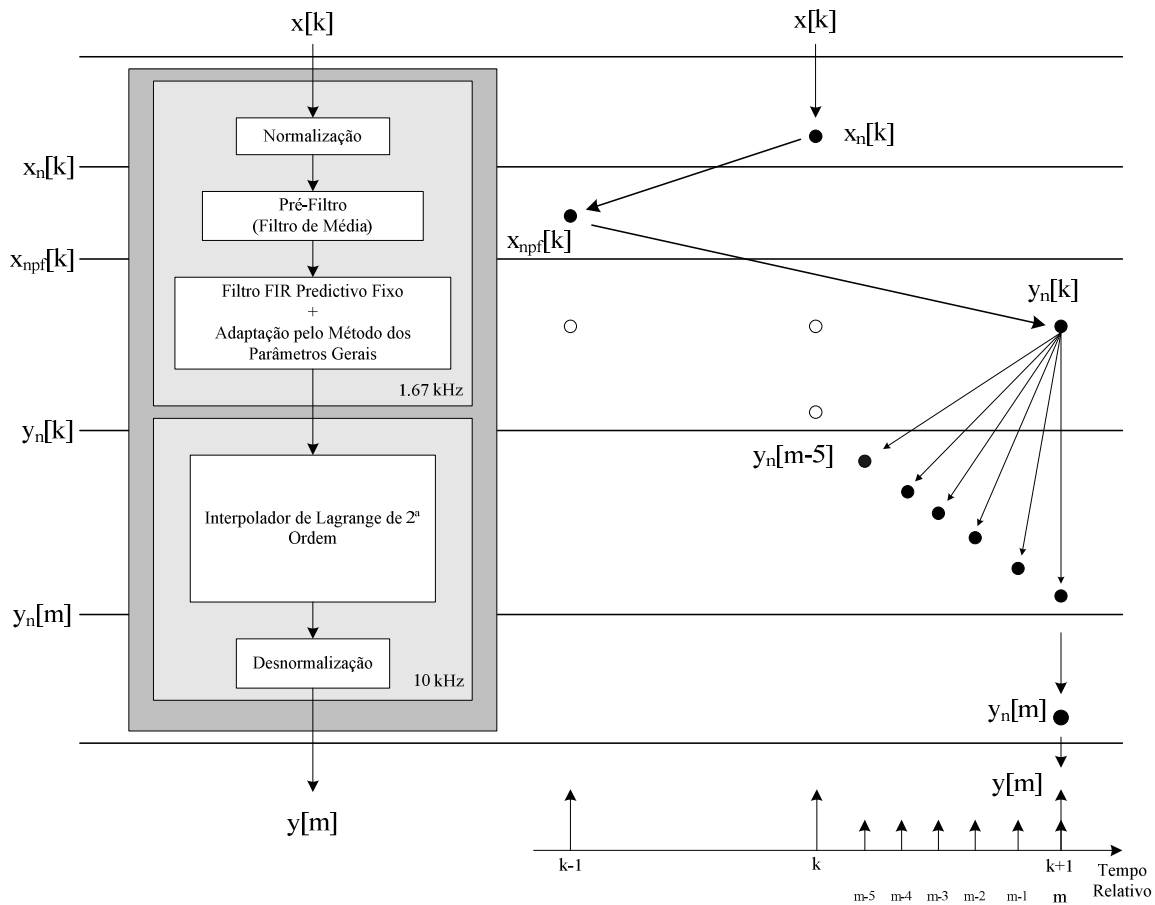


Figura 3-6 – Correspondência entre o diagrama de blocos do FPBAEM e as relações temporais entre os sinais do intervalo de amostragem k (Fonte: adaptado de (Vainio e Ovaska 1995)).

3.1.6.1 FILTRO DE MÉDIA

Os filtros de média são filtros não lineares e possuem a propriedade de remover ruído impulsional isolado independentemente da magnitude desse ruído. Devido à sua não linearidade a propriedade da sobreposição não é aplicável, pelo que não é possível obter analiticamente a respectiva resposta em frequência.

Um filtro de média actua ordenando um conjunto de amostras no interior da janela do filtro por ordem crescente de magnitude, e retornando à saída a amostra com magnitude intermédia.

Um filtro de média que actue sobre uma janela de $(2A+1)$ amostras retornará a $(A+1)$ -ésima maior amostra. No presente caso, o filtro de média actua sobre as 3 amostras mais recentes, ou seja $(A=1)$, pelo que a amostra retornada será aquela que tem magnitude intermédia, entre as três amostras mais recentes. Para uma janela de $(2A+1)$ amostras impõe-se um atraso de $(A=1)$ períodos de amostragem, e removem-se impulsos com duração até $(A=1)$ intervalos de amostragem (Vainio e Ovaska 1995).

Obviamente quanto maior for a janela do filtro de média maior será a exigência de recursos computacionais e o atraso introduzido.

Um filtro de média com três amostras é suficiente para remover completamente impulsos isolados, sendo necessário para a sua implementação apenas três comparações (Vainio e Ovaska 1997).

O filtro de média apresenta a desvantagem de introduzir um atraso com duração igual ao período de amostragem, para além de não retornar um sinal sinusoidal puro após remoção dos eventuais impulsos existentes no sinal de entrada.

3.1.6.2 FILTRO PASSA-BANDA PREDITIVO ADAPTATIVO

O filtro passa-banda preditivo tem como função extrair o componente fundamental, compensando as desvantagens já referidas do filtro de média, compensar os atrasos impostos pelo processamento global do sistema, os quais não são toleráveis para uma sincronização eficaz, e reduzir eventual conteúdo DC na onda filtrada. Para além do atraso de uma amostra introduzido pelo filtro de média, é necessário contemplar um atraso adicional de uma amostra para permitir interpolação, em vez de extrapolação, na etapa final (Vainio e Ovaska 1997), pelo que o passo de predição do filtro preditivo é de duas amostras, $p = 2$.

Em caso de invariabilidade da frequência da rede, o projecto de dimensionamento do filtro passa-banda seria simples. No entanto, em caso de desvio da frequência da rede do valor nominal, há um atraso variável associado incomportável (Vainio e Ovaska 1995).

Vainio e Ovaska propuseram diversas evoluções do Filtro Passa-Banda Preditivo Adaptativo no sentido de eliminar algumas das suas desvantagens iniciais, bem como torná-lo mais adequado a uma maior diversidade paramétrica do sinal de entrada. O método dos Parâmetros Multiplicativos Gerais (Vainio, Ovaska et al. 2003) é um método computacionalmente eficiente e capaz de lidar com frequência variável e contaminação harmónica.

3.1.6.2.1 - Dimensionamento do Filtro de Base

A saída do filtro é processada com recurso à eq. (3.46), na qual $g_1[k]$ e $g_2[k]$ são parâmetros adaptativos e Q é a ordem do filtro passa-banda de base.

$$y[k] = g_1[k] \sum_{n=0}^{Q/2-1} h[n]x[k-n] + g_2[k] \sum_{n=Q/2}^{Q-1} h[n]x[k-n] \quad (3.46)$$

A actualização destes parâmetros é feita de acordo com as equações (3.47) e (3.48), sendo $h[n]$ os coeficientes do filtro FIR fixo.

$$g_1[k+1] = g_1[k] + \gamma e[k] \sum_{n=0}^{Q/2-1} h[n]x[k-n] \quad (3.47)$$

$$g_2[k+1] = g_2[k] + \gamma e[k] \sum_{n=Q/2}^{Q-1} h[n]x[k-n] \quad (3.48)$$

Nas eqs. (3.47) e (3.48), γ é o factor de ganho de adaptação e $e[k]$ é o erro de predição entre o sinal de referência e a saída filtrada, eq. (4.2), calculado relativamente à amostra $k-p$ para garantir o passo de predição desejado como ilustrado na Figura 3-7.

$$e[k] = x[k] - y[k-2] \quad (3.49)$$

Os coeficientes do filtro composto são $\theta[n] = g_1[k]h[n]$ para $n = 0, 1, \dots, Q/2-1$, e $\theta[k] = g_2[n]h[k]$ para $n = Q/2, \dots, Q-1$.

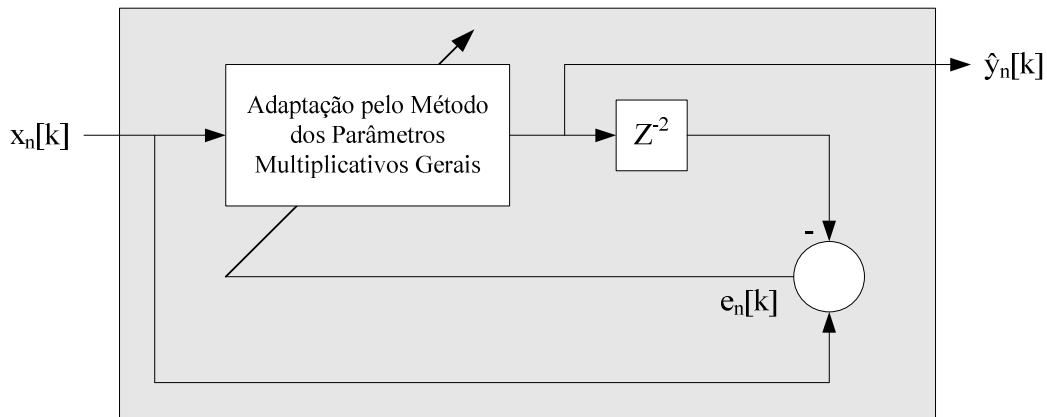


Figura 3-7 – Esquema do filtro passa-banda preditivo adaptativo (Fonte: (Vainio e Ovaska 2002)).

O dimensionamento do filtro FIR fixo de base (Vainio e Ovaska 1995; Vainio e Ovaska 1996) é efectuado considerando as características do sinal cuja componente fundamental se pretende extrair, ou seja a onda de tensão da rede eléctrica, devendo garantir ganho unitário à frequência nominal (50 Hz) e um desfasamento positivo em função da propriedade de predição que se pretende garantir. O filtro de base é um predictor à frequência nominal com passo de predição de p amostras.

Quando sucede um desvio da frequência nominal, os parâmetros multiplicativos adaptam-se para corrigir a predição para o valor instantâneo da frequência da rede.

O dimensionamento do filtro FIR fixo preditivo de base deve assegurar um passo de predição de duas amostras. Os coeficientes do filtro fixo afectam não só a saída do filtro mas também o tempo de convergência do sistema adaptativo, tendo uma contribuição determinante para a complexidade computacional do sistema.

Vainio e Ovaska propuseram diferentes metodologias de dimensionamento do filtro FIR passa-banda de base atendendo: 1) à existência (Vainio e Ovaska 1996) ou não (Vainio e Ovaska 1995) de adaptação do filtro, o que influi na selectividade a garantir, e logo no número de coeficientes; 2) eficácia da eliminação das perturbações da onda da rede pelo processo de filtragem, condicionando o ganho do filtro a frequências múltiplas da onda da rede; e, 3) minimização do esforço computacional para implementação em tempo real (Ovaska e Vainio 2004), condicionando os coeficientes do filtro fixo de base para que apenas assumam os valores $\{-1, 0, 1\}$ simplificando o processo de cálculo.

Uma das metodologias (Vainio e Ovaska 1995) para dimensionamento do filtro FIR fixo de base, que consiste no cálculo mediante as equações (3.50) e (3.51) das incógnitas λ_0 e λ_1 , as quais são função do passo de predição, da frequência angular da rede e do número de coeficientes do filtro, Q , foi implementada com uma rotina em *Matlab*.

$$\lambda_0 = \frac{\frac{1}{2} \sin[\omega_s(1-p)] \sum_{k=1}^Q [\cos[(1-k)\omega_s] \sin[(1-k)\omega_s]] - \frac{1}{2} \cos[\omega_s(1-p)] \sum_{k=1}^Q [\sin[(1-k)\omega_s]]^2}{-\frac{1}{4} \left[\sum_{k=1}^N [\cos[(1-k)\omega_s] \sin[(1-k)\omega_s]] \right]^2 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^Q [\cos[(1-k)\omega_s]]^2 \sum_{k=1}^Q [\sin[(1-k)\omega_s]]^2} \quad (3.50)$$

$$\lambda_1 = \frac{\frac{1}{2} \sin[\omega_s(1-p)] \sum_{k=1}^Q [\cos[(1-k)\omega_s]]^2 + \frac{1}{2} \cos[\omega_s(1-p)] \sum_{k=1}^Q [\cos[(1-k)\omega_s] \sin[(1-k)\omega_s]]}{-\frac{1}{4} \left[\sum_{k=1}^N [\cos[(1-k)\omega_s] \sin[(1-k)\omega_s]] \right]^2 + \frac{1}{4} \sum_{k=1}^Q [\cos[(1-k)\omega_s]]^2 \sum_{k=1}^Q [\sin[(1-k)\omega_s]]^2} \quad (3.51)$$

Os N coeficientes do filtro FIR fixo de base são obtidos com recurso à equação (3.52), substituindo λ_0 e λ_1 pelos valores obtidos nas equações anteriores e k pelos valores entre 1 e Q .

$$h[k] = -\frac{1}{2} \lambda_0 [\cos(\omega_s) \cos(k\omega_s) + \sin(\omega_s) \sin(k\omega_s)] - \frac{1}{2} \lambda_1 [\sin(\omega_s) \cos(k\omega_s) - \cos(\omega_s) \sin(k\omega_s)] \quad (3.52)$$

3.1.6.3 INTERPOLADOR

O filtro interpolador implementado (Vainio e Ovaska 1997), denominado interpolador de Lagrange de segunda ordem, suporta sinais com forma de curva, o que resulta na introdução de distorção mínima na onda sinusoidal filtrada. Pode ser implementado com recurso à estrutura polifásica, estando ilustrado na Figura 3-8 para o presente caso, no qual se efectua uma interpolação de 1 para 6 ($6 = 10 \text{ kHz} / 1,67 \text{ kHz}$), a necessária para garantir a resolução pretendida para o sinal filtrado. Este tipo de interpolador reduz a introdução de distorção dos interpoladores do tipo linear, nos quais se efectua uma aproximação considerando que a onda sinusoidal é aproximadamente linear nas passagens por zero, e permite operação a frequência variável, o que é uma vantagem face ao interpolador implementado em (Vainio e Ovaska 1996), o qual era especificamente talhado para uma onda sinusoidal, mas com frequência nominal.

O filtro polifásico de índice 6 ilustrado na Figura 3-8 roda a uma frequência de 10 kHz, pelo que o índice temporal m incrementa seis vezes mais depressa do que o índice temporal k , estando o índice também indexado pelo *software* e recursos de *hardware* disponíveis.

O interpolador recebe na entrada $y[k]$ o sinal filtrado pelo filtro preditivo com uma frequência de 1,67 kHz e recolhe, funcionando a uma frequência seis vezes superior, uma amostra de cada um dos seis filtros polifásicos, cujos coeficientes estão definidos na eq. (3.53), os quais operam sobre as amostras do sinal filtrado, $y[k]$, $y[k-1]$, $y[k-2]$. A frequência de amostragem do sinal de saída resulta, então, em 10 kHz.

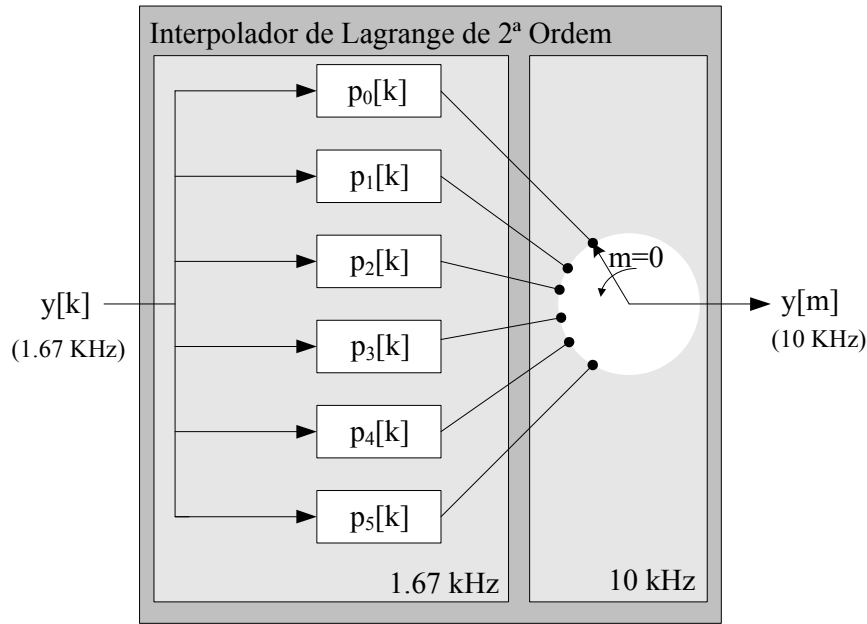


Figura 3-8 – Modelo de um comutador em sentido anti-horário para um interpolador 1 para 6 (Fonte: (Vainio e Ovaska 1997)).

$$\begin{aligned}
 p_0[k] &= y[k-1] \\
 p_1[k] &= \frac{7}{72} y[k] + \frac{35}{36} y[k-1] - \frac{5}{72} y[k-2] \\
 p_2[k] &= \frac{2}{9} y[k] + \frac{8}{9} y[k-1] - \frac{1}{9} y[k-2] \\
 p_3[k] &= \frac{3}{8} y[k] + \frac{3}{4} y[k-1] - \frac{1}{8} y[k-2] \\
 p_4[k] &= \frac{5}{9} y[k] + \frac{5}{9} y[k-1] - \frac{1}{9} y[k-2] \\
 p_5[k] &= \frac{55}{72} y[k] + \frac{11}{36} y[k-1] - \frac{5}{72} y[k-2]
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

O interpolador de 2ª ordem implementado permite uma banda de passagem mais alargada e uma melhor supressão de réplicas do que o interpolador linear, o que também justifica o esforço computacional adicional necessário para processar 16 coeficientes, em vez de apenas 11.

3.1.6.4 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DO COMPONENTE SIMÉTRICO INSTANTÂNEO DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAL COM FPBAEM

Como o FPBAEM devolve apenas o componente fundamental da onda de entrada, e não a amplitude e

ângulo de fase do respectivo componente fundamental, como sucede no caso do EPLL e ADALINE, não é possível gerar os componentes fundamentais extraídos de cada fase com 90° de defasamento, e como tal os componentes simétricos instantâneos do sistema não poderão ser obtidos pelo mesmo método, eqs. (3.16), (3.17) e (3.18).

Para conseguir desfasar 90° o componente fundamental extraído pelo FPBAEM, e aplicar o Bloco de Cálculo do Componente Simétrico Instantâneo de Sequência Positiva proposto no Anexo A, e já usado no caso da EPLL e no ADALINE, adaptou-se o desfasador de quadratura proposto em (Losic 2003) como ilustrado na Figura 3-9.

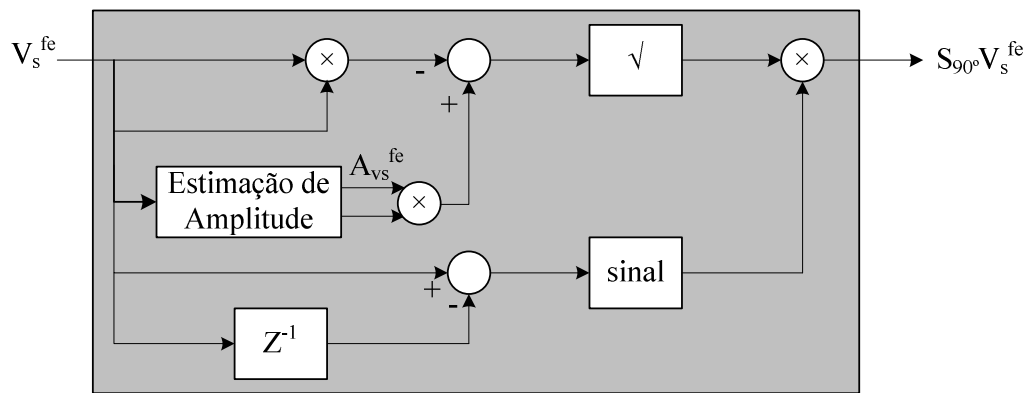


Figura 3-9 – Desfasador de quadratura, com normalização da entrada.

A eq. (3.54) traduz o processamento subjacente na Figura 3-9.

$$S_{90} V_s^{fe} [k] = \pm \sqrt{(A_{vs}^{fe} [k])^2 - (V_s^{fe} [k])^2} \quad (3.54)$$

O desfasador de quadratura proposto por Losic baseia-se na identidade $\sin \alpha = \pm [1 - \cos^2 \alpha]^{1/2}$, sendo a implementação da raiz quadrada efectuada implicitamente para evitar perder o sinal e obter à saída uma onda desfasada 90° mas rectificadada. Dada a disponibilidade a baixo custo de *hardware* de elevada performance para processamento numérico, no desfasador implementado o cálculo da raiz quadrada é efectuado explicitamente, obtendo-se o sinal da saída a partir da derivada da onda de entrada.

Para garantir o funcionamento com sinais com amplitude não unitária, Losic efectua a normalização, desfasamento e desnormalização da onda de entrada com recurso a um detector de pico da onda de entrada. No detector implementado a normalização e desnormalização são evitadas por subtracção directa do quadrado da onda de entrada ao quadrado da amplitude da onda de entrada.

A amplitude da onda de entrada é obtida não com recurso a um detector de pico mas sim com o método de estimação digital de amplitude de sinais sinusoidais puros da eq. (3.55), o qual apenas necessita de 2 amostras para garantir a estimação precisa, prolongando-se o transitório durante apenas 1 período de amostragem (Jou, Chu, Huang e Chen 1990). Outros métodos de estimação de amplitude como o Prodar e o Mann-Morrison foram testados, revelando precisão inferior na estimação de amplitude (Wang 1999).

$$A_{vs}^{fe}[k] = \sqrt{v_s^{fe}[k] + \left(\frac{v_s^{fe}[k-1] - v_s^{fe}[k] \cos(\omega_s \Delta t)}{\sin(\omega_s \Delta t)} \right)^2} \quad (3.55)$$

A precisão da estimação de amplitude é importante para que não surja uma descontinuidade no sinal desfasado gerado proporcional à variação de amplitude do sinal de entrada, o que sucede no caso de detecção de pico baseada em janela temporal.

O processamento da eq. (3.55) implica o conhecimento da frequência da onda da rede. De entre os diversos algoritmos de estimação do componente fundamental e do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental testados, apenas o filtro passa-banda adaptativo com estrutura multi-etapa não estima intrinsecamente a frequência da onda da rede eléctrica. No entanto, dada a disponibilidade do componente fundamental da onda da rede eléctrica, livre de perturbações, como harmónicos e ruído, a aplicabilidade de alguns dos métodos de estimação de frequência descritos na secção 3.1.3 é melhorada, sendo de realçar a detecção de passagem por zero.

A contagem do tempo que decorre entre as duas passagens por zero do componente fundamental estimado mais recentes, Δt_{pzc} , permite pré-estimar a frequência da onda da rede mediante a eq. (3.56).

$$f_{vs}^{pfe} = \frac{1}{\Delta t_{pzc}} \quad (3.56)$$

A anterior pré-estimativa de frequência está afectada de erro inversamente proporcional à frequência de execução do algoritmo, a qual determina a precisão de estimação dos tempos entre as duas passagens por zero mais recentes. Com uma frequência de amostragem de 10 kHz, o erro na etapa de pré-estimação varia entre 0,1 e 0,15 Hz, para uma frequência de entrada com uma variação de 45 a 55 Hz, respectivamente. O erro não porém relevante na precisão da estimação de amplitude da eq. (3.55).

Posteriormente, a disponibilidade do componente fundamental estimado da onda de entrada, bem como da sua réplica instantaneamente desfasada 90° permite a aplicação da eq. (3.57), equivalente à eq. (3.38), na estimação da fase do componente fundamental, ficando viabilizada com recurso a este sistema a estimação

das grandezas fasoriais como ilustrado na Figura 3-10. Na figura o bloco BECFQFCF corresponde ao bloco de estimação do componente fundamental em quadratura e fase do componente fundamental.

$$\phi_{vs}^{fe} = \tan^{-1} \left(\frac{V_s^{fe}}{S_{90} V_s^{fe}} \right) \quad (3.57)$$

A precisão da estimação da estimação de frequência pode ser melhorada na etapa final, a partir da variação do ângulo de fase entre o fasor actual, k , e o fasor de uma janela de dados, atrasada $k - N$, calculada com (9), sendo f_s , a frequência de amostragem.

$$f_{vs}^{fe}[k] = \frac{\phi[k] - \phi[k - N]}{2\pi} \cdot \frac{f_s}{N} \quad (3.58)$$

O uso de uma janela de dados com um atraso de N intervalos de amostragem permite aumentar a precisão à custa de uma pior dinâmica. Para decrescer a susceptibilidade a perturbações da rede do método na estimação de frequência, pode ser usado um filtro de média com uma janela de dados com comprimento NF .

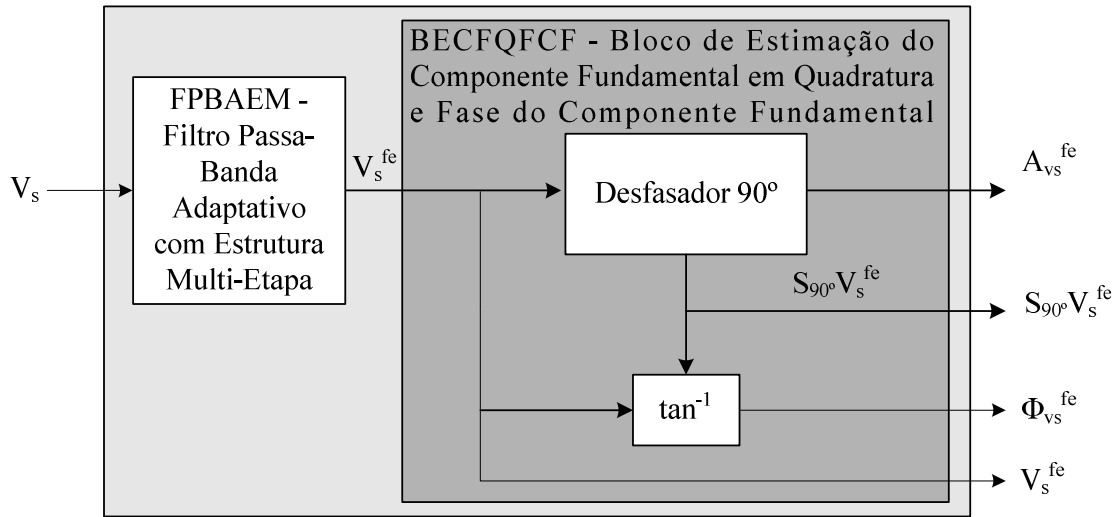


Figura 3-10 – Estimação do componente fundamental e respectivo fasor com FPBAEM e BECFQFCF.

A Figura 3-11 ilustra o sistema de extracção de sequência positiva baseado no filtro passa-banda adaptativo com estrutura multi-etapa (FPBAEM) e no bloco de estimação do componente fundamental em quadratura e

fase do componente fundamental (FPBAEM+BECFQFCF), semelhante ao baseado em EPLL e ADALINE. O FPBAEM+BECFQFCF(4) poderá ser usado caso se pretenda obter uma estimativa da amplitude dos componentes simétricos de sequência positiva e respectivas fases, e poderá ser um filtro de ordem reduzida, visto que os FPBAEM (1) a (3) já eliminaram as perturbações, à semelhança do ADALINE.

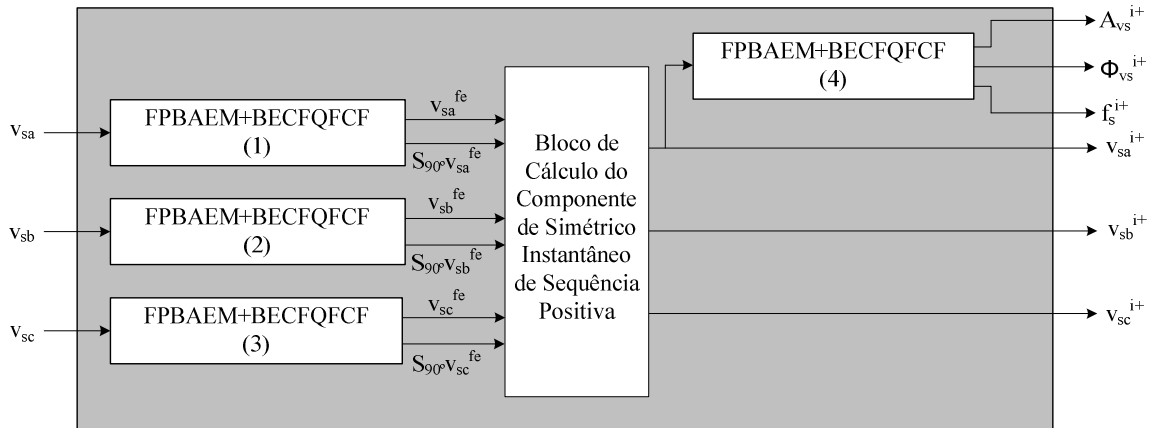


Figura 3-11 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado no bloco da Figura 3-10.

À semelhança do referido no método ADALINE a sequência nula e a sequência negativa também podem ser obtidas com recurso a esta estrutura.

3.1.7 TRANSFORMADA DE FOURIER DISCRETA (DFT)

Como já referido na secção 3.1.2.1.4, em caso de variações de frequência da onda da rede eléctrica, surge um desfasamento entre a onda da rede eléctrica à entrada e o componente fundamental estimado retornado pela DFT. Nestas condições, em que a amostragem é assíncrona com o período da onda da rede, o componente fundamental estimado pela DFT está afectado de erro de amplitude e fase. Diversos métodos têm sido propostos para compensar este erro, sendo de realçar a formulação de expressões que permitem calcular o ângulo de fase e de amplitude propostas por Wang (Wang e Sun 2004). Este método recursivo inclui um método adaptativo para suprimir o efeito de harmónicos e permite efectuar a estimação do componente fundamental e o seguimento de variações de frequência com elevada precisão, simplicidade e robustez, sem considerável acréscimo computacional face à DFT convencional.

Caso se pretenda garantir o seguimento em condições de variação ampla de frequência (superior a ± 5 Hz) e com precisão ainda superior, o método pode ser alterado, à custa de maior esforço computacional, para que a DFT seja recalculada com janela variável a cada ciclo, corrigindo com superior precisão os erros de

amplitude e fase resultantes da amostragem assíncrona.

Se o teorema da amostragem, traduzido pela condição da eq. (3.59), na qual h é a ordem do harmónico mais elevado, for satisfeito, e não existirem no sinal de entrada frequências superiores a $h.f_s$ (caso contrário seria necessário efectuar uma pré-filtragem), e se se verificar amostragem síncrona, eq. (3.60), então a DFT pode ser calculada com recurso à eq. (3.61).

$$\frac{T}{T_a} \geq 2h \quad (3.59)$$

$$\frac{T}{T_a} = N \quad (3.60)$$

$$X(h) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} x[k] e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)kh} \quad (3.61)$$

Na eq. (3.61) o factor multiplicativo $2/N$ apenas escala a amplitude do resultado, e não altera a natureza da DFT. Caso não se verifique amostragem síncrona surge um erro de amplitude e fase, o qual é função do ângulo de fase real ϕ_s , do número de amostras N ao longo de um período, e do desvio de frequência $\Delta\lambda_s$ traduzido pela eq. (3.62).

$$\lambda_s = \frac{f_s}{\frac{f_a}{N}} = 1 + \frac{f_s - \frac{f_a}{N}}{\frac{f_a}{N}} = 1 + \Delta\lambda_s \quad (3.62)$$

O princípio do método implementado consiste em amostrar, com uma janela rectangular definida pela eq. (3.63), o sinal discretizado da rede, obtendo-se os sinais discretos das eqs. (3.64) e (3.65)

$$d[k] = \begin{cases} 1, & 0 \leq k \leq N-1 \\ 0, & k < 0, k \geq N \end{cases} \quad (3.63)$$

$$x_d[k] = x[k]d[k] \quad (3.64)$$

$$x_d^M[k] = x[k]d[k-M] \quad (3.65)$$

As equações (3.66) traduzem os fasores dos sinais das eqs. (3.64) e (3.65), correspondendo ϕ_2 ao ângulo do fasor resultante da janela mais actual, eq. (3.65).

$$\vec{x}_1 = NFe^{j\phi_1}, \vec{x}_2 = NFe^{j\phi_2} \quad (3.66)$$

O algoritmo proposto por Wang consiste em cinco etapas, sendo a primeira a inicialização, na qual são inicializados os valores de M , K , K_3 e K_4 , após definição do valor de N , de acordo com as eqs. (3.67) a (3.70).

$$M = N \quad (3.67)$$

$$K = \frac{\pi}{N \sin\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad (3.68)$$

$$K_3 = \frac{2\pi M}{N} \quad (3.69)$$

$$K_4 = \frac{\pi(N-1)}{N} \quad (3.70)$$

A etapa 2 consiste no cálculo recursivo da DFT de acordo com a eq. (3.71), a qual é decomposta nas eqs. (3.72) e (3.73), nas quais $x[N]$ corresponde à mais recente amostra da onda da rede e $x[0]$ à amostra obtida há N períodos de amostragem.

$$X^{(r+1)} = (X^{(r)} - x[0] + x[N])e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)} \quad (3.71)$$

$$X_{\text{Re}}^{(r+1)} = (X_{\text{Re}}^{(r)} - x[0] + x[N]).\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) - X_{\text{Im}}^{(r)}.\sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (3.72)$$

$$X_{\text{Im}}^{(r+1)} = (X_{\text{Re}}^{(r)} - x[0] + x[N]).\sin\left(\frac{2\pi}{N}\right) + X_{\text{Im}}^{(r)}.\cos\left(\frac{2\pi}{N}\right) \quad (3.73)$$

A etapa 3 consiste na estimação do desvio de frequência, traduzido por $\Delta\lambda$, e da frequência da onda da rede, de acordo com a formulação das equações (3.74) a (3.79). Os ângulos ϕ_{1m} e ϕ_{2m} correspondem respectivamente aos fasores medidos dos sinais das eqs (3.64) e (3.65), sendo obtidos a partir das eqs. (3.74) e (3.75). Ambos os ângulos se obtêm a partir da definição de DFT da eq. (3.71), sendo ϕ_{1m} o valor obtido há M amostras atrás, e recuperado de um registo no qual se armazenam os valores passados de ϕ_{2m} .

$$\phi_{2m} = \tan^{-1} \left(\frac{X_{\text{Im}}^{(r+1)}}{X_{\text{Re}}^{(r+1)}} \right) \quad (3.74)$$

$$\phi_{1m} = \tan^{-1} \left(\frac{X_{\text{Im}}^{(r+1-M)}}{X_{\text{Re}}^{(r+1-M)}} \right) \quad (3.75)$$

$$K_1 = \sin \left(\frac{2\pi}{N} - 2\phi_{1m} \right) \quad (3.76)$$

$$K_2 = \sin \left(\frac{2\pi}{N} - 2\phi_{2m} \right) \quad (3.77)$$

O valor do desvio de frequência, $\Delta\lambda_s$, é, então, calculado a partir de:

$$\Delta\lambda_s = \frac{\Delta\phi - K_3}{K_3 + K(K_2 - K_1)} \quad (3.78)$$

A estimação da frequência da rede obtém-se, agora, por:

$$f_s^e = f_a \frac{(1 + \Delta\lambda)}{N} \quad (3.79)$$

A etapa 4 do algoritmo consiste em actualizar o valor de M e de K_3 de acordo com as fórmulas das eqs. (3.80) e (3.81). A função *round* efectua o arredondamento para o número inteiro mais próximo, e o efeito adaptativo daí resultante suprime o efeito dos harmónicos sem acréscimo de carga computacional relevante.

O valor de M é igual a N em condições de amostragem síncrona, e tenderá a subir ou descer caso a frequência da rede, diminua ou aumente, em relação ao valor nominal.

$$M = \text{round}\left(\frac{N}{1 + \Delta\lambda_s}\right) \quad (3.80)$$

$$K_3 = \frac{2\pi M}{N} \quad (3.81)$$

Sempre que M resulte de um arredondamento estará a ser cometido um erro. No entanto quanto maior for a frequência de amostragem, e logo N , menos significativo será.

O cálculo da amplitude e fase do componente fundamental é efectuado na etapa 5, mediante duas abordagens possíveis.

Uma abordagem é o recálculo da DFT com base na eq. (3.61), considerando a adaptação da janela efectuada a cada amostra, ou seja o valor de M , na eq. (3.82), na qual $h = 1$. Com a DFT obtida resta calcular os valores estimados da amplitude e fase do componente fundamental estimado e gerar o componente fundamental, respectivamente mediante as eqs. (3.83) a (3.85). Doravante este método será denominado DFTS, sendo a letra S uma mnemónica baseada na janela de dados usada para processamento, a qual é síncrona.

$$X(h) = \frac{2}{M} \sum_{k=0}^{M-1} x[k] e^{-j\left(\frac{2\pi}{M}\right)kh} \quad (3.82)$$

$$A_{vs}^{fe} = \frac{2}{M} \sqrt{X_{\text{Re}}(1) \cdot X_{\text{Re}}(1) + X_{\text{Im}}(1) \cdot X_{\text{Im}}(1)} \quad (3.83)$$

$$\phi_{vs}^{fe} = \tan^{-1} \left(\frac{X_{\text{Im}}(1)}{X_{\text{Re}}(1)} \right) \quad (3.84)$$

$$v_s^{fe}[k] = A_s^{fe} \cos(\phi_s^{fe}) \quad (3.85)$$

Outra abordagem, menos exigente computacionalmente mas com precisão semelhante, consiste em efectuar a correcção de amplitude e fase mediante a formulação das equações (3.86) a (3.88) (Wang e Sun 2004). O componente fundamental é obtido à semelhança da abordagem anterior pela equação (3.85). Doravante este método será denominado DFTC, sendo a letra C uma mnemónica baseada na correcção dos valores do ângulo de fase e de amplitude efectuada por formulação.

$$\phi_2 \approx \phi_{2m} + \Delta\lambda_s \left(K_4 + \frac{2\pi}{N}\right) - \Delta\lambda_s K.K_2 \quad (3.86)$$

$$\Delta A_{vs}^{fe} = \frac{1}{N} \left(\frac{\sin(\Delta\lambda_s \pi)}{\sin(\Delta\lambda_s)} \frac{\pi}{N} - N + \frac{\sin(\Delta\lambda_s \pi)}{\sin(\frac{2\pi}{N})} \cos\left(\frac{2\pi}{N} - 2\phi_{2m}\right) \right) \quad (3.87)$$

$$A_{vs}^{fe} \approx \frac{2}{N} \sqrt{X_{Re}(1).X_{Re}(1) + X_{Im}(1).X_{Im}(1)} - \Delta A_{vs}^{fe} \quad (3.88)$$

O algoritmo é executado ciclicamente a cada amostragem a partir do passo 2 para ambas as abordagens. Este método permite obter estimativas do fasor e da frequência, bem como do componente fundamental da onda da rede eléctrica, apresentando insensibilidade a harmónicos, ruído e variações abruptas de frequência. As estimativas de frequência não estão limitadas a intervalos discretos dependentes do número de amostras por período da onda fundamental da rede, sendo também possível, no recálculo da janela síncrona na etapa 5, usar apenas as amostras necessárias ao cumprimento do critério de Nyquist no processamento da eq. (3.82) com perda de precisão.

3.1.7.1 ESTRUTURA DE ESTIMAÇÃO DOS COMPONENTES SIMÉTRICOS INSTANTÂNEOS DE SEQUÊNCIA POSITIVA FUNDAMENTAIS COM DFT

A obtenção do CSISPF é efectuada, tal como para os métodos EPLL, ADALINE e FPBAEM, com recurso à estrutura de cálculo do Anexo A. Estando disponível a amplitude e fase do componente fundamental estimado, facilmente se obtém a necessária réplica com 90° de defasamento.

3.2 TESTES E COMPARAÇÃO

Para comparar o desempenho dos três algoritmos de estimação do componente fundamental e de detecção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental implementados, é necessário testá-los sob diversas condições de funcionamento, comparando as respectivas respostas segundo critérios quantitativos, devendo as condições de realização dos testes ser equivalentes.

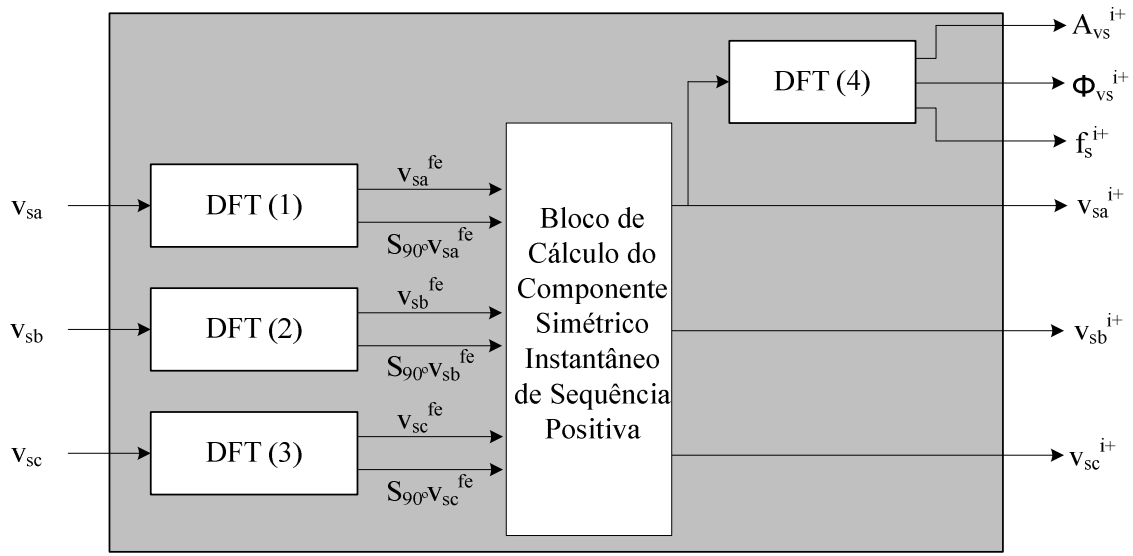


Figura 3-12 – Sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e respectiva amplitude, fase e frequência, baseado em DFT

3.2.1 CONDIÇÕES DE TESTE GERAIS

Um dos factores a considerar na comparação é a frequência de execução dos algoritmos, a qual está proporcionalmente indexada ao desempenho que permitirão alcançar na extracção de componentes fundamentais e componentes simétricos instantâneos.

Quanto maior for a frequência de execução dos algoritmos, e logo menor o período de amostragem, mais precisas serão as estimativas conseguidas, visto que o erro entre amostras será menor. Por outro lado quanto mais esforço computacional exigir o algoritmo, menor será a frequência de execução suportada para uma mesma plataforma de *hardware*.

Este compromisso desempenho versus esforço computacional deve ser considerado na aplicação prática dos algoritmos, devendo a frequência de execução de cada algoritmo estar em consonância com o esforço computacional que exige e com a plataforma de *hardware* disponível.

Para considerar o compromisso frequência de execução versus esforço computacional alguns autores (Song e Nam 2000) seguiram um critério que consistiu na quantificação do número de instruções necessárias para a execução do algoritmo proposto para cálculo do tempo de execução total, a partir do conhecimento do tempo de execução de instrução para a plataforma de hardware disponível. Com base no tempo de execução total do algoritmo definiu-se a frequência de execução do algoritmo suportável pela plataforma em questão.

No entanto, o tempo de execução de instrução está condicionado por questões subjacentes à implementação,

como o instante da ocorrência de interrupções, o sucesso no uso de instruções em *pipeline*, e optimizações diversas do código, pelo que este processo não é equitativo.

A comparação entre o esforço computacional poderia ser efectuada recorrendo a *software* para cálculo do tempo de processamento dos algoritmos ou mediante comparação da implementação numa mesma plataforma de *hardware*. Como os detalhes da implementação em tempo-real estão para além do âmbito desta dissertação, e a disponibilidade de recursos computacionais é crescente, tornando o esforço computacional exigido cada vez menos relevante devido à evolução dos sistemas baseados em microprocessadores, todos os testes serão executados à mesma frequência de execução: 10 kHz.

3.2.1.1 CONDIÇÕES DO ALGORITMO EPLL

Como referido na secção 3.1.4.1, para uma sinusóide de entrada com 1 p.u. e frequência 50 Hz, para $K = K_p = 200$, sucede convergência após dois ou três ciclos (Karimi-Ghartemani e Iravani 2004b), sendo $K_i = 10000$ para que a relação K_p / K_i seja próxima de um período do sinal de entrada, como recomendado. Para o caso particular em que a frequência de amostragem é 10 kHz são obtidos, mediante as equações (3.13) a (3.15), os seguintes valores para os parâmetros da EPLL: $\mu_1 = 0,02$, $\mu_2 = 1,0$ e $\mu_3 = 0,02$.

3.2.1.2 CONDIÇÕES DO ALGORITMO ADALINE

O desempenho do algoritmo ADALINE é influenciado por diversos parâmetros: número de ordem dos harmónicos considerados no vector de pesos; valor do factor de redução α ; algoritmo de adaptação do vector de pesos; regra de adaptação do factor de redução, caso exista; equação de adaptação e respectivos parâmetros; processo de estimação de frequência e respectiva parametrização, no caso, valor do parâmetro factor de redução α_ω do algoritmo de estimação de frequência.

Como já referido na secção 3.1.5, o número de harmónicos considerados no vector de pesos permite alterar o número de graus de liberdade do sistema e consequentemente o desempenho em regime transitório e permanente. Na Figura 3-13, o conjunto superior de sinais é obtido com um vector de pesos que considera, para além do componente de tensão DC de decaimento, os harmónicos de ordem 2 a 17, ao passo que o inferior apenas considera os harmónicos de ordem 2 e 3, resultando em erro maior entre o componente fundamental estimado e o real no segundo caso.

Os resultados obtidos de agora em diante resultam da utilização do vector de pesos mais extenso.

O valor do factor de redução α deve estar compreendido entre 0,1 e 2 para que haja convergência do erro

para um valor estável, e é limitado entre 0,1 e 1,5 no processo de adaptação para resultados óptimos, sendo o valor de inicialização $\alpha_0 = 0,2$ (Dash, Panda et al. 1997).

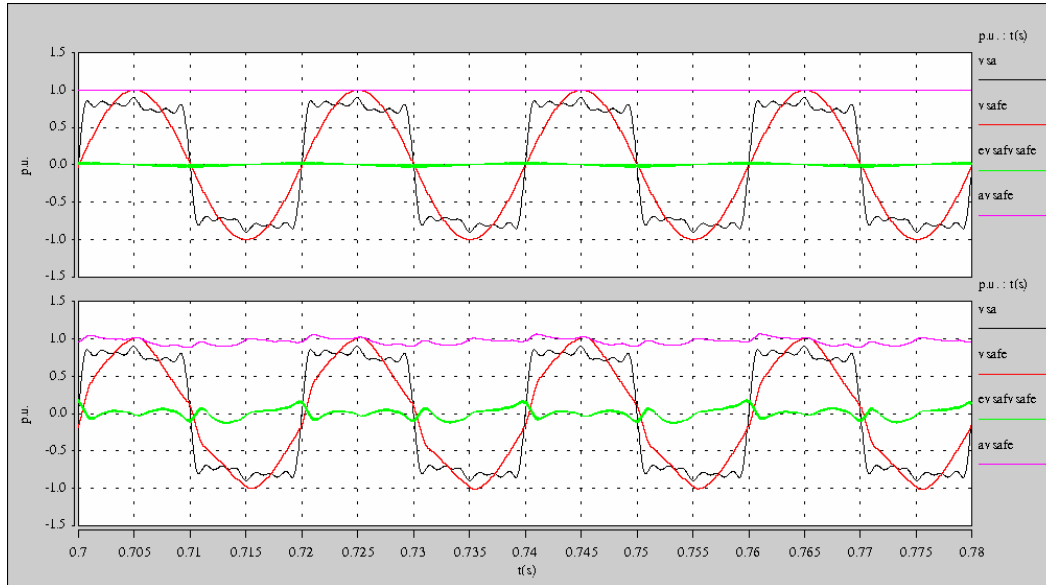


Figura 3-13 – Comparação do desempenho do método ADALINE com vectores de peso com diferente número de harmónicos no seguimento de um sinal com conteúdo harmónico diverso.

Confirmou-se que o algoritmo de adaptação de pesos da eq. (3.30), introduzindo uma não-linearidade no processo de aprendizagem: 1) é mais imune a conteúdo harmónico de ordem par, mesmo quando nos sinais de correlação não há harmónicos pares; 2) é mais imune a ruído; e, 3) possui superior velocidade de convergência. O desempenho da implementação com a função *sgn* e *tanh* é semelhante, pelo que a função *tanh*, mais complexa sob o ponto de vista computacional, foi preterida.

Para selecção dos parâmetros da regra de adaptação do factor de redução da eq. (3.41), foram efectuados testes sucessivos, primeiro por variação do valor c_1 com $c_2 = 0$, o que permitiu verificar que o valor preferencial para c_1 estaria compreendido entre 0,05 e 0,005, e posteriormente de c_2 com c_1 fixado em 0,005. A variação destes parâmetros é mais relevante na estimação de frequência, a qual por sua vez contribui para o desempenho global do algoritmo. Os valores que permitem o melhor compromisso entre regime transitório e regime permanente são $c_1 = 0,005$ e $c_2 = 0,0001$.

Foi estabelecido um compromisso entre o desempenho da estimação de frequência e o desempenho sob condições de variação de amplitude, em particular sobretensões, com a definição de $\mu_2 = 0,2$ na eq. (3.9), o que permite garantir o seguimento de variações de frequência num intervalo de ± 2 Hz em redor do valor nominal sem deteriorar demasiado a resposta a variações de amplitude.

3.2.1.3 CONDIÇÕES DO ALGORITMO FPBAEM

No algoritmo FPBAEM o filtro de média e o filtro adaptativo passa-banda são executados à frequência de 1,67 kHz, sincronizados com o algoritmo de estimação de amplitude, frequência e fase, ao passo que o interpolador e a estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental são executados a 10 kHz, pelo que o filtro FIR passa-banda de base deve ser dimensionado para uma frequência de amostragem de 1,67 kHz. Para evitar a introdução de erros nas estimativas de amplitude, frequência e fase pelo interpolador, as amostras de entrada nestes algoritmos são as saídas directas do filtro passa-banda adaptativo, servindo o interpolador apenas para obter o componente fundamental estimado a 10 kHz.

Os autores Vainio e Ovaska propõem filtros com número de coeficientes variável ($N=12, 22$ e 40), estando a escolha limitada pela disponibilidade de recursos computacionais e selectividade pretendida, a qual é inversamente proporcional à ordem do filtro, ao contrário da atenuação de ruído. A Figura 3-14 e a Figura 3-15 ilustram as respostas em amplitude e fase e para os filtros $Q=12$ e $Q=22$, sendo listados na Tabela 3-1 os respectivos coeficientes. É visível a superior atenuação do componente DC e do 3º harmónico no filtro de ordem 22. No presente caso, optou-se por este último, pelo que $Q=22$, sendo o factor de ganho de adaptação usado $\gamma = 0,02$.

Tabela 3-1 – Coeficientes dos filtros FIR fixos propostos por Vainio e Ovaska.

Ordem N	Subfiltro 1	Subfiltro 2
12	0,225; 0,201; 0,169; 0,131; 0,0885	0,043; -0,004; -0,051; -0,096; -0,138; -0,175; -0,206
22	0,158; 0,130; 0,107; 0,087; 0,069; 0,050; 0,029; 0,002; -0,028; -0,059; -0,087	-0,108; -0,118; -0,116; -0,102; -0,079; -0,0508; -0,021; 0,004; 0,027; 0,046; 0,063

A normalização da onda da rede é importante para um melhor desempenho do filtro passa-banda adaptativo. Considerando a possibilidade de ocorrência de sobretensões, a normalização é efectuada dividindo a onda de entrada pelo dobro do valor nominal da amplitude da onda da rede eléctrica.

O comprimento da janela de dados na eq. (3.58) é de $N=100$, isto é, meio ciclo, sendo o comprimento da janela de dados do filtro de média aplicado para obter a estimação de frequência de cada fase $NF = 17$.

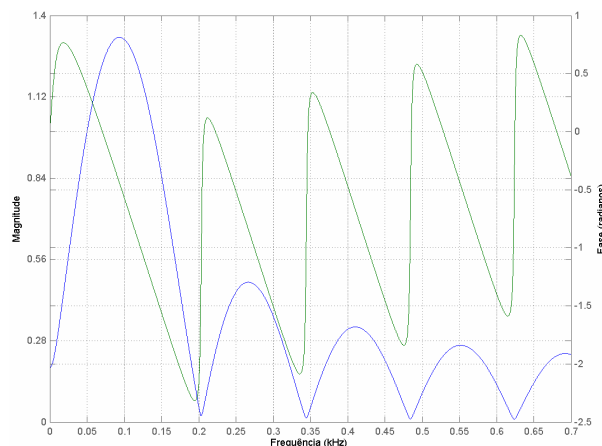


Figura 3-14 – Resposta em amplitude e fase do filtro FIR proposto em (Vainio e Ovaska 1995), $N=12$.

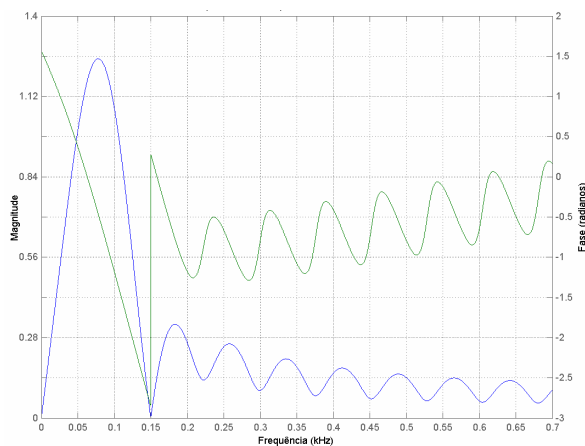


Figura 3-15 – Resposta em amplitude e fase do filtro FIR proposto em (Vainio e Ovaska 1996), $N=22$.

3.2.1.4 CONDIÇÕES DO ALGORITMO DFT

Para uma frequência de amostragem de 10 kHz e frequência nominal da onda da rede de 50 Hz, existirão na condição de amostragem síncrona, eq. (3.60), havendo $N = 200$ amostras por período da onda da rede.

3.2.2 TESTES

Para caracterizar e comparar o desempenho dos diversos métodos de extracção do componente fundamental e do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, foram efectuados testes sob diversas condições de funcionamento, em regime permanente e transitório.

Os testes efectuados permitem avaliar o regime transitório dos métodos na detecção do componente fundamental em caso de variações de amplitude, fase e frequência da onda da rede, bem como flutuação de tensão e imunidade a tensão DC sobreposta à onda da rede, e ruído. A precisão é também avaliada por comparação da estimação de amplitude, frequência e erro de estimação do componente fundamental dos quatro métodos para o caso de uma onda de entrada, que se pretende representativa da onda da rede, contaminada por harmónicos e ruído.

Relativamente à detecção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental são efectuados testes de: variação de amplitude, cavas e sobretensões; imunidade a harmónicos; desequilíbrio; e, picos e cortes. São de particular importância os testes em condição de falha assimétrica, nos quais se ilustra que os sistemas de detecção do componente fundamental extraem a sequência directa, e não apenas os três componentes fundamentais do conjunto das fases.

O arranque é também ilustrado, se bem que, consoante a aplicação, poderá ser de menor importância, visto que o sistema de detecção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva pode estar continuamente em funcionamento, ou ser colocado em funcionamento, imediatamente antes da ligação à rede do sistema de potência.

Todos os testes foram definidos em consonância com as condições de perturbação de entrega de tensão em redes de distribuição pública de energia eléctrica expectáveis e definidas na norma NP EN 50160:2001. As condições de funcionamento normal de tensão e frequência são respectivamente de 1 p.u. de amplitude de tensão e 50 Hz de frequência da tensão de alimentação.

A análise dos métodos de detecção do componente fundamental e consequentemente, da sequência positiva instantânea fundamental, sob diversas condições de funcionamento, foi efectuada com base em critérios de desempenho objectivos, para permitir a quantificação e comparação entre os métodos para uma mesma condição de teste.

Para além do componente fundamental é ilustrada informação adicional estimada pelos métodos como amplitude e fase estimadas do componente fundamental e frequência estimada da onda da rede.

Tabela 3-2 – Informação intrinsecamente estimada pelos diversos métodos.

	Componente Fundamental	Componente Simétrico Instantâneo	Amplitude	Fase	Frequência
EPLL	S	N	S	S	S
DFT	S	N	S	S	S
FPBAEM	S	N	N	N	N
ADALINE	S	N	S	S	S

(S-Sim, N-Não)

Nos casos em que há uma variação constante ou aleatória de algum parâmetro ao longo de um intervalo de tempo, optou-se por empregar critérios de desempenho do tipo tempo integral do erro (Webster 1999), os quais permitem quantificar a severidade do erro, sendo função da entrada, saída, erro e tempo, eq. (3.89), na qual T é um instante escolhido para o qual o integral está a aproximar-se do regime permanente.

$$I = \int_0^T f(e(t), y(t), u(t), t) dt \quad (3.89)$$

Existem quatro tipos de critérios principais de desempenho deste tipo: ISE (*Integral Squared Error*), ITAE (*Integral Time Absolute Error*), ITSE (*Integral Time Squared Error*), IAE (*Integral Absolute Error*). O

critério ISE é preferível quando o objectivo é considerar elevados erros em vez de erros regulares; os critérios ITSE e ITAE permitem atribuir menor significado aos erros de regime transitório e mais aos erros de regime permanente, permitindo o ITAE maior selectividade; o critério IAE atribui igual importância aos erros, dentro do intervalo de tempo considerado, independentemente do instante em que ocorrem.

$$ISE = \int_0^T e^2(t) dt \quad (3.90)$$

$$ITSE = \int_0^T t(e(t))^2 dt \quad (3.91)$$

$$ITAE = \int_0^T t|e(t)| dt \quad (3.92)$$

$$IAE = \int_0^T |e(t)| dt \quad (3.93)$$

Visto que o objectivo é comparar erros sob condições de variação constante de uma grandeza da rede, a opção foi empregar o critério IAE. Este critério foi aplicado aos testes flutuação de tensão e imunidade a tensão DC, ruído e precisão.

Sempre que o teste a efectuar implique um degrau num parâmetro da onda da rede, a opção é empregar o critério de desempenho tempo de anulação do erro, que permite quantificar o tempo que o método demora a atingir o regime permanente, ou seja, o tempo que o erro demora a ficar contido entre $\pm 2 \%$ da amplitude nominal da onda da rede. Este critério resulta de uma analogia com o critério tempo de estabelecimento aplicado para caracterizar a resposta a degraus de sistemas de 2ª ordem e que se transporta para o presente caso. Será aplicado nos testes de variação de amplitude, fase, frequência, arranque, e desequilíbrio.

Em ambos os critérios o erro considerado é sempre o erro entre o componente fundamental real da onda da rede, o qual é sempre conhecido na simulação, e o componente fundamental estimado da onda da rede.

Finalmente, quando se pretende quantificar a qualidade da onda da rede é empregue o critério distorção harmónica total (THD), eq. (3.94), considerando uma frequência fundamental igual à frequência da tensão de alimentação dos testes, harmónicos até à ordem 40, janela rectangular, e um período de análise com início coincidente com a janela temporal, centrado no período da onda, eq. (3.94).

$$THD(\%) = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} V_h^2}}{V_1^2} \quad (3.94)$$

Tabela 3-3 – Critérios quantitativos de comparação dos métodos de obtenção do CSISPF.

Teste	Caso	Regime (1)	Critério do Teste	EPLL	ADALINE	FPBAEM	DFTC	DFTS
Degrau de Amplitude	Cava de Tensão	M/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,032; 0,028	0,049; 0,100	0,012; 0,012	0,039; 0,033	0,039; 0,039
	Sobretensão	M/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,033; 0,030	0,091; 0,180	0,027; 0,013	0,039; 0,033	0,039; 0,039
Degrau de Fase	Variação de Fase	M/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,060; 0,061	0,061; 0,123	0,014; 0,014	0,044; 0,033	0,040; 0,040
Desvio e Variação de Frequência	Degrau	M/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,050; 0,049	Perde Seguimento	5,01; 2,75	0,025; 0,038	0,029; 0,033
	Variação Sinusoidal	M/RT	IAE (Integral of Absolute Error)	0,4140	0,0070 ⁽²⁾	0,0101	0,0129	0,0031
Flutuação e Tensão DC	Tensão AC 10 Hz	M/RP	IAE (Integral of Absolute Error)	0,0059	0,0252	0,0091	0,0054	0,0044
Ruído	Ruído Gaussiano	M/RP	IAE (Integral of Absolute Error)	0,0020	0,0006	0,0005	0,0020	0,0002
Precisão	Combinado (H+Ruído)	M/RP	IAE (Integral of Absolute Error)	0,0023	0,0006	0,0004	0,0021	0,0001
Arranque	Arranque	T/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,080	0,080	0,040	0,028	0,038
Degrau de Amplitude	Cava de Tensão	T/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,029; 0,031	0,047; 0,090	0,016; 0,018	0,020; 0,020	0,020; 0,019
	Sobretensão	T/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,036; 0,030	0,110; 0,160	0,026; 0,018	0,020; 0,020	0,020; 0,019
Distorção Harmônica	1º Harmônico	T/RP	THD Rede/THD Comp. Sim. Inst. Seq. Positiva Estimado	30%; 0,9%	30%; 0,98%	30%; 1,1%	30%; 0,90%	30%; 0,90%
	Combinado	T/RP	THD Rede/THD Comp. Sim. Inst. Seq. Positiva Estimado	40%; 1,7%	40%; 1,0%	40%; 11,8%	40%; 0,90%	40%; 0,90%
Desequilíbrio	Falha Assimétrica - Caso 1	T/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,028; 0,030	0,052; 0,180	0,017; 0,018	0,019; 0,035	0,019; 0,022
	Falha Assimétrica - Caso 2	T/RT	Tempo de Anulação do Erro ($\pm 0,02$ p.u.) (Degrau Asc./Desc.)	0,031; 0,068	0,069; 0,160	0,025; 0,030	0,042; 0,040	0,042; 0,029
Picos e Cortes	Picos e Cortes	T/RP	THD Rede/THD Comp. Sim. Inst. Seq. Positiva Estimado	12,0%; 1,1% 11,7%; 1,1% 12,3%; 1,1%	12,0%; 0,92% 11,7%; 0,92% 12,3%; 0,93%	12,0%; 6,8% 11,7%; 6,8% 12,3%; 6,6%	12,0%; 0,90% 11,7%; 0,90% 12,3%; 0,90%	12,0%; 0,90% 11,7%; 0,90% 12,3%; 0,90%

(1) (T-Trifásico, M-Monofásico, RT-Regime Transitório, RP-Regime Permanente).

(2) O algoritmo Adaline não efectua o seguimento da variação de frequência sinusoidal por possuir dinâmica inferior à da variação de frequência imposta no teste, permitindo fazer mesmo assim a estimação do componente fundamental.

3.2.2.1 CASO MONOFÁSICO

O objectivo dos testes em regime monofásico é avaliar o desempenho dos métodos propostos na extracção do componente fundamental da onda de tensão de alimentação, sob diversos regimes de funcionamento, e comparar a convergência e precisão da estimação da amplitude, fase e frequência.

Nas figuras ilustra-se a onda da rede (v_{sa}), o componente fundamental estimado (v_{safe}), o erro entre o componente fundamental real e o estimado ($ev_{savsafe}$ ou $ev_{safvsafe}$), a amplitude (A_{vsafe}) ou fase (ϕ_{vsafe}) do componente fundamental estimado, e a frequência da onda da rede real (f_{vsa}) e estimada (f_{vsafe}). No caso do método FPBAEM ilustra-se o andamento dos parâmetros multiplicativos g_{1a} e g_{2a} , para visualização do processo de adaptação, os quais assumem valor unitário quando os parâmetros da onda da rede são os nominais.

3.2.2.1.1 Degrau de Amplitude

O degraude amplitude para um valor inferior ao nominal é representativo da ocorrência de uma cava de tensão, tipicamente devida a defeitos na rede eléctrica. Durante uma cava de tensão a amplitude da tensão de alimentação pode ficar reduzida a um valor inferior a 60 % do valor nominal, atingindo em alguns casos 10 e 15%, seguida do restabelecimento da tensão após um lapso de tempo tipicamente inferior a 1 s.

Será considerado para efeitos de teste um abaixamento da tensão de alimentação para 50 % do valor nominal durante 100 ms. A Figura 3-16 e restantes até à Figura 3-20 ilustram o desempenho dos diversos métodos nos testes sob as condições referidas.

Foi também testada a ocorrência de uma sobretensão temporária, usualmente devida a um defeito à terra numa rede ou em instalações de clientes, perturbação à qual corresponde um valor de tensão de alimentação tipicamente entre 1,7 a 2,0 vezes superior ao nominal à frequência industrial, considerando-se uma duração de 100 ms. O desempenho dos métodos perante uma sobretensão é ilustrado desde a Figura 3-21 até à Figura 3-25.

O método FPBAEM permite claramente o transitório mais rápido para degraus de amplitude de entre os diversos métodos, ao passo que o ADALINE apresenta, principalmente no caso da sobretensão, o pior desempenho.

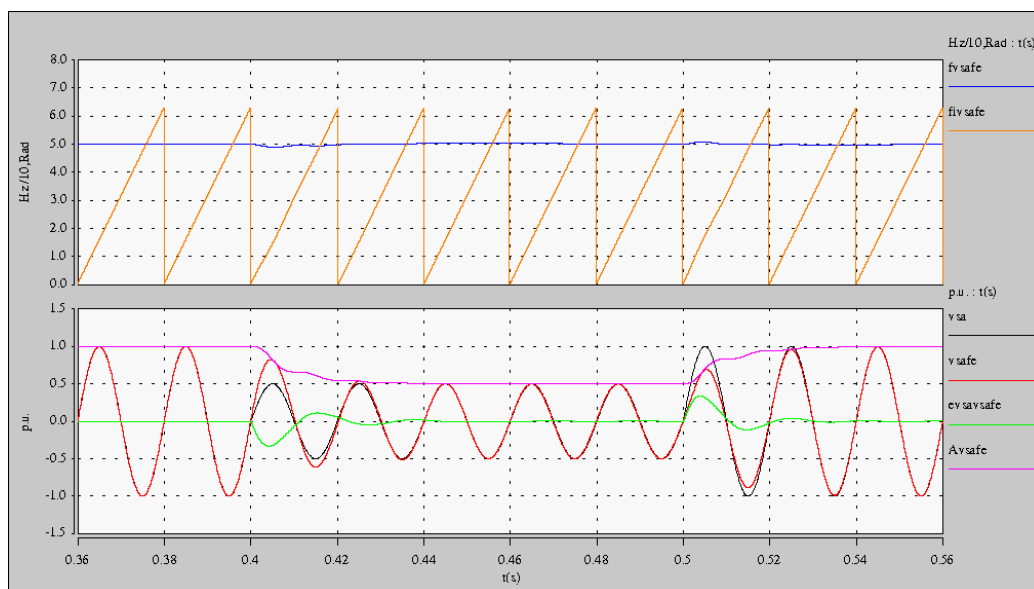


Figura 3-16 – Resposta do método EPLL a uma cava de tensão.

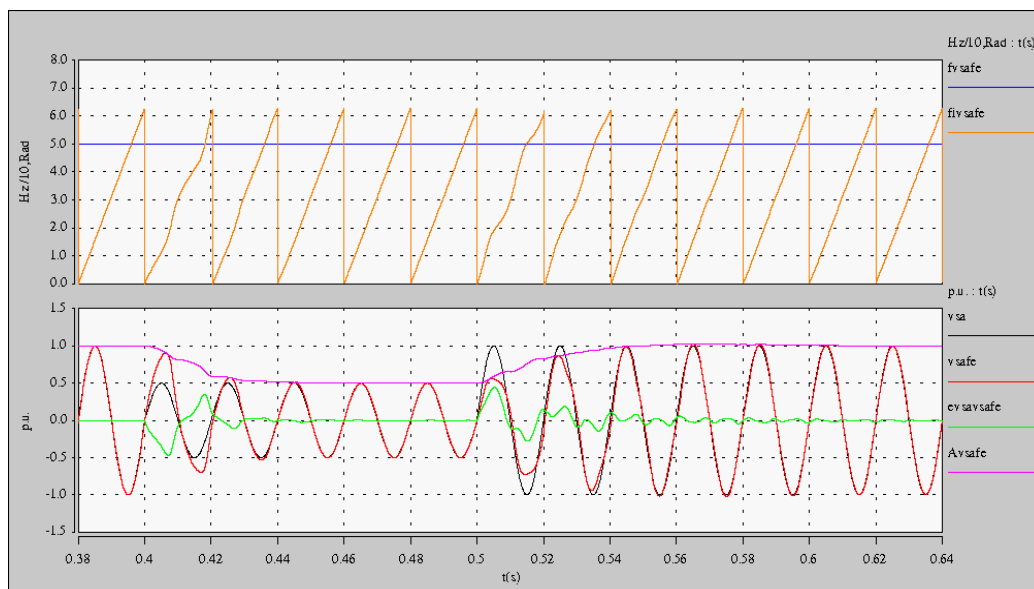


Figura 3-17 – Resposta do método ADALINE a uma cava de tensão.

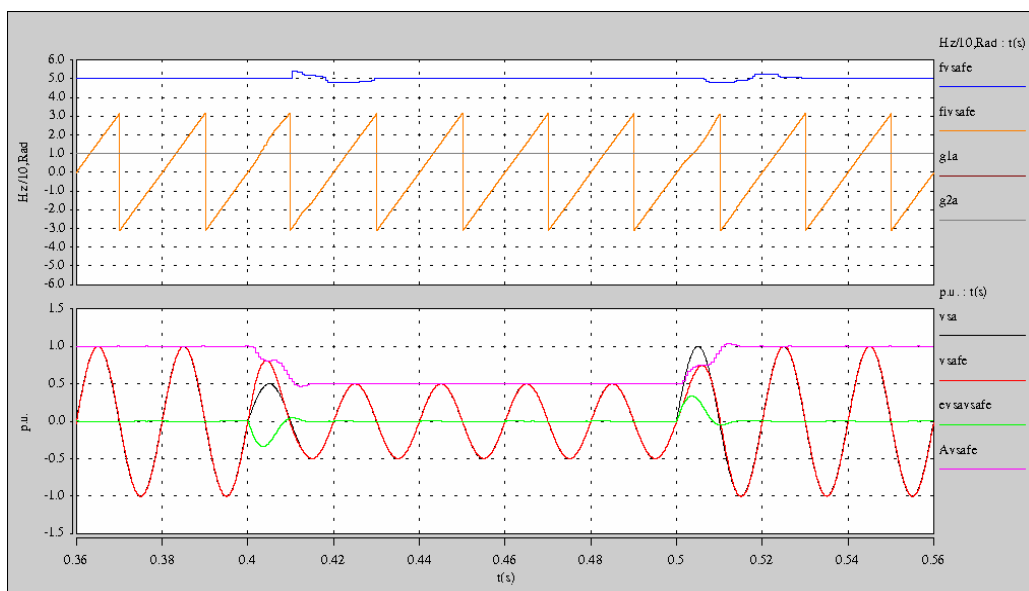


Figura 3-18 – Resposta do método FPBAEM a uma cava de tensão.

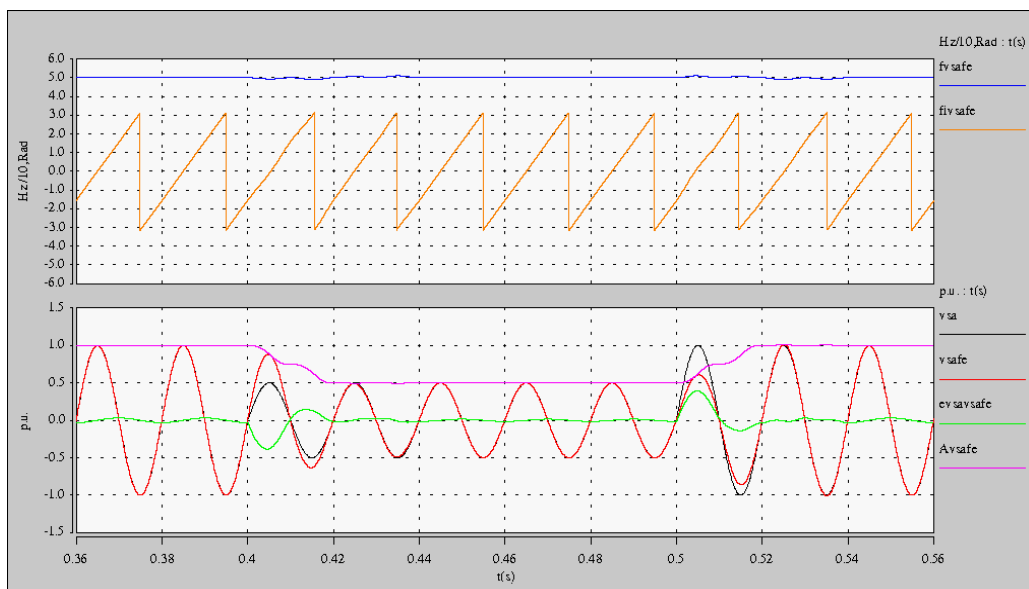


Figura 3-19 – Resposta do método DFTC a uma cava de tensão.

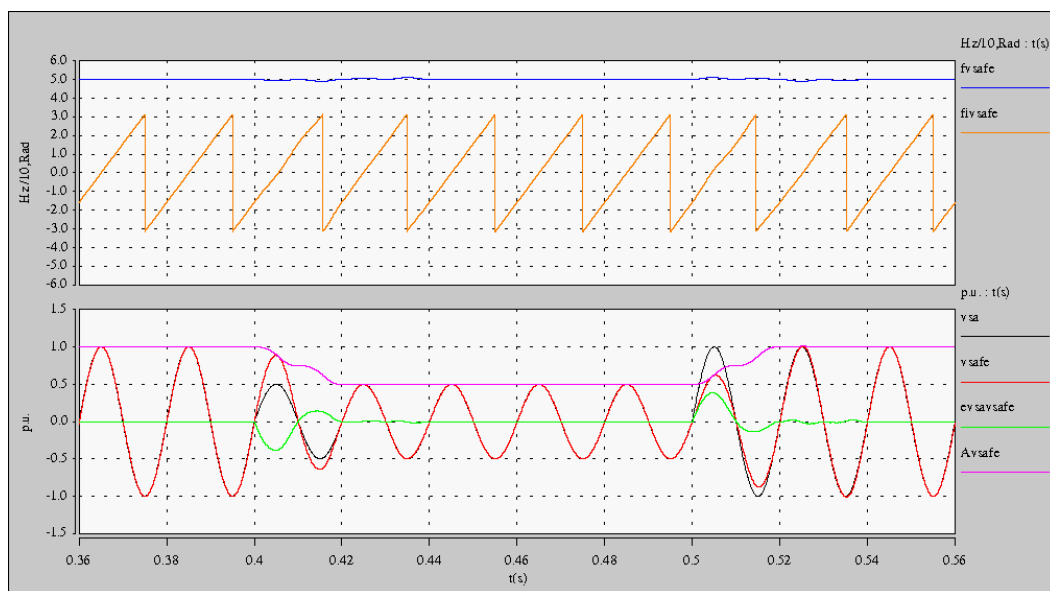


Figura 3-20 – Resposta do método DFTS a uma cava de tensão.

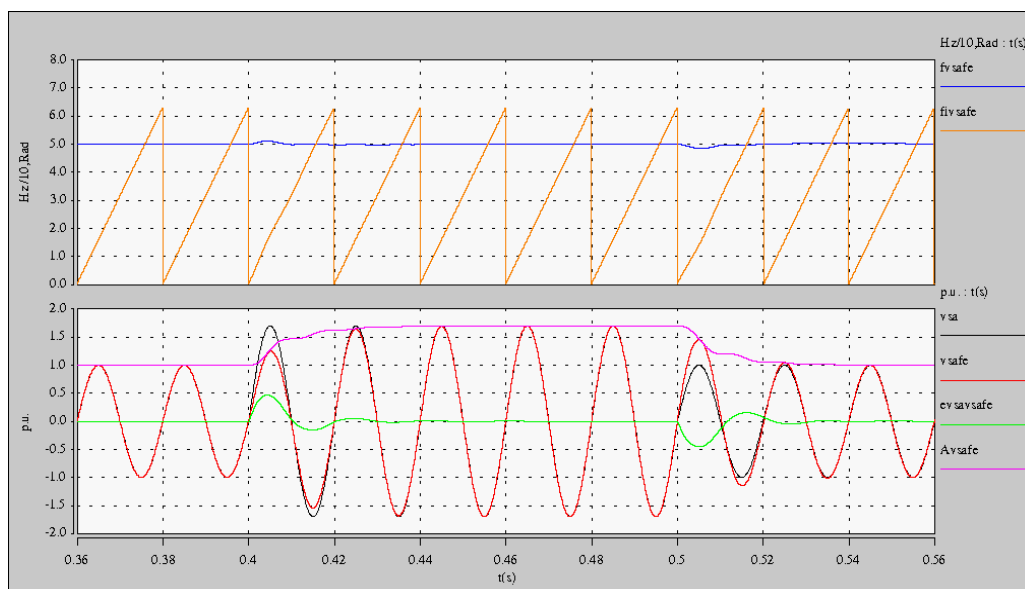


Figura 3-21 – Resposta do método EPLL a uma sobretensão.

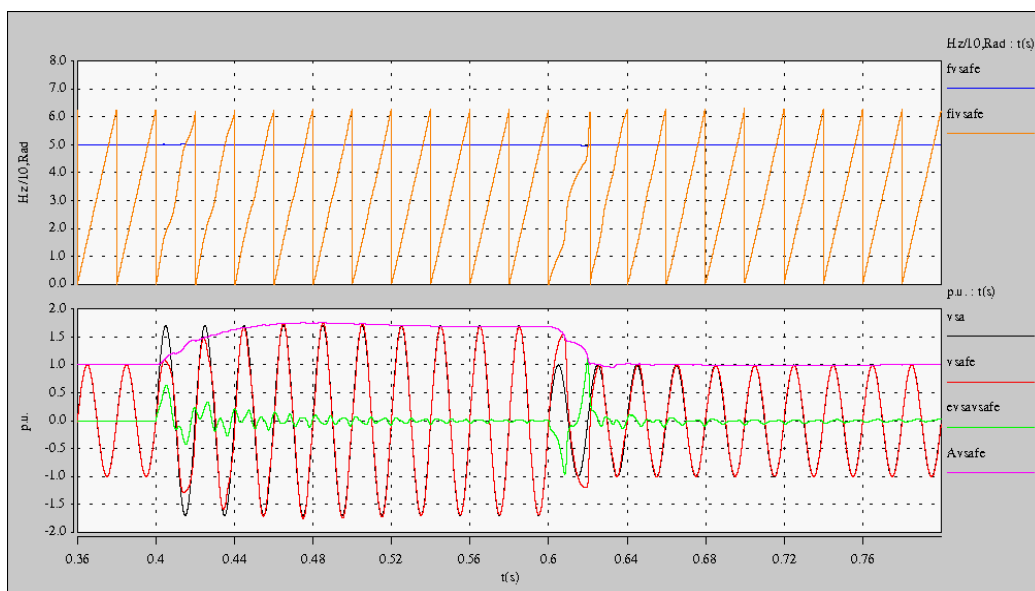


Figura 3-22 – Resposta do método ADALINE a uma sobretensão.

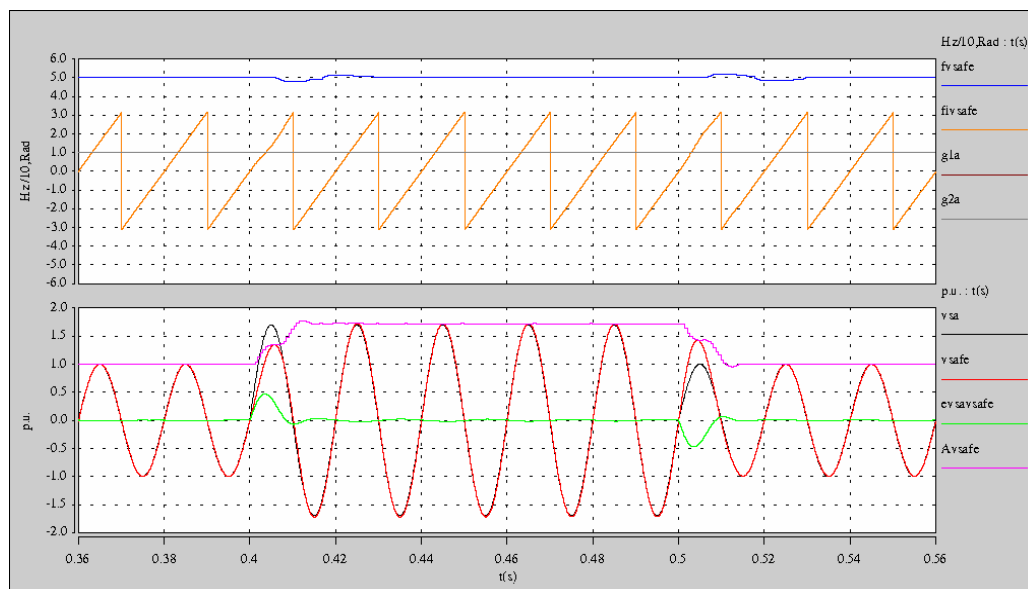


Figura 3-23 – Resposta do método FPBAEM a uma sobretensão.

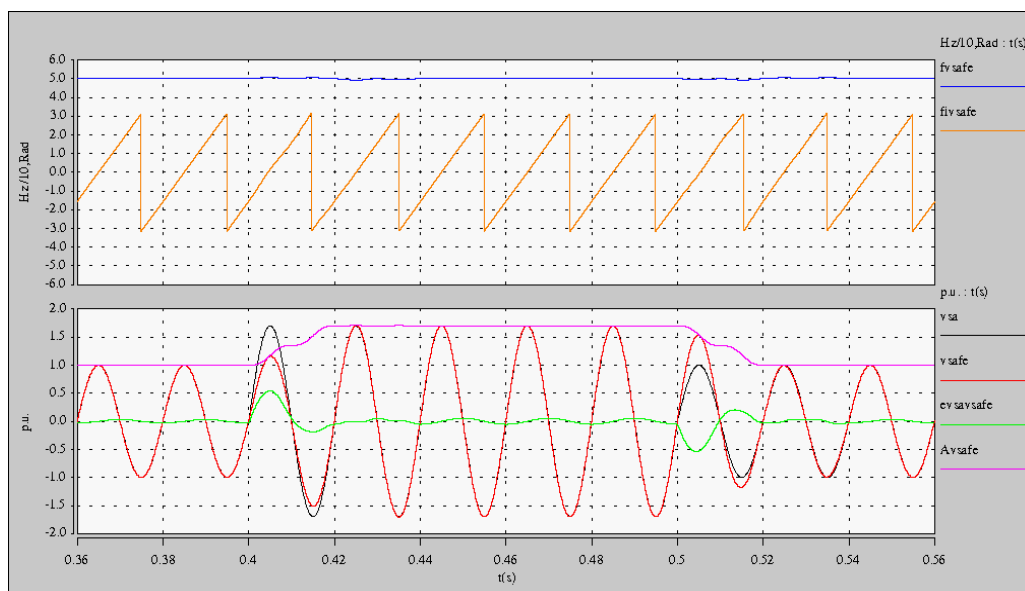


Figura 3-24 – Resposta do método DFTC a uma sobretensão.

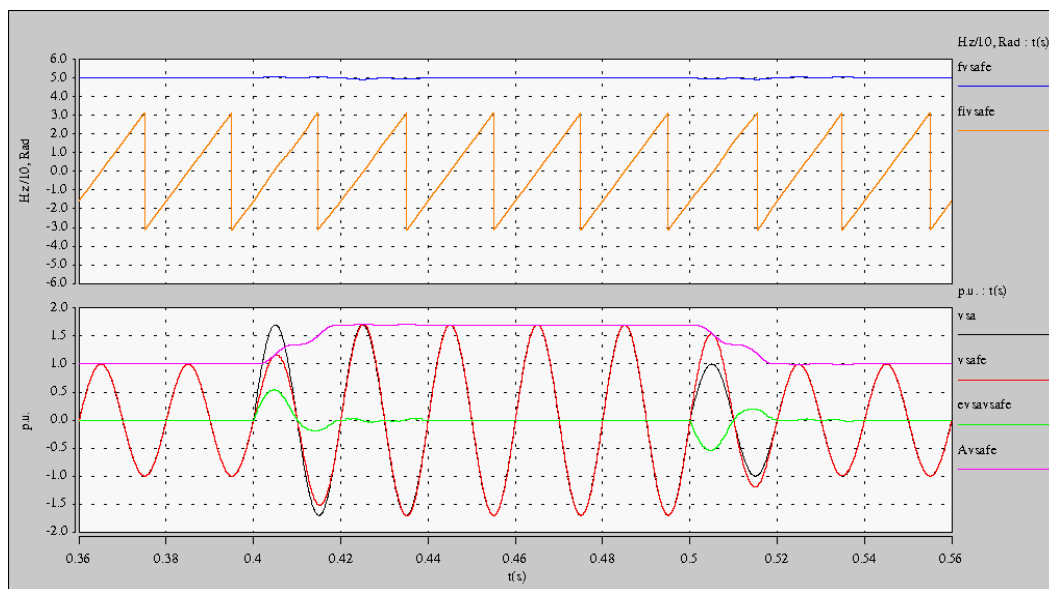


Figura 3-25 – Resposta do método DFTS a uma sobretensão.

No caso do ADALINE, o regime transitório em condição de sobretensão, em particular o resultante da eliminação da falha, apresenta algum erro, para além de ser prolongado. Foi necessário estabelecer um compromisso entre este transitório e o seguimento a variações de frequência, reflectido no valor seleccionado para μ_2 . O valor óptimo para este parâmetro para seguimento de frequência seria $\mu_2 = 1$, no entanto foi necessário diminuir este valor para $\mu_2 = 0,2$ para minimizar a interacção do controlo de frequência com a adaptação da rede neuronal.

3.2.2.1.2 Degrau de Fase

Uma cava de tensão está frequentemente associada a um degraude fase e desequilíbrio do sistema trifásico. Pode suceder um degraude fase sem cava de tensão quando uma de duas fontes em paralelo é retirada de serviço (Bollen 2000) ou devido a alteração súbita da condição da carga. São impostos dois degraus de fase sequenciais à tensão da onda da rede com valores, respectivamente de $+25^\circ$ e -25° , ocorrendo o segundo após restabelecimento do primeiro. A Figura 3-26 e as seguintes até à Figura 3-30 ilustram a resposta dos diversos métodos aos dois degraus de fase sequenciais impostos.

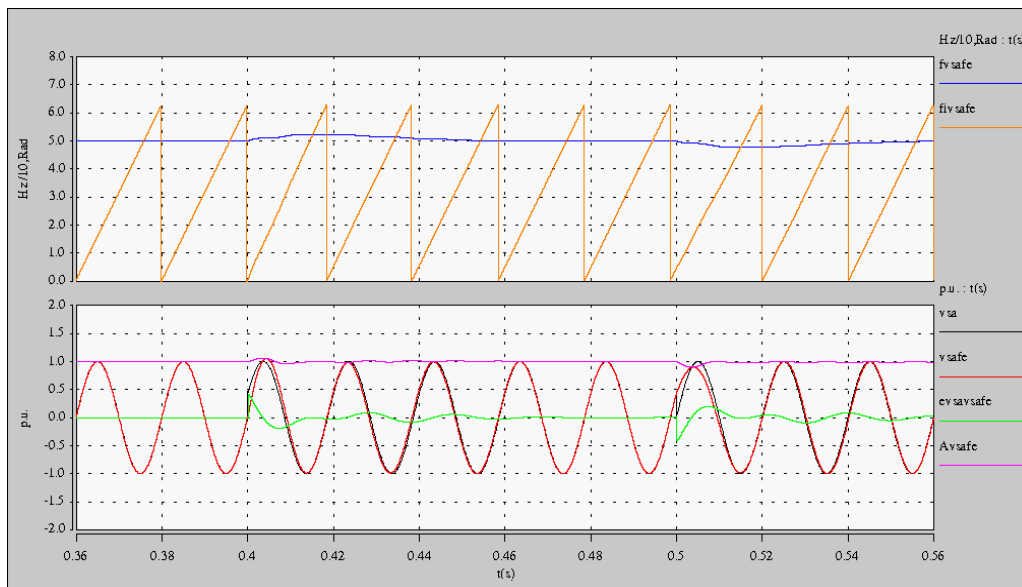


Figura 3-26 – Resposta do método EPLL a uma variação de fase.

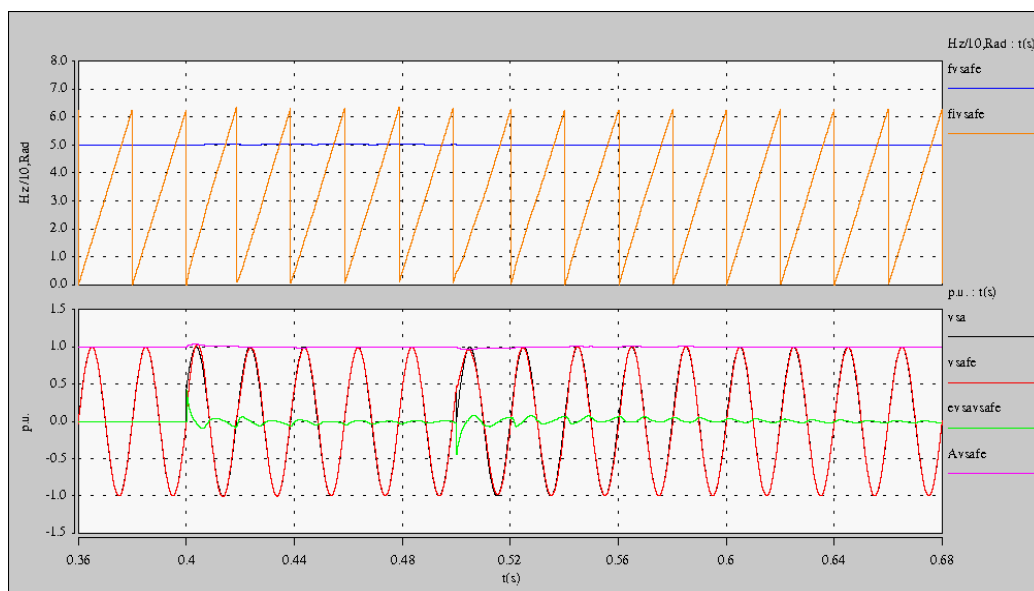


Figura 3-27 – Resposta do método ADALINE a uma variação de fase.

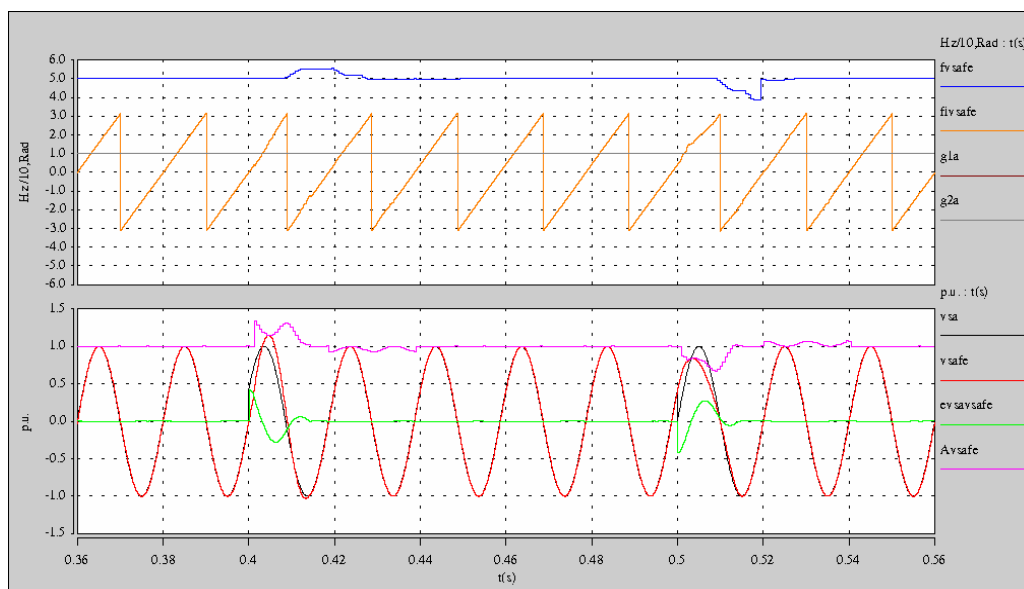


Figura 3-28 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de fase.

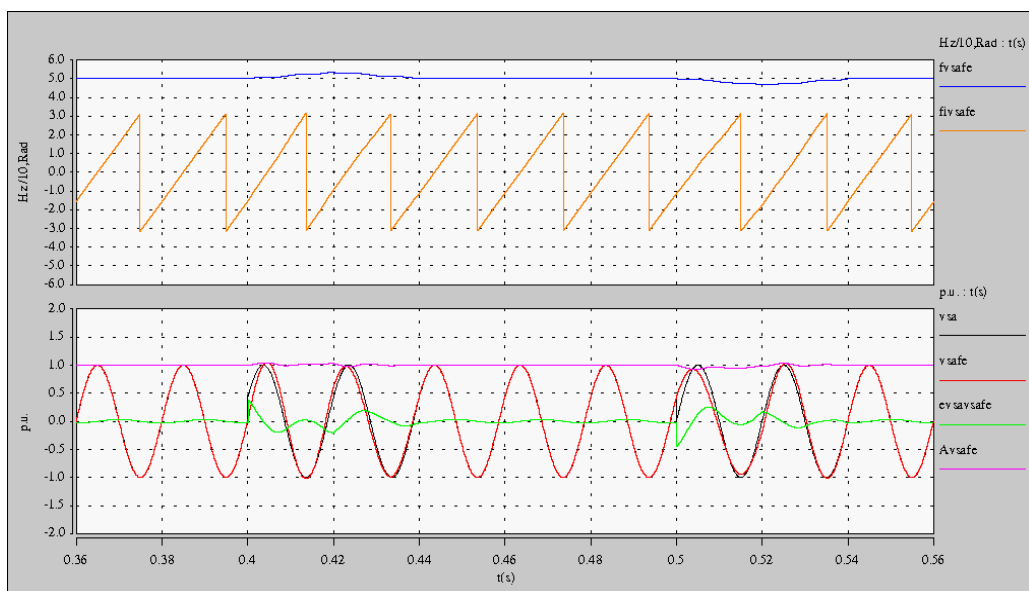


Figura 3-29 – Resposta do método DFTC a uma variação de fase.

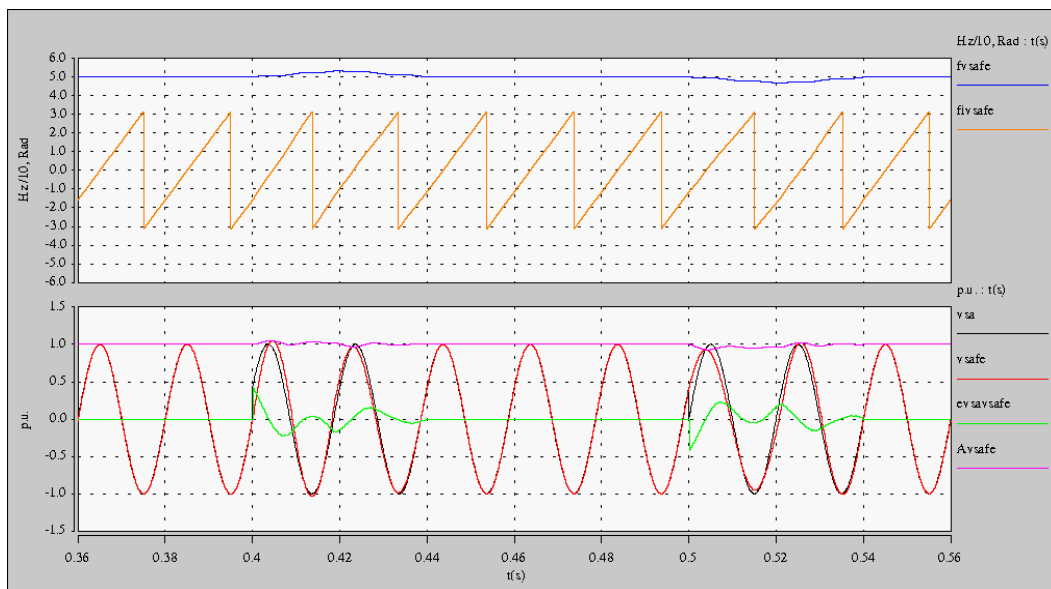


Figura 3-30 – Resposta do método DFTS a uma variação de fase.

O método FPBAEM permite, também neste caso, o melhor desempenho ao passo que o método ADALINE apresenta novamente o regime transitório mais lento.

3.2.2.1.3 Desvio e Variação de Frequência

A frequência da tensão de alimentação em redes de distribuição de média tensão não deve estar fora do intervalo de 47 a 52 Hz em redes com ligação síncrona a redes interligadas, ou do intervalo 42,5 a 57,5 Hz em caso de redes sem ligação síncrona a redes interligadas, como por exemplo em ilhas. Está estabelecido na norma IEC 1800-3 que a variação máxima de frequência admitida é 1 Hz/s.

A robustez do sistema de extracção de componente fundamental será avaliada num intervalo de ± 5 Hz, visto que é orientado a uma aplicação para redes com ligação síncrona a redes interligadas.

A Figura 3-31 e as seguintes até à Figura 3-34 ilustram a resposta dos diversos métodos à variação de frequência quando a onda de entrada à frequência nominal é sujeita a um degrau frequência de +5 Hz seguido do restabelecimento, e, posteriormente à estabilização, a um degrau de -5Hz e respectivo restabelecimento.



Figura 3-31 – Resposta do método EPLL a uma variação de frequência em degrau.

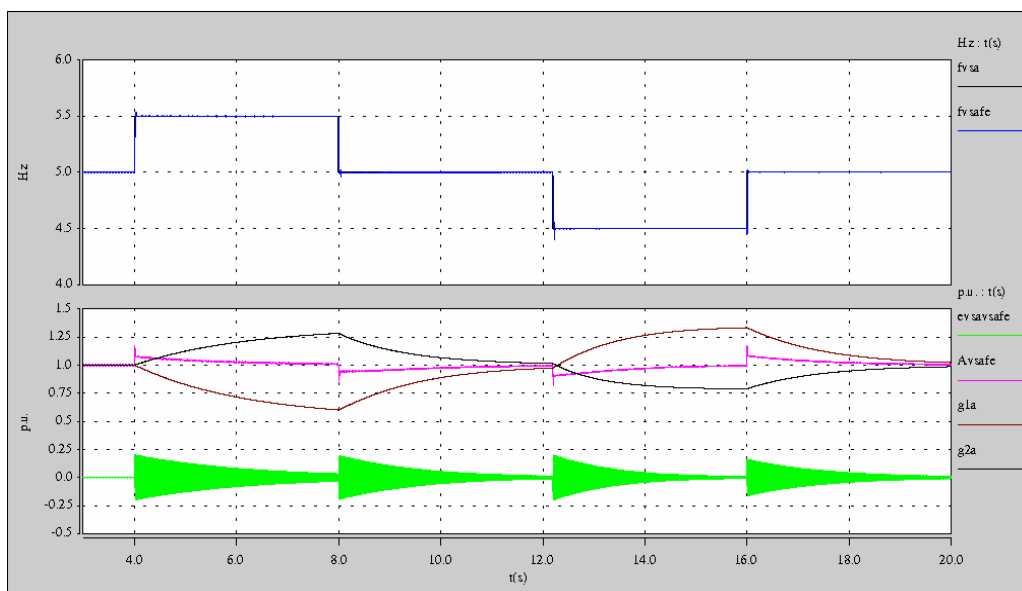


Figura 3-32 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de frequência em degrau.

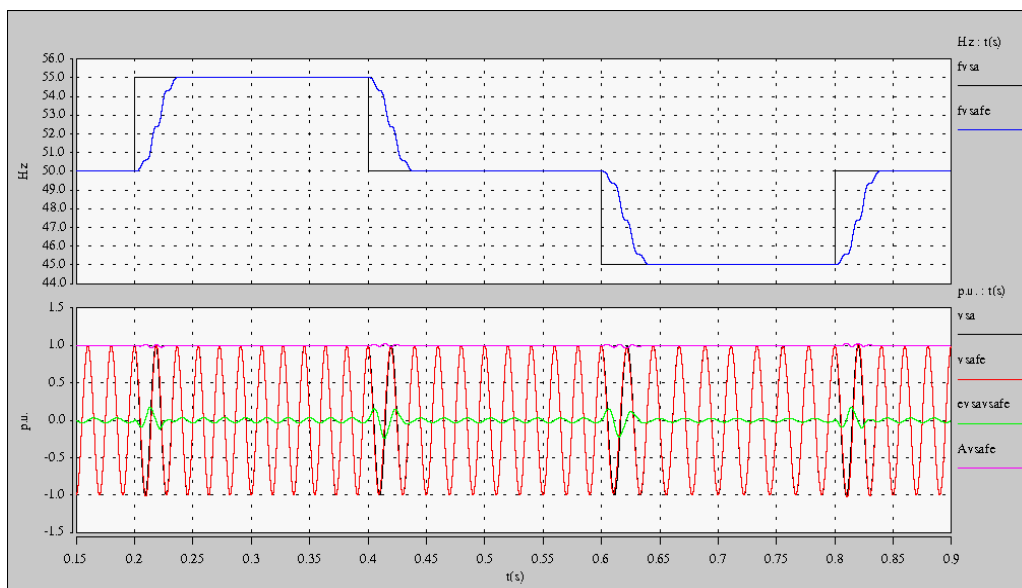


Figura 3-33 – Resposta do método DFTC a uma variação de frequência em degrau.

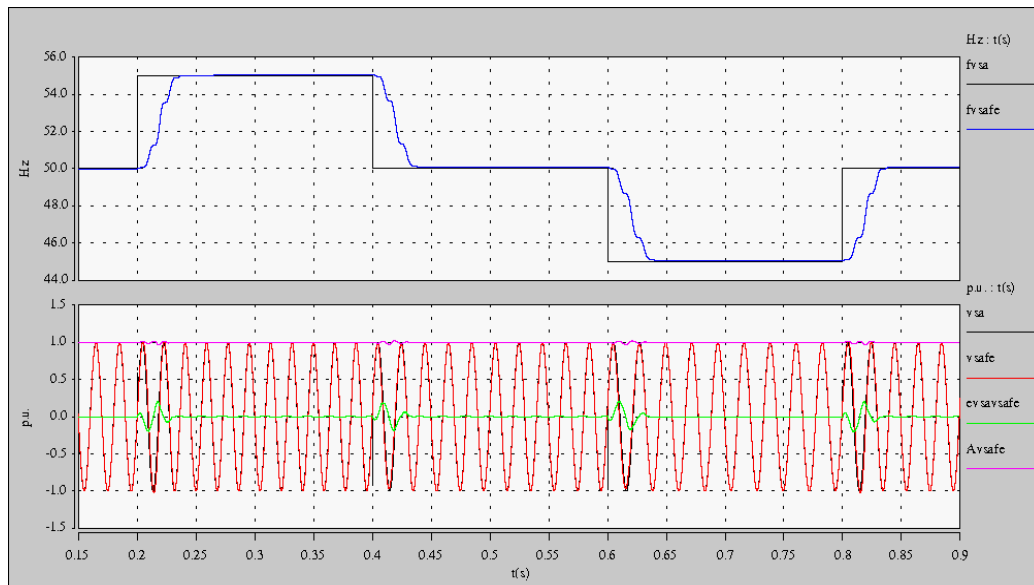


Figura 3-34 – Resposta do método DFTS a uma variação de frequência em degrau.

A resposta ao degrau de frequência do método FPBAEM é duas ordens de grandeza mais lenta do que a dos restantes métodos. Na Figura 3-32, a onda da rede e o componente fundamental estimado foram suprimidos devido à escala temporal usada. É evidente o prolongado processo de adaptação dos parâmetros multiplicativos. Apesar de em condições reais não sucederem variações tão significativas de frequência, verificou-se que o erro de estimação do componente fundamental à máxima taxa de variação de frequência atinge os 0,2 p.u. para uma variação superior a 1 segundo, o que é excessivo.

A estimativa de frequência da EPLL demonstra inferior convergência, comparativamente com o método DFT.

O método ADALINE não resiste a um degrau de frequência de 5 Hz, e torna-se instável perdendo o seguimento do componente fundamental. Segue, no entanto, ainda que com erro em regime permanente, variações lineares crescentes e decrescentes de frequência no intervalo 48 a 52 Hz à máxima taxa de variação de frequência admissível na norma IEC 1800-3, Figura 3-35 e Figura 3-36, respectivamente. Durante uma variação de frequência constante a 1 Hz/s entre os valores 50 Hz e 52 Hz, o erro de estimação de frequência é no máximo 1,3 %, existindo também erro significativo em regime permanente.

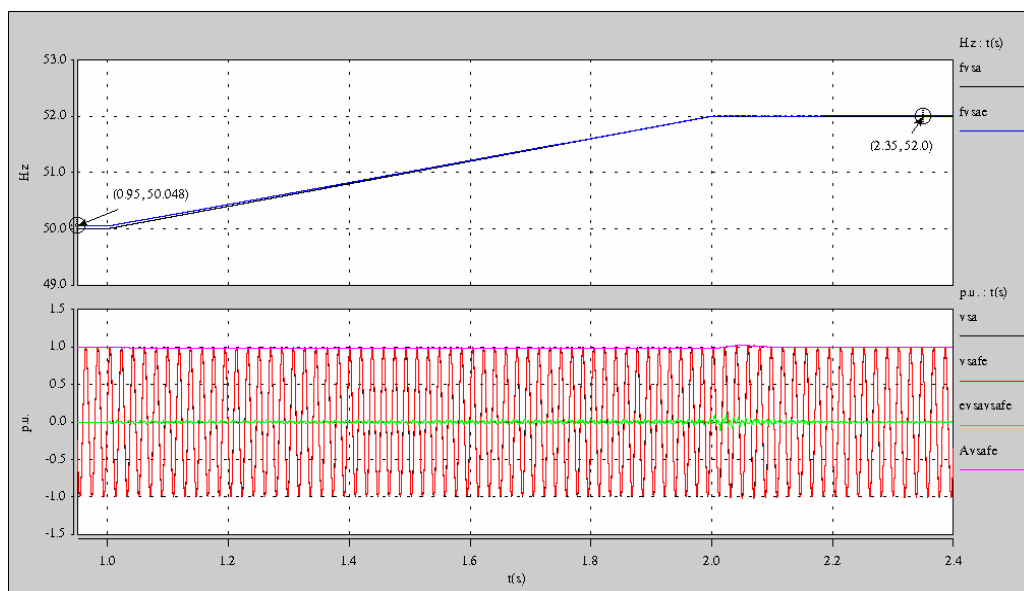


Figura 3-35 – Resposta do método ADALINE a uma variação linear ascendente de frequência de 1 Hz/s.

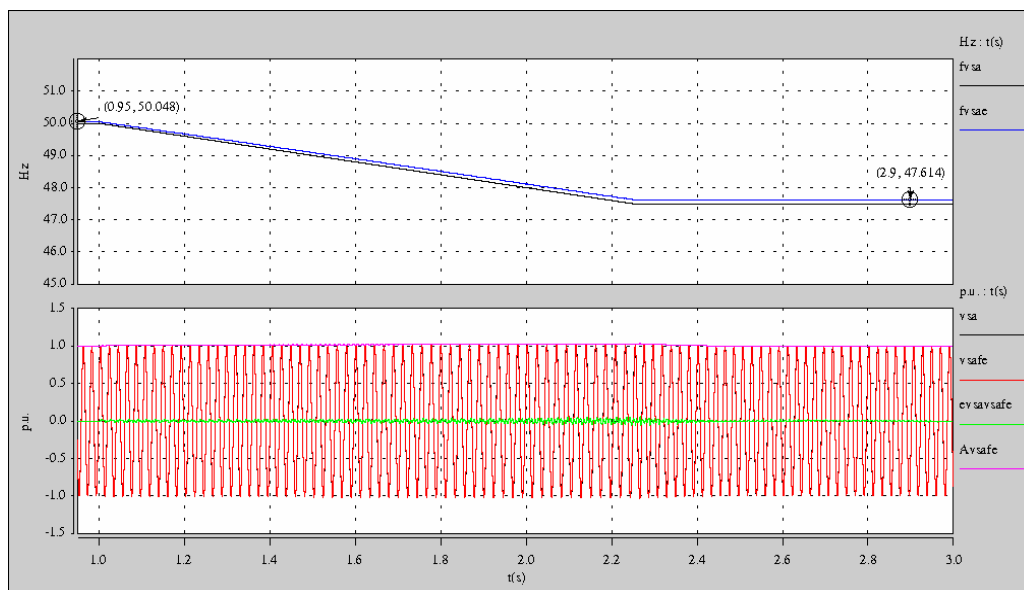


Figura 3-36 – Resposta do método ADALINE a uma variação linear descendente de frequência de 1 Hz/s.

Será também efectuada uma variação de frequência da tensão de alimentação com andamento sinusoidal ao longo de 0.6 s num intervalo de 1 Hz em redor da frequência 49,5 Hz mediante a função: $f = 49,5 + \sin(2,0 \times 2\pi t')$ Hz para testar a capacidade de seguimento do algoritmo a variações de frequência. A máxima taxa de variação de frequência é de 12,56 Hz/s em $t' = \{0\}$ e -12,56 Hz/s em $t' = \{0,5\}$. O algoritmo ADALINE possui dinâmica insuficiente para estimar correctamente a frequência sob a variação referida. A estimação do componente fundamental é, mesmo assim, garantida, sendo o valor do IAE igualmente registado na Tabela 3-3.

A Figura 3-37 e as seguintes até à Figura 3-41 ilustram o desempenho dos diversos métodos a uma variação sinusoidal da frequência da onda da rede eléctrica, sendo a variação da Figura 3-38, a qual ilustra o desempenho do método ADALINE, uma variação mais moderada.

O desempenho dos dois métodos baseados na DFT é igual na estimativa de frequência apenas diferindo na precisão da estimação do componente fundamental, respectiva amplitude e fase, com vantagem para o método DFTS.

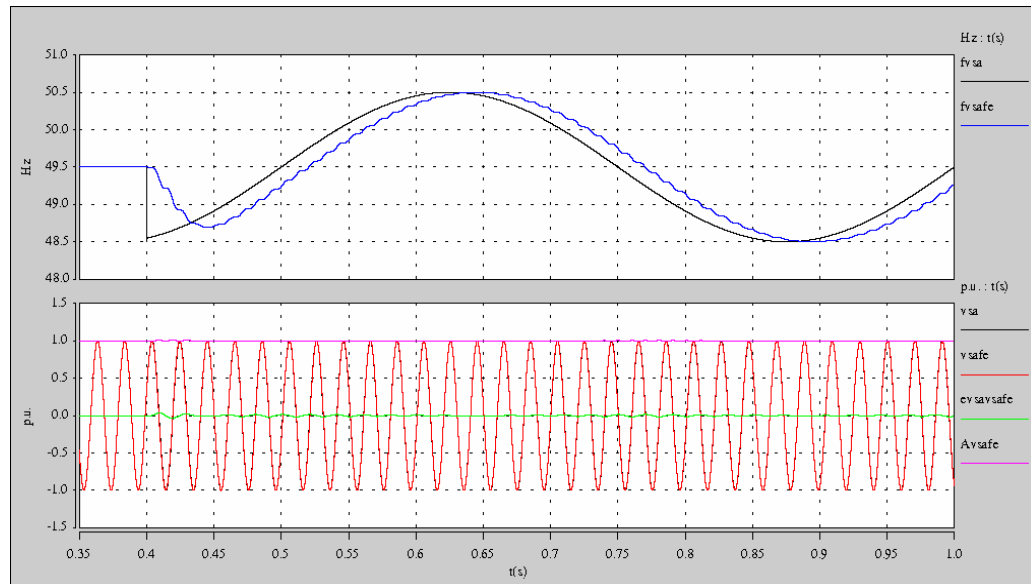


Figura 3-37 – Resposta do método EPLL a uma variação de frequência sinusoidal.

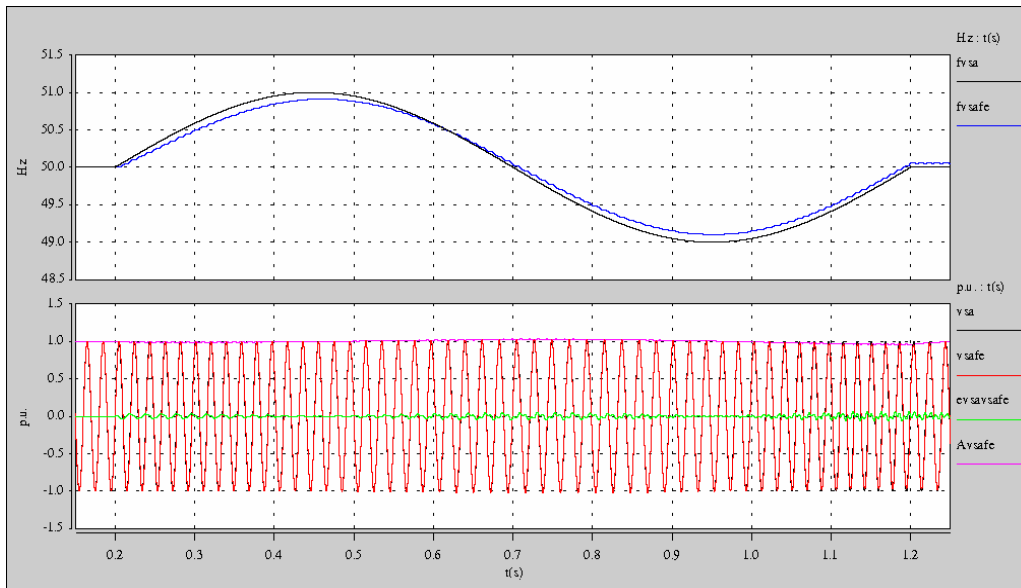


Figura 3-38 – Resposta do método ADALINE a uma variação de frequência sinusoidal.

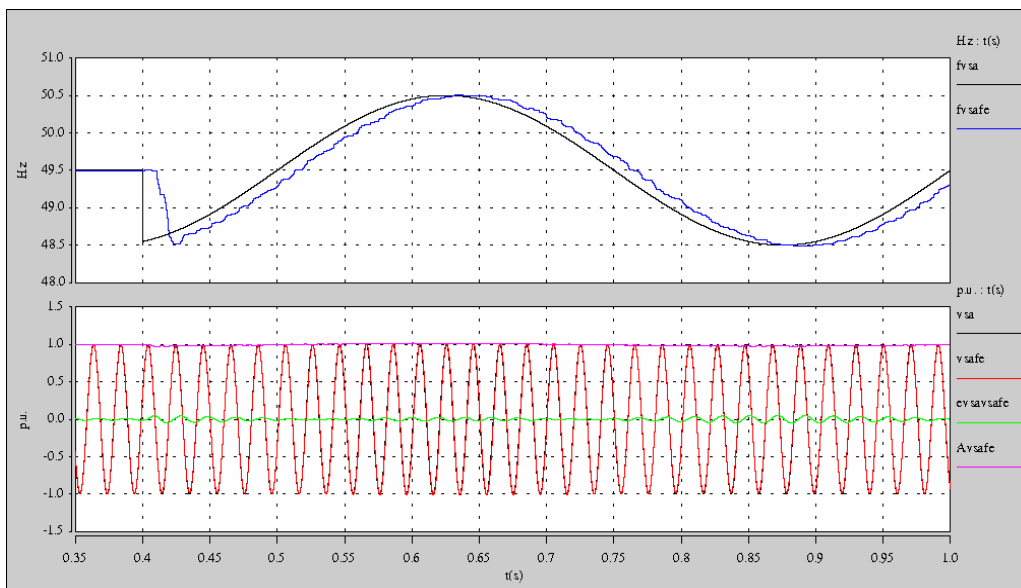


Figura 3-39 – Resposta do método FPBAEM a uma variação de frequência sinusoidal.

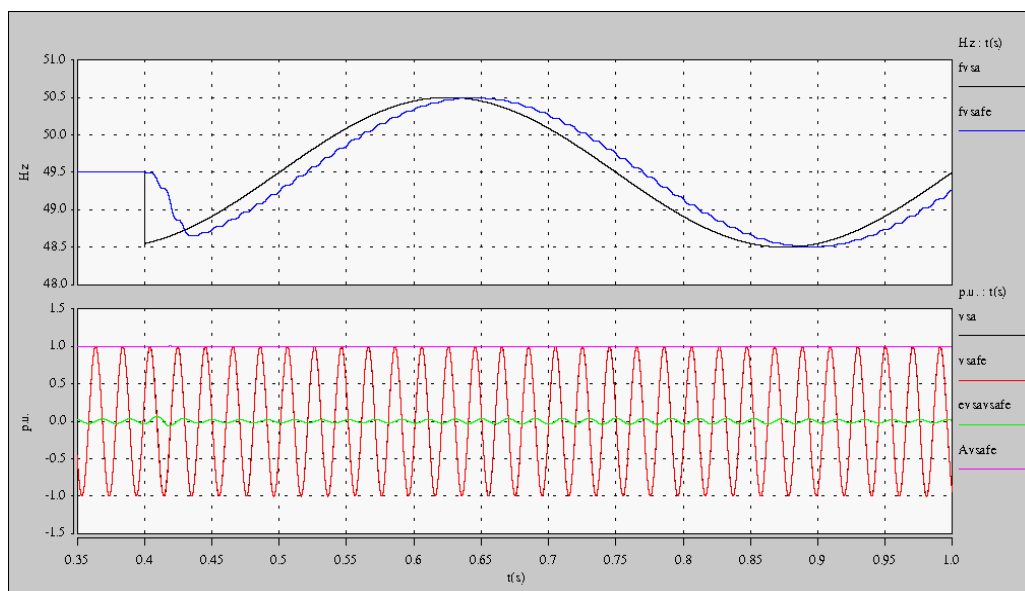


Figura 3-40 – Resposta do método DFTC a uma variação de frequência sinusoidal.

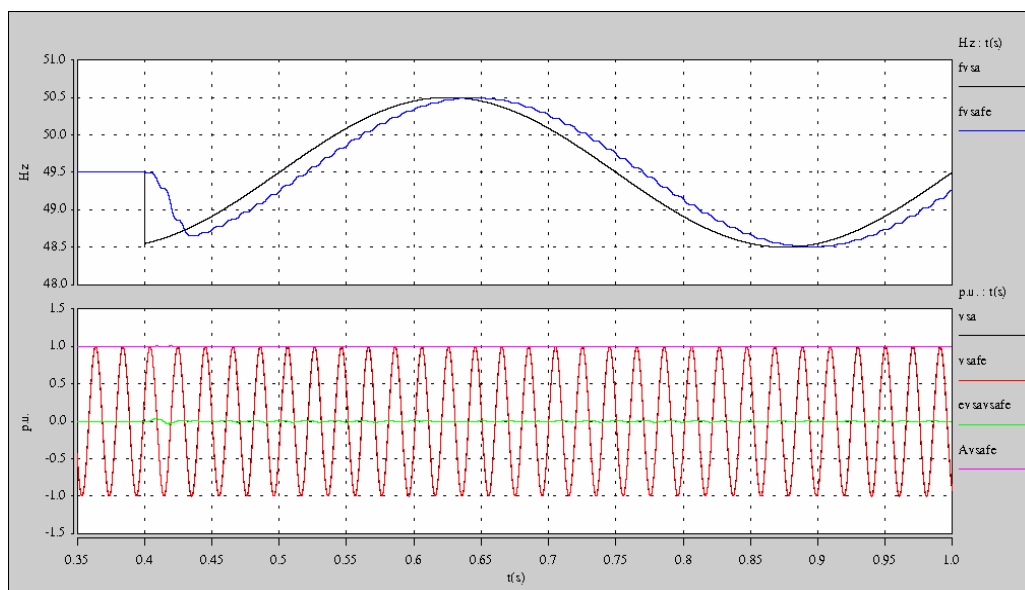


Figura 3-41 – Resposta do método DFTS a uma variação de frequência sinusoidal.

3.2.2.1.4 Robustez a Flutuação de Tensão AC da Onda da Rede

Para testar a robustez do método a flutuação de tensão AC sobreposta à onda de tensão da rede sobrepõe-se uma tensão com andamento sinusoidal com frequência 10 Hz e amplitude 0,3 p.u. ao componente fundamental da onda de tensão de alimentação. A Figura 3-42 e as restantes até à Figura 3-46 ilustram a imunidade dos métodos a este tipo de perturbações.

De entre os diversos métodos, o DFTS apresenta o melhor desempenho ao passo que o ADALINE o pior. Em filtros de ordem reduzida é típico os parâmetros gerais adquirirem carácter oscilatório após a convergência porque não conseguem seguir todos os componentes do sinal que estabelecem a correlação (Ovaska e Vainio 2004). A ligeira variação verificada nos parâmetros multiplicativos deve-se, no entanto, à adaptação do filtro iniciada para responder à alteração da onda da rede, e não devido à incapacidade de adaptação.

Na rede eléctrica a flutuação da tensão é muito menor sendo suficiente a generalidade das respostas obtidas.

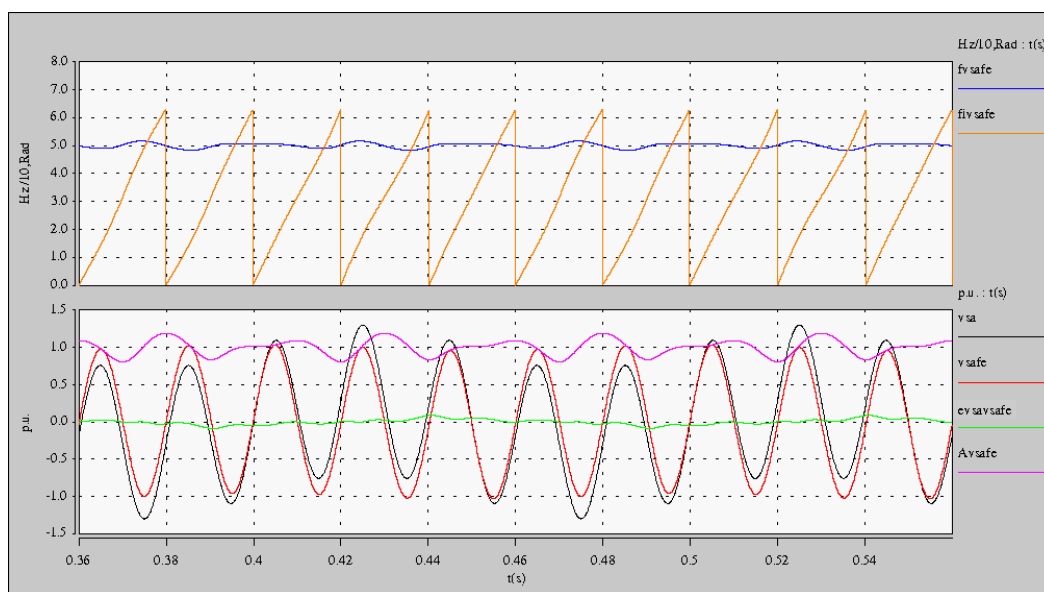


Figura 3-42 – Resposta do método EPLL a uma flutuação de tensão AC.

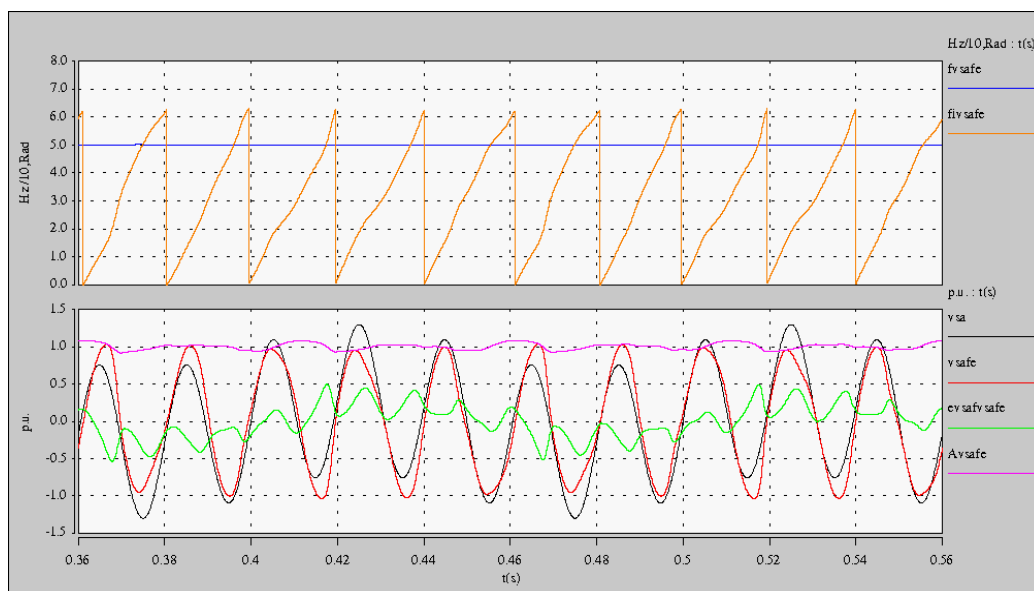


Figura 3-43 – Resposta do método ADALINE a uma flutuação de tensão AC.

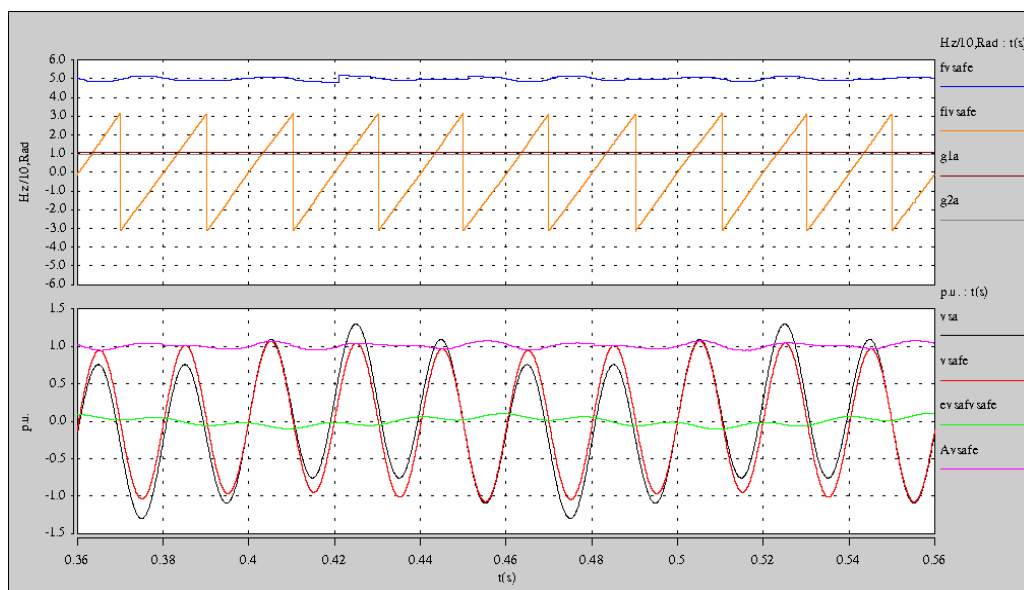


Figura 3-44 – Resposta do método FPBAEM a uma flutuação de tensão AC.

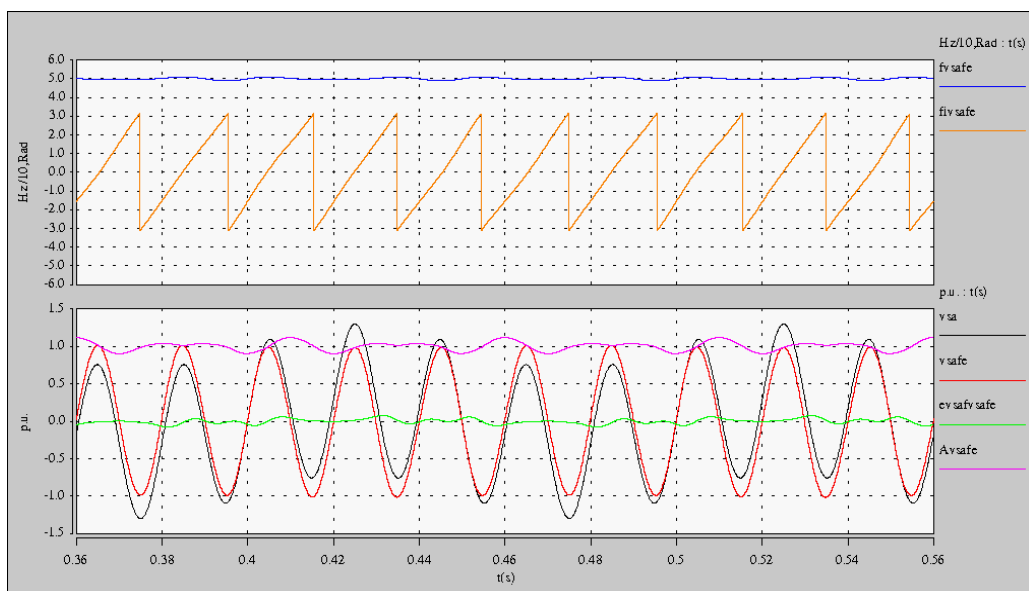


Figura 3-45 – Resposta do método DFTC a uma flutuação de tensão AC.

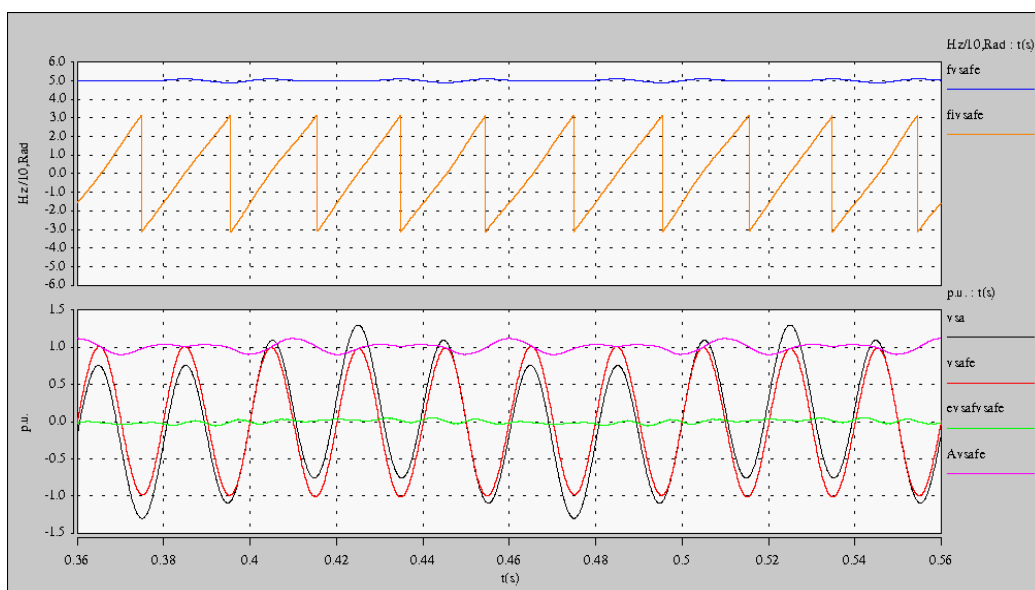


Figura 3-46 – Resposta do método DFTS a uma flutuação de tensão AC.

3.2.2.1.5 Imunidade a Ruído

A aplicação prática dos métodos sob teste depende da robustez sob presença de ruído. Para conferir essa robustez foi testado o desempenho na estimação do componente fundamental sob presença de ruído gaussiano aditivo sobreposto à onda com amplitude unitária da rede, para que a relação SNR calculada pela equação (3.95), seja 20, bastante mais gravosa do que a usualmente existente nas medições da onda da rede eléctrica, compreendida entre 50 e 70 (Kusljevic 2004).

$$SNR = 20 \log \frac{A}{\sqrt{2}\sigma} \quad (3.95)$$

Na eq. (3.95), na qual A é a amplitude do componente fundamental, para $SNR = 10$ obtém-se um desvio padrão do ruído gaussiano $\sigma = 0,223$, o que resulta numa variância $\mu = 0,05$. A Figura 3-47 e as seguintes até à Figura 3-51 ilustram o desempenho em termos de imunidade dos métodos à presença de ruído.

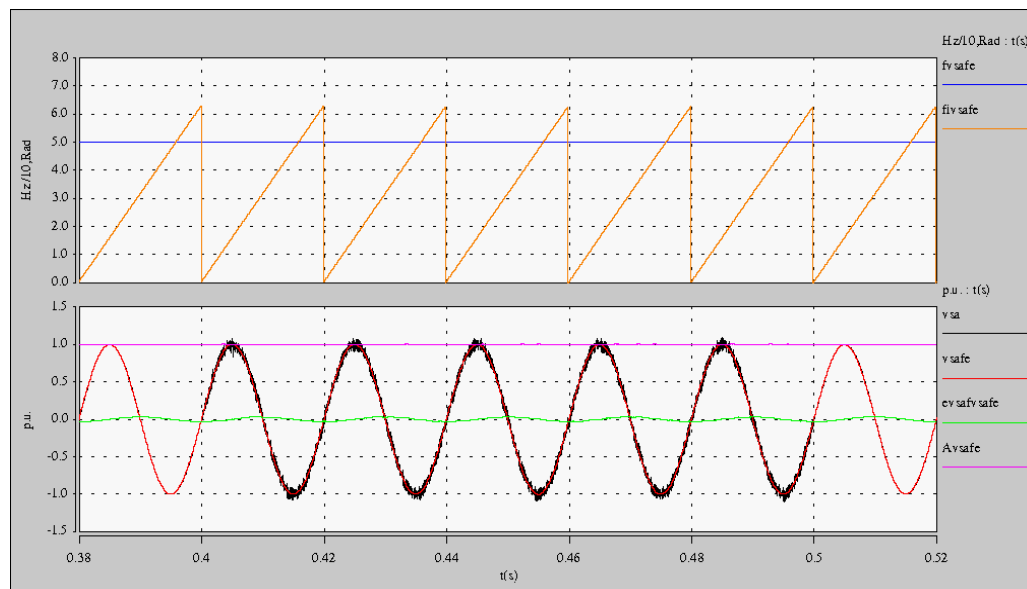


Figura 3-47 – Resposta do método EPLL a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.

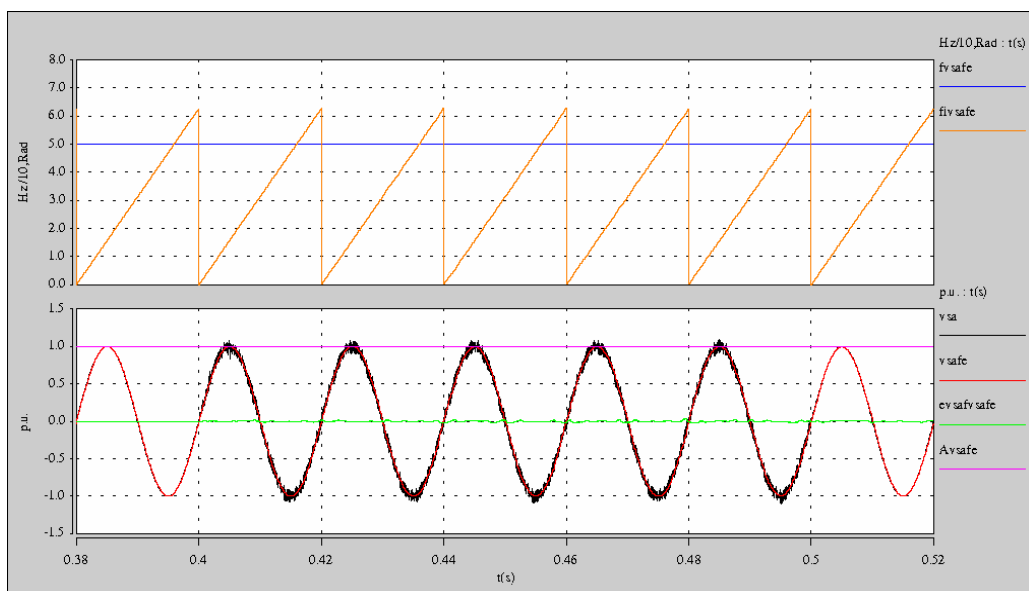


Figura 3-48 – Resposta do método ADALINE a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.

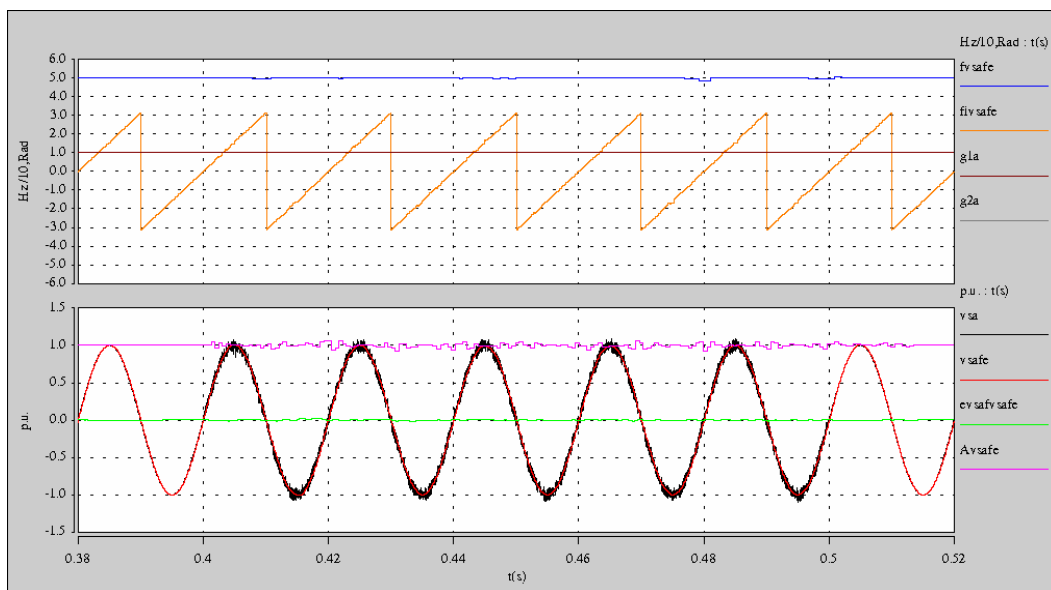


Figura 3-49 – Resposta do método FPBAEM a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.

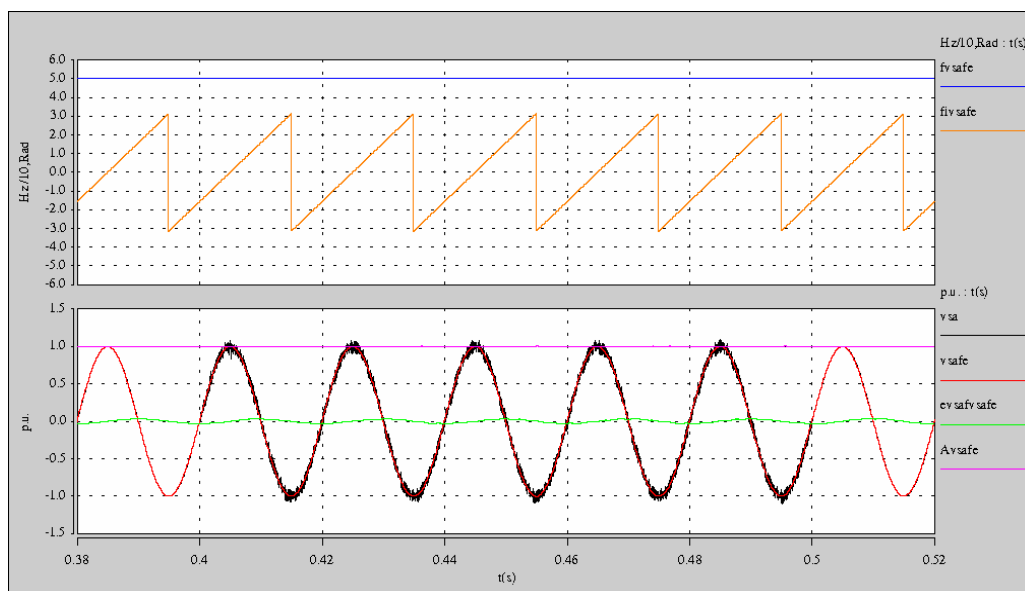


Figura 3-50 – Resposta do método DFTC a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.

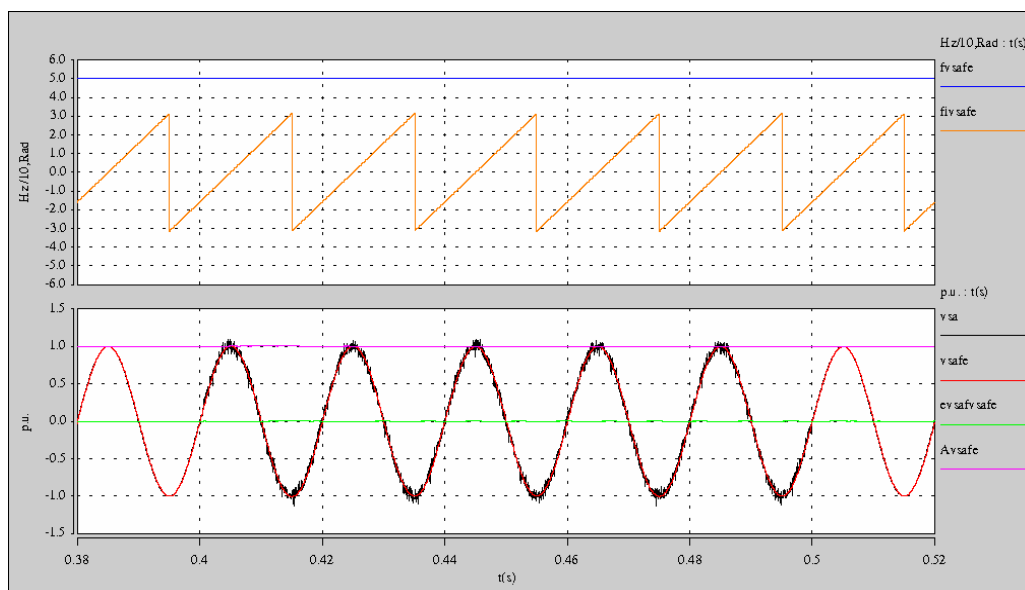


Figura 3-51 – Resposta do método DFTS a uma perturbação temporária de ruído gaussiano.

Os testes efectuados demonstram que o desempenho da totalidade dos métodos não é significativamente

deteriorado estando garantida a imunidade a ruído em condições reais, bem inferior às condições do teste.

3.2.2.1.6 Precisão

Para quantificar e comparar a precisão dos métodos, os sinais de erro de estimação do componente fundamental, amplitude estimada do componente fundamental e frequência estimada da onda da rede são ilustrados conjuntamente para os cinco métodos. A onda da rede utilizada no teste para todos os métodos é constituída pelo componente fundamental com amplitude 1 p.u., existindo no intervalo entre $t=0,4$ s e $t=0,5$ s um conteúdo harmónico de ordem 3 e 5, respectivamente com amplitude 0,05 e 0,02 p.u. e ruído gaussiano aditivo com $SNR=50$.

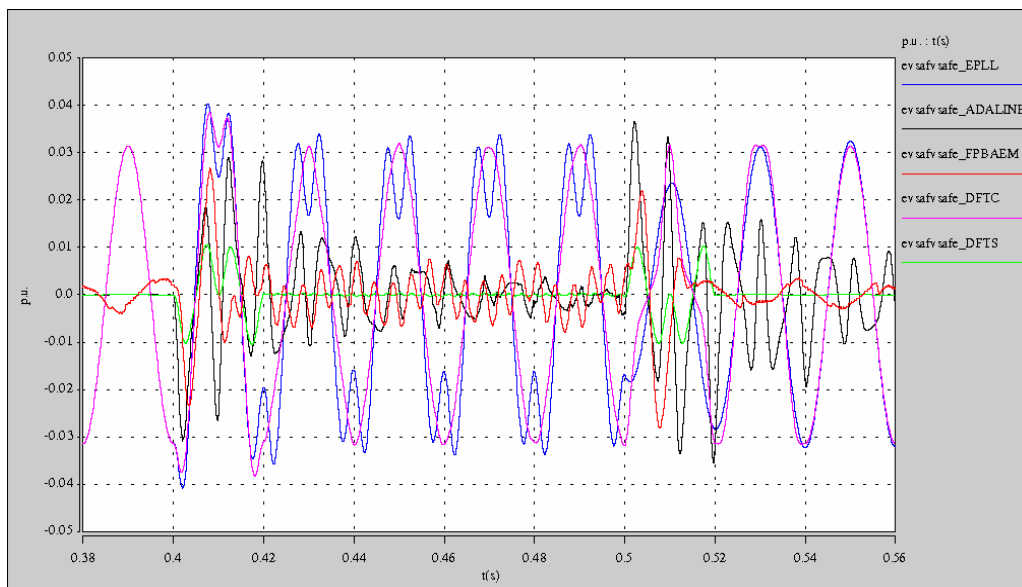


Figura 3-52 – Erro de estimação do componente fundamental.

Para o exemplo em questão, representativo da onda da rede, o método que permite o menor erro de estimação do componente fundamental é o DFTS seguido do FPBAEM, sendo a EPLL aquele que gera erros com maior valor, como ilustrado na Figura 3-53, e quantificado na Tabela 3-3 pelo integral do erro absoluto, apenas considerado durante os 100 ms em questão.

Na Figura 3-53 é visível o desempenho dos diversos métodos na estimação de amplitude, sendo de realçar a precisão permitida pelo método DFTS.

O ADALINE é o método de estimação de frequência mais preciso, apresentando o DFTC e DFTS resultados semelhantes, apenas com erro superior durante o regime transitório, Figura 3-54. No entanto a superioridade do ADALINE não é mantida em condições de variação de frequência como evidenciado anteriormente.

Durante a perturbação o método FPBAEM apresenta erro de estimação considerável, estabilizando em cerca de 30 ms, ao passo que a estimativa do método EPLL varia com elevada frequência em redor do valor real. Face aos resultados anteriores é evidente que os métodos mais precisos são o DFTC e o DFTS.

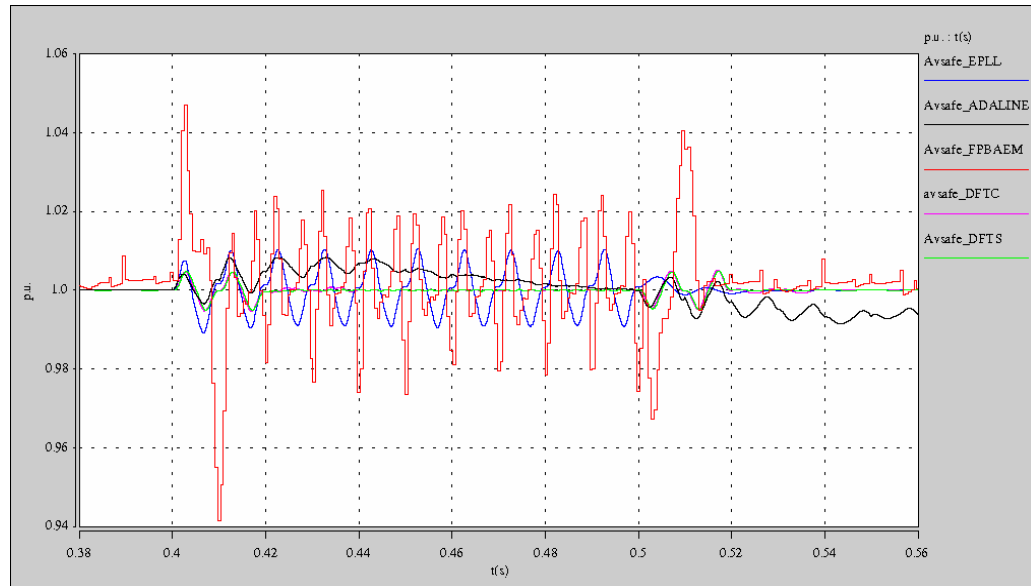


Figura 3-53 – Precisão da estimação de amplitude.

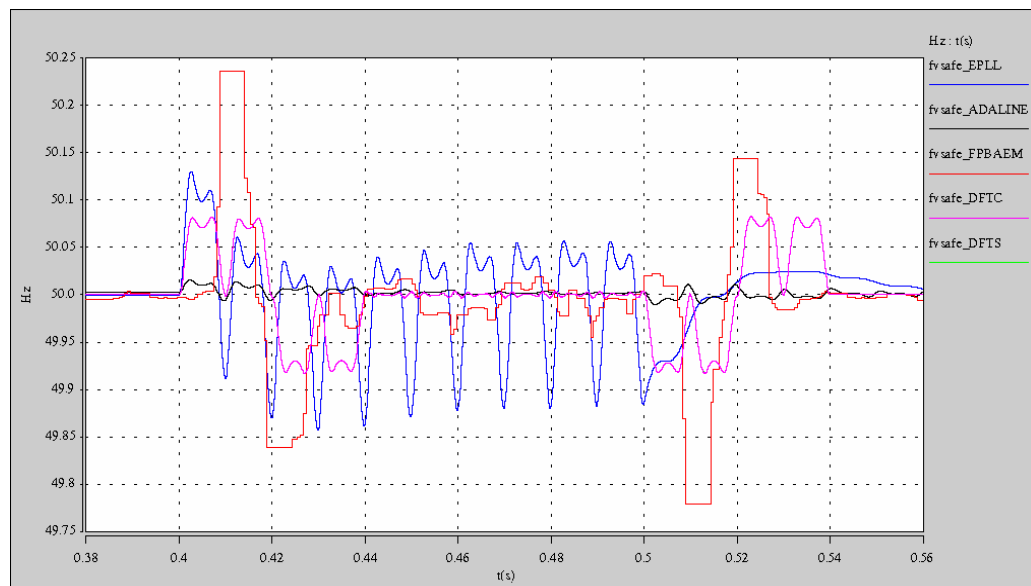


Figura 3-54 – Precisão da estimação de frequência.

3.2.2.2 CASO TRIFÁSICO

Nos testes em condições trifásicas é avaliado o desempenho do detector do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, cujo processamento se faz a partir dos componentes fundamentais individualmente extraídos das fases e respectivos componentes fundamentais desfasados 90° , estando a precisão depende da estimação testada na secção anterior.

O erro considerado nos testes é o existente entre o componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental real, disponível na simulação, e o estimado (v_{sai+} , v_{sbi+} e v_{sci+}) pelos respectivos métodos.

3.2.2.2.1 Arranque

Na presente aplicação o tempo de arranque do detector não é crítico, visto que poderá estar continuamente em funcionamento, sendo a entrada em operação do circuito de potência efectuada em regime permanente.

Considera-se que até ao instante de arranque a onda de tensão de cada fase da rede tinha amplitude nula, existindo nesse instante um degrau para as condições nominais. A Figura 3-55 e as seguintes até à Figura 3-59 ilustram o arranque dos diversos métodos sob condições nominais ideais.

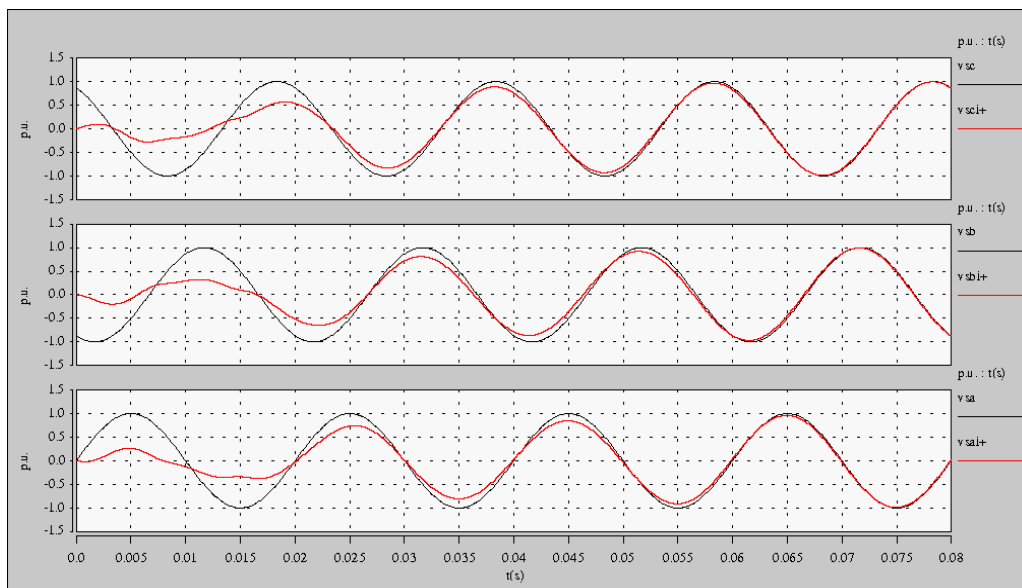


Figura 3-55 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método EPLL sob condições nominais ideais.

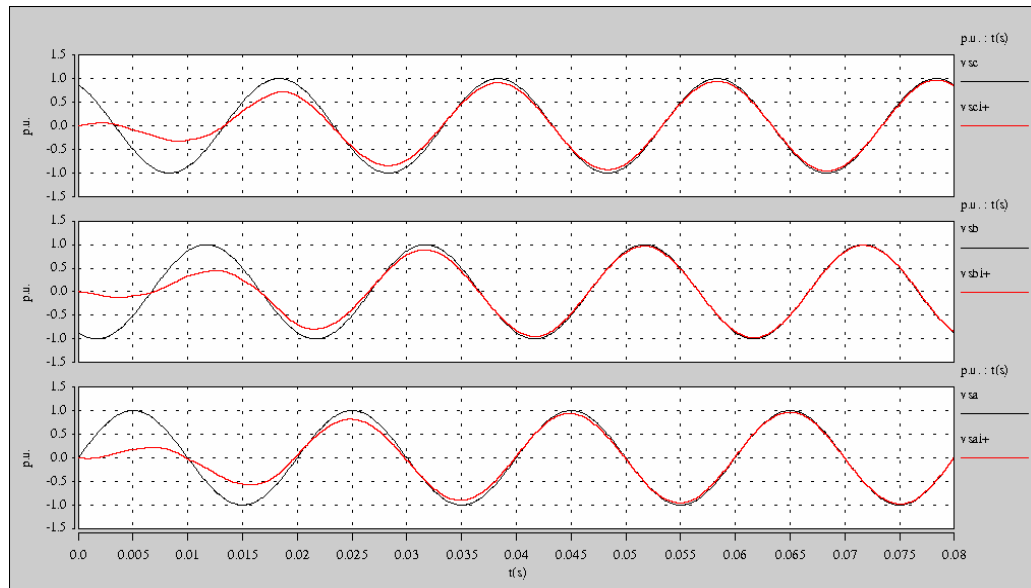


Figura 3-56 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método ADALINE sob condições nominais ideais.

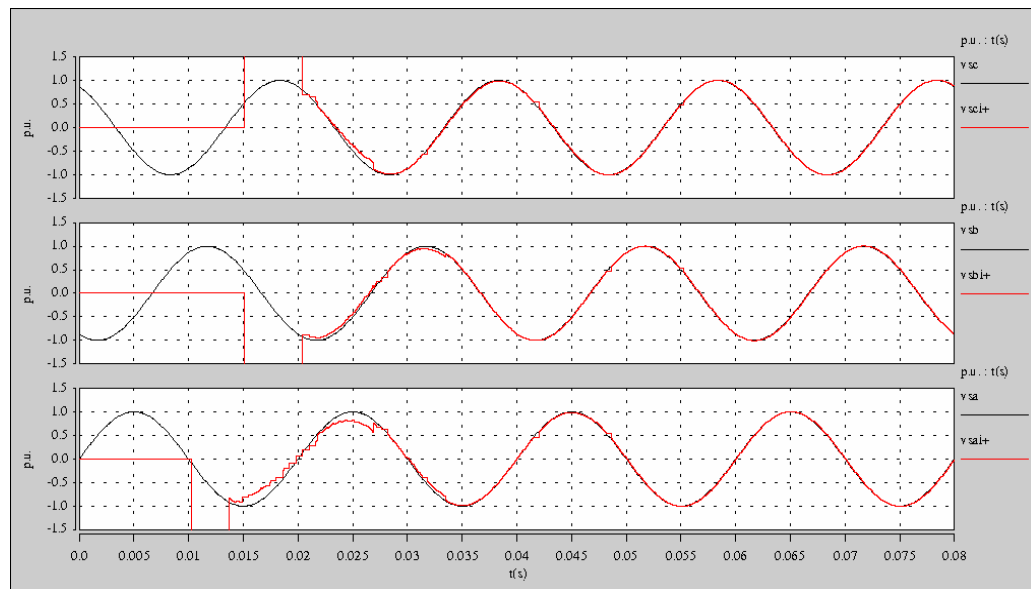


Figura 3-57 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método FPBAEM sob condições nominais ideais.

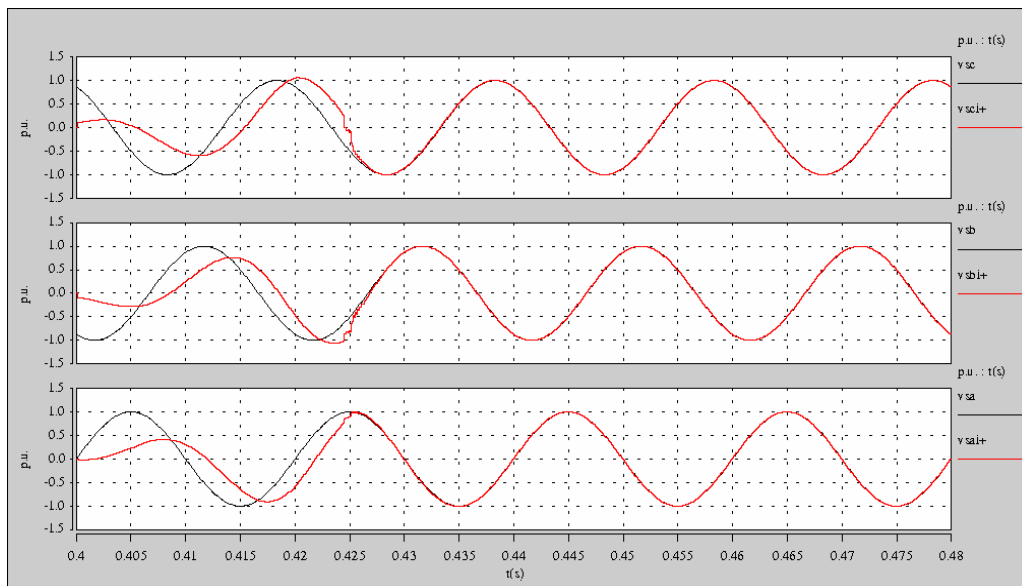


Figura 3-58 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método DFTC sob condições nominais ideais.

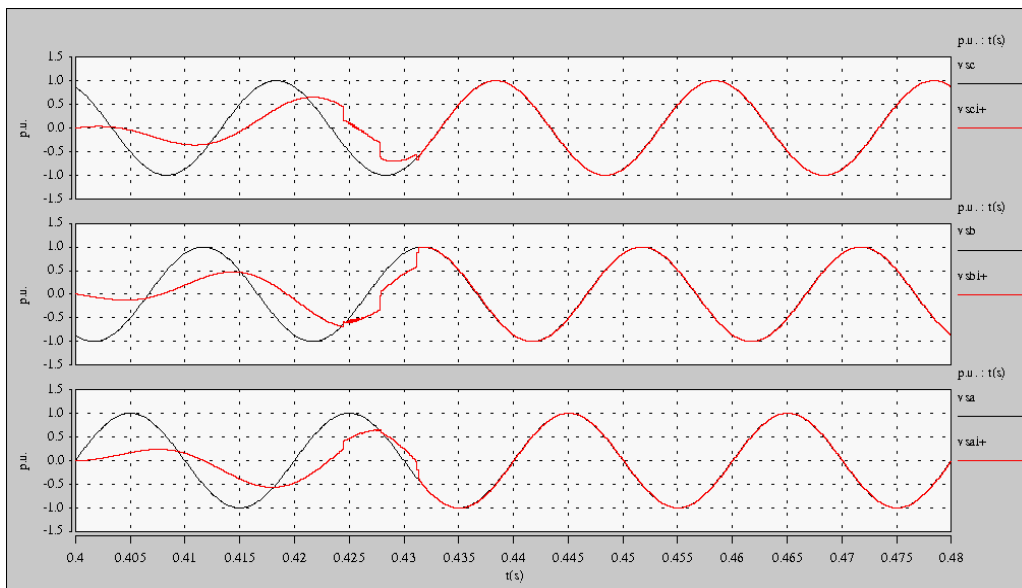


Figura 3-59 – Arranque da detecção do CSISPF pelo método DFTS sob condições nominais ideais.

As figuras anteriores ilustram a rápida convergência no arranque dos quatro métodos testados.

3.2.2.2.2 Degrau de Amplitude

As cavas de tensão duram vários ciclos do sistema de potência devido o controlador de tensão atingir o regime permanente no seguimento da tensão durante o período da falha, para permitir ganho adequado na recuperação do transitório (Jovcic 2003). Este teste permite aferir o desempenho do sistema sob condição de falha trifásica equilibrada, como ilustrado na Figura 3-60 e nas seguintes até à Figura 3-64, para o caso em que sucede uma cava de tensão de 0,5 p.u. durante 100 ms seguida do restabelecimento.

As figuras anteriores ilustram o desempenho dos diversos métodos sob uma condição de falha trifásica na estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental. Visualmente o regime transitório dos métodos é semelhante, no entanto, mediante a análise do tempo de anulação do erro na Tabela 3-3 é visível que o método ADALINE é 2 a 3 vezes mais lento que os restantes, um reflexo do inferior desempenho já registado na secção 3.2.2.1.1., ao passo que o método FPBAEM apresenta o desempenho mais rápido.

A Figura 3-65 e as seguintes até à Figura 3-69 ilustram o desempenho dos métodos perante uma sobretensão temporária na rede para o caso em que sucede uma sobretensão para a amplitude de 1,7 p.u. durante 100 ms seguida do restabelecimento, representativo de uma cava de tensão.

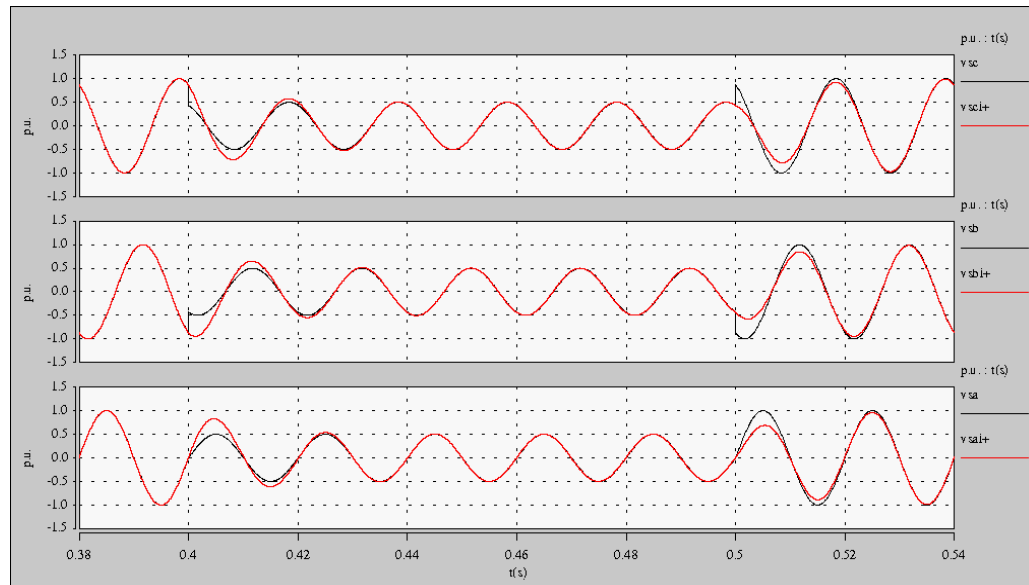


Figura 3-60 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.

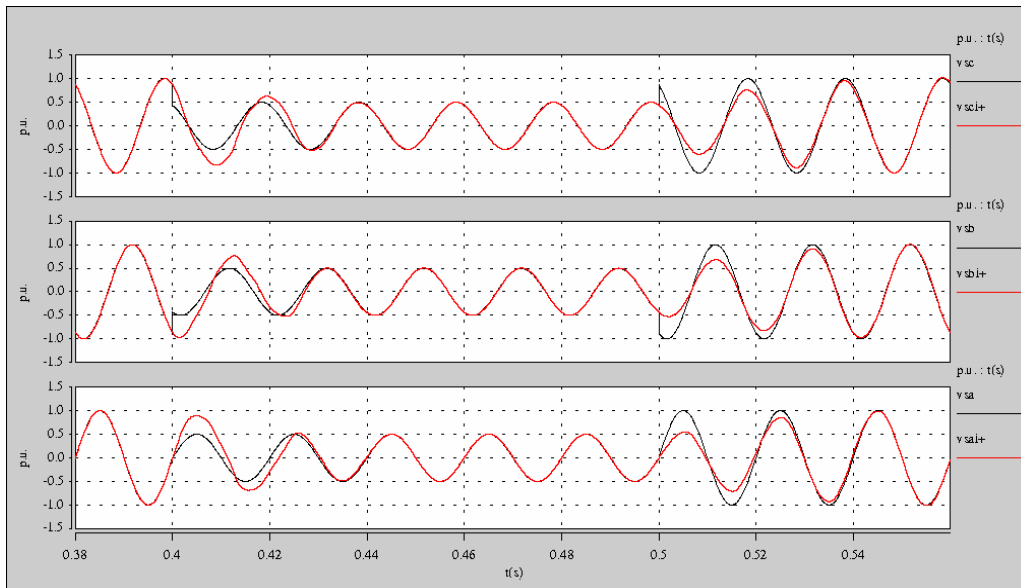


Figura 3-61 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.

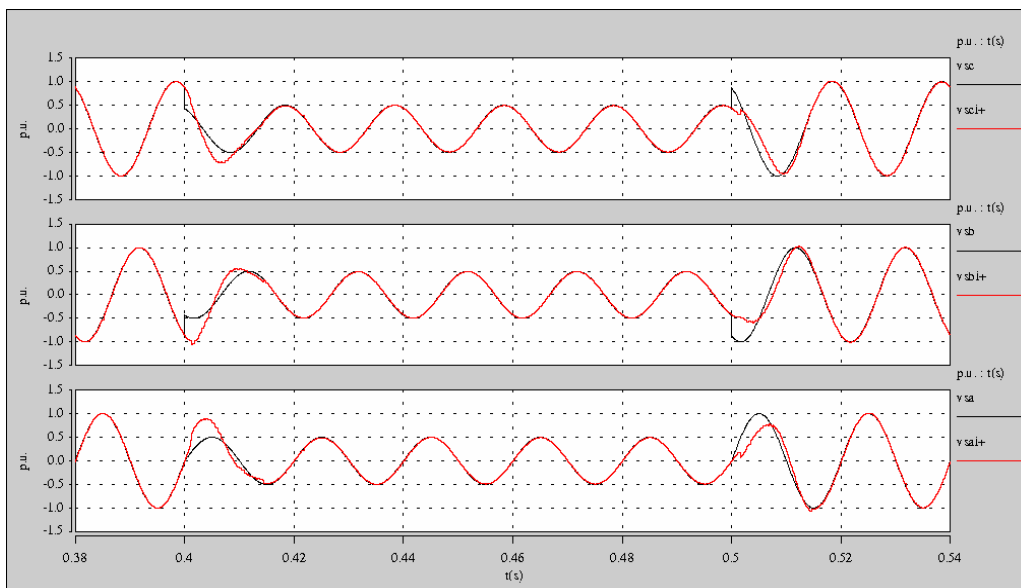


Figura 3-62 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.

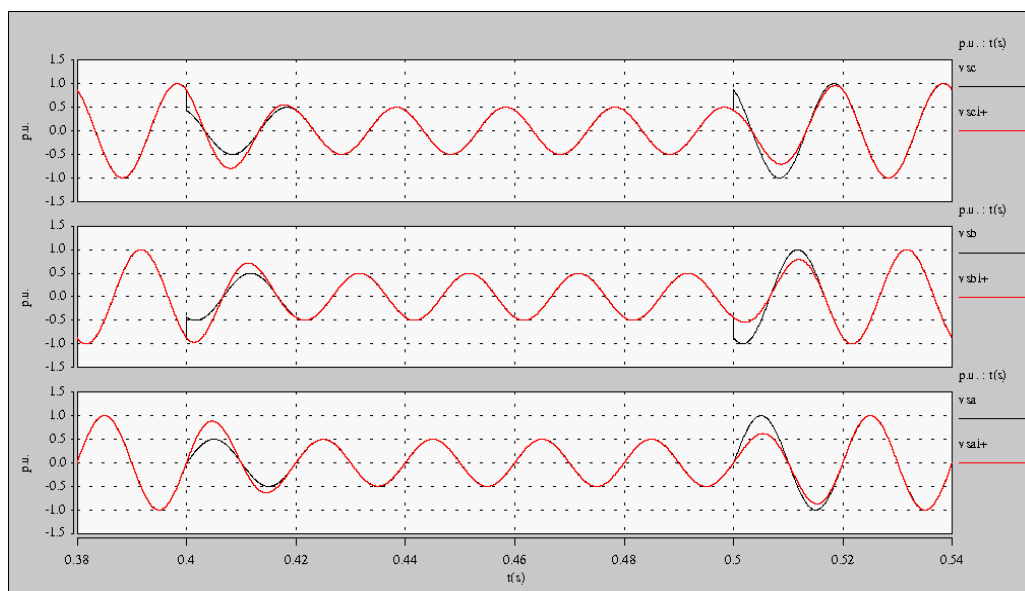


Figura 3-63 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.

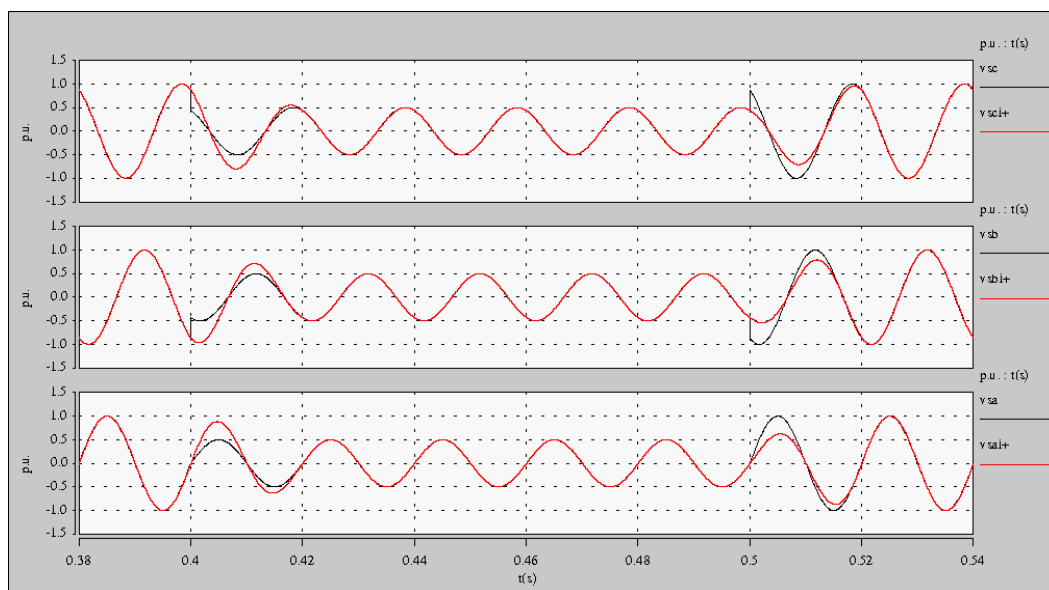


Figura 3-64 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF a uma cava de tensão.

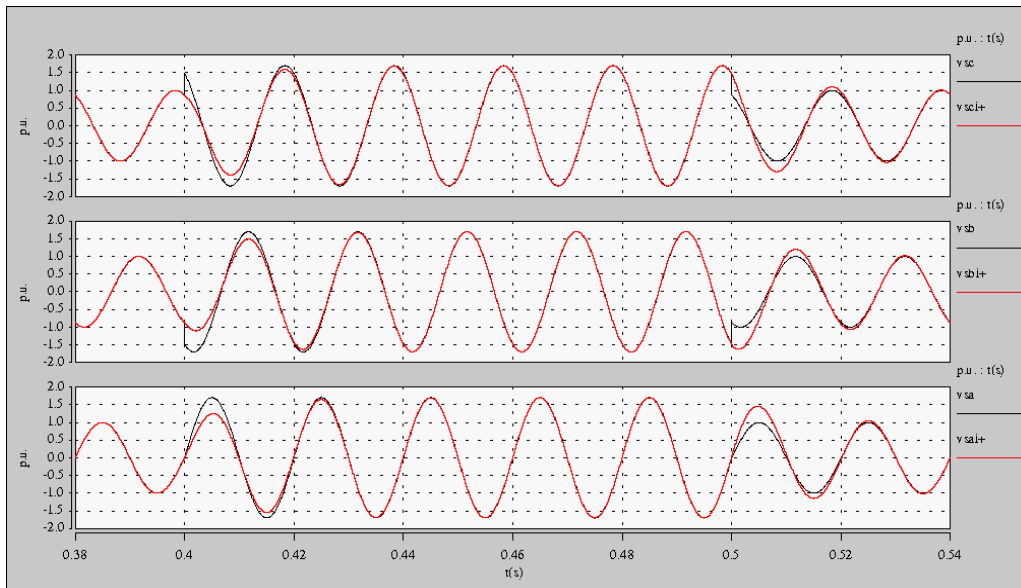


Figura 3-65 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF a uma sobretensão.

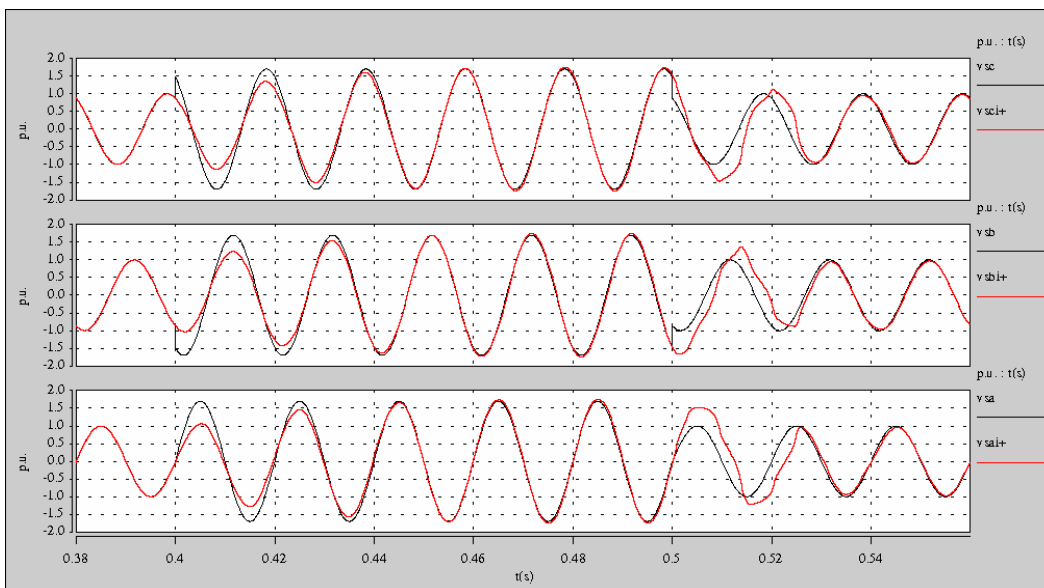


Figura 3-66 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF a uma sobretensão.

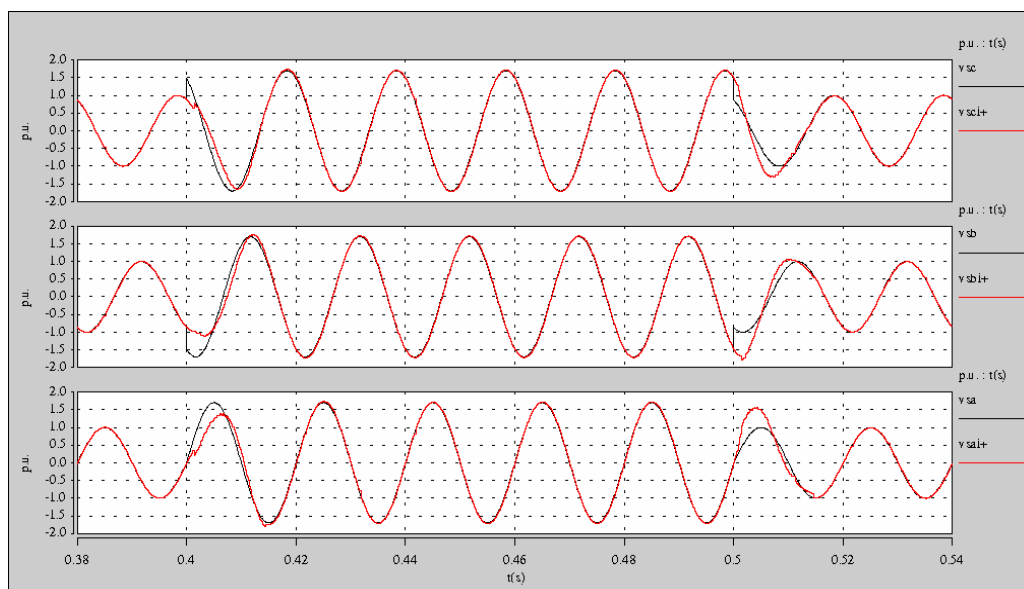


Figura 3-67 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF a uma sobretensão.

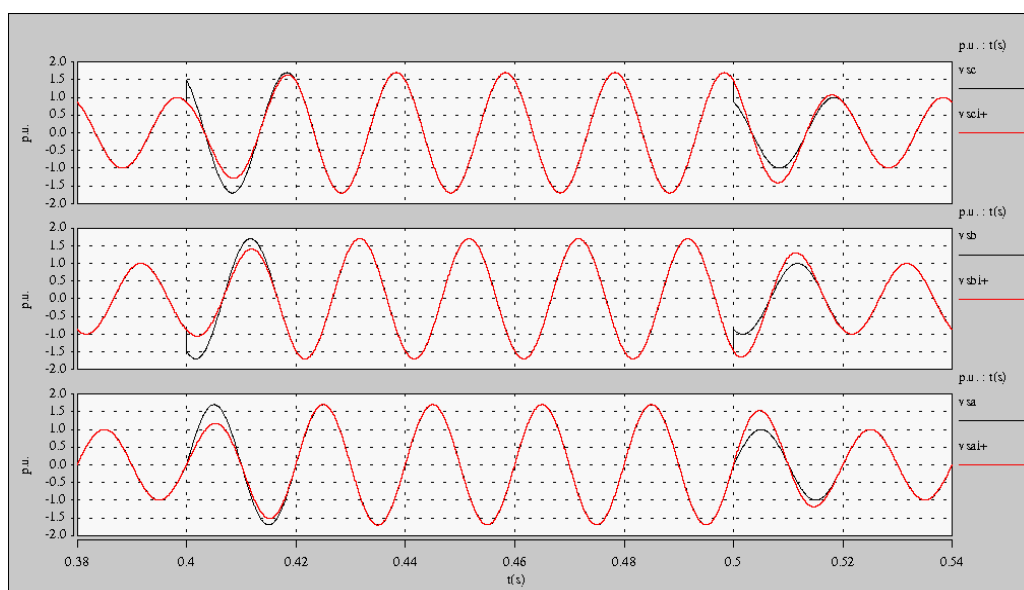


Figura 3-68 – Resposta do método DFBC na estimação do CSISPF a uma sobretensão.

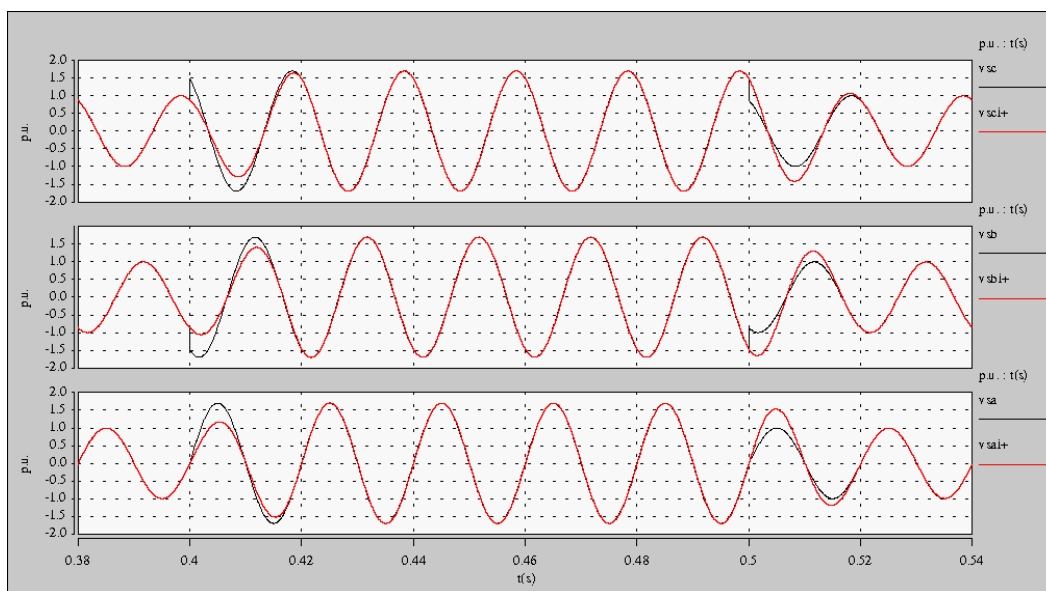


Figura 3-69 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF a uma sobretensão.

Na Figura 3-66 ilustra-se a resposta do método ADALINE a uma sobretensão, sendo visível a dificuldade de seguimento, em particular no degrau ascendente, como registado na Tabela 3-3.

3.2.2.2.3 Distorção Harmónica

Em redes eléctricas fracas a existência de distorção harmónica é comum, sendo usual a presença dos harmónicos de ordem 3, 5, 7, 11, 13, etc. A perturbação mais comprometedora para efeitos de sincronização é a imposta pelo harmónico de ordem 3. Tipicamente os harmónicos na rede eléctrica têm amplitude inferior a 1 ou 2% do componente fundamental.

Para aferir a imunidade a harmónicos dos métodos apresentados na estimação do componente fundamental e do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, foram efectuados testes sob significativa perturbação harmónica: 1) 3º harmónico homopolar com amplitude 0,3 p.u. e fase +50° relativamente à fase a , estando a resposta dos métodos patente na Figura 3-70 e nas restantes até à Figura 3-74 e, 2) perturbação devido a conteúdo multi-harmónico com amplitude 2 a 3 vezes mais severa que os limites previstos na NP EN 50160:2001 e fase +50° relativamente à fase a , para alguns harmónicos seleccionados, ilustrada na Figura 3-75 e restantes até à Figura 3-79, como resumido na Tabela 3-4.

Tabela 3-4 – Conteúdo harmónico da onda da rede eléctrica nos testes de imunidade a harmónicos (p.u.)

Ordem do Harmónico	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
NP EN 50160:2001	1	0,02	0,05	0,01	0,06	0,005	0,05	0,005	0,015	0,005	0,035	0,005	0,03
Caso 1	1	-	0,3	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
Caso 2	1	0,05	0,3	-	0,2	-	0,1	-	0,1	-	0,05	-	0,05

Os métodos ADALINE e DFT permitem reduzir a THD em cerca de 30 vezes. O método FPBAEM também garante a redução significativa da THD, como registado na Tabela 3-4, sendo possível reduzir ainda mais em caso de aumento da ordem do filtro. Não obstante as diferenças, os métodos apresentam insensibilidade ao 3º harmónico, normalmente presente na rede em muito menor valor.

A Figura 3-75 e restantes até à Figura 3-79 ilustram o caso limite de uma rede severamente contaminada com harmónicos, e permitem comparar a rejeição de harmónicos de ordem diversa conseguida pelos métodos.

Na rede eléctrica os harmónicos de ordem ímpar são normalmente dominantes, sendo o 3º harmónico aquele que normalmente apresenta maior amplitude. Se o 3º harmónico for equilibrado em cada fase, o uso das tensões compostas cancela o 3º harmónico, bem como os respectivos múltiplos.

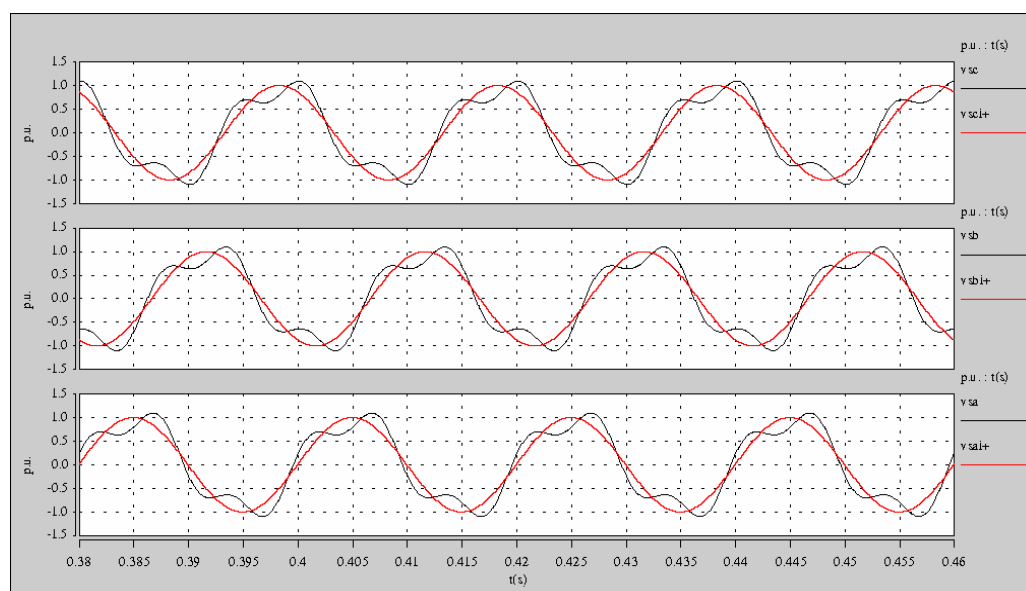


Figura 3-70 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.

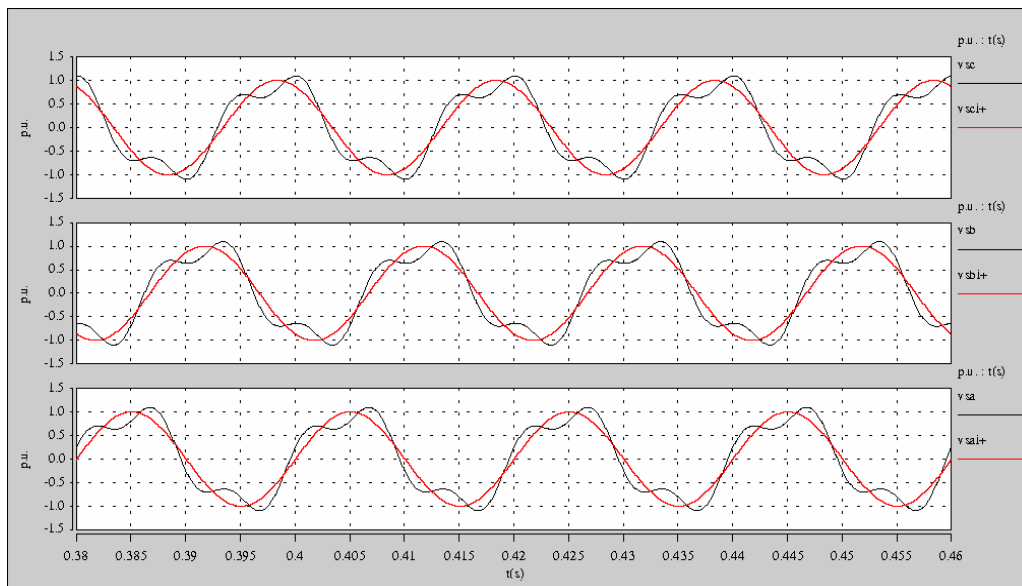


Figura 3-71 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.

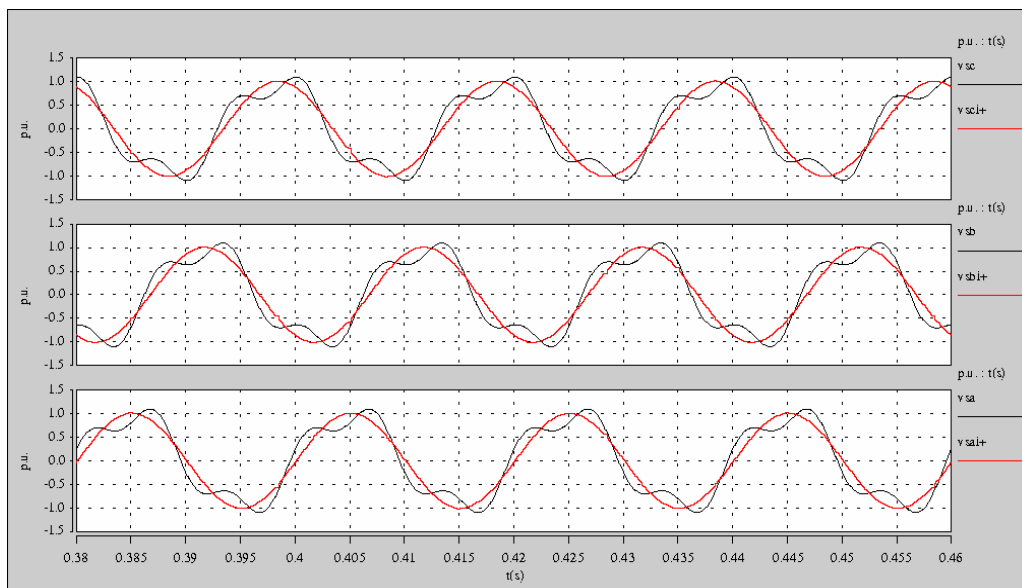


Figura 3-72 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.

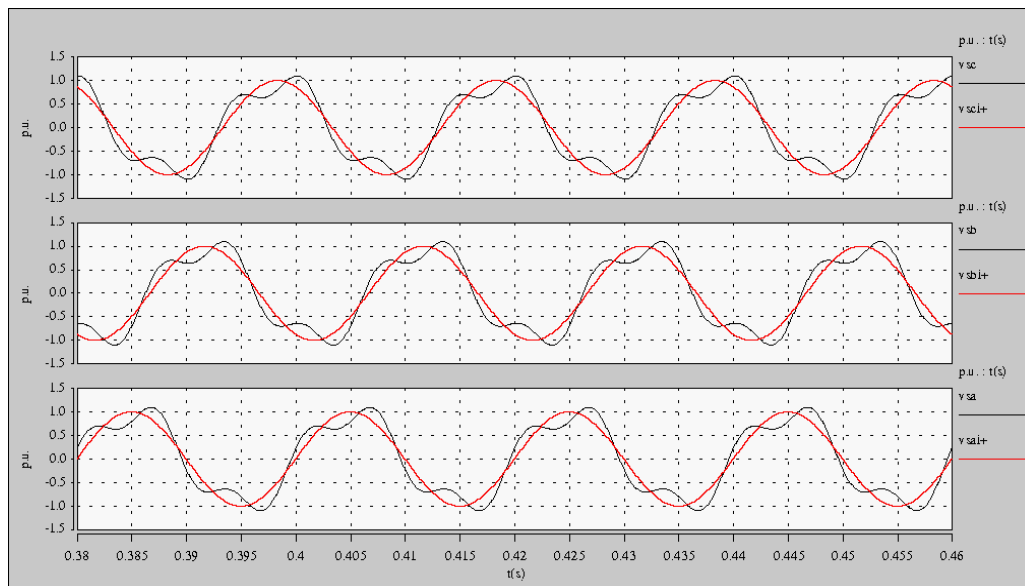


Figura 3-73 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.

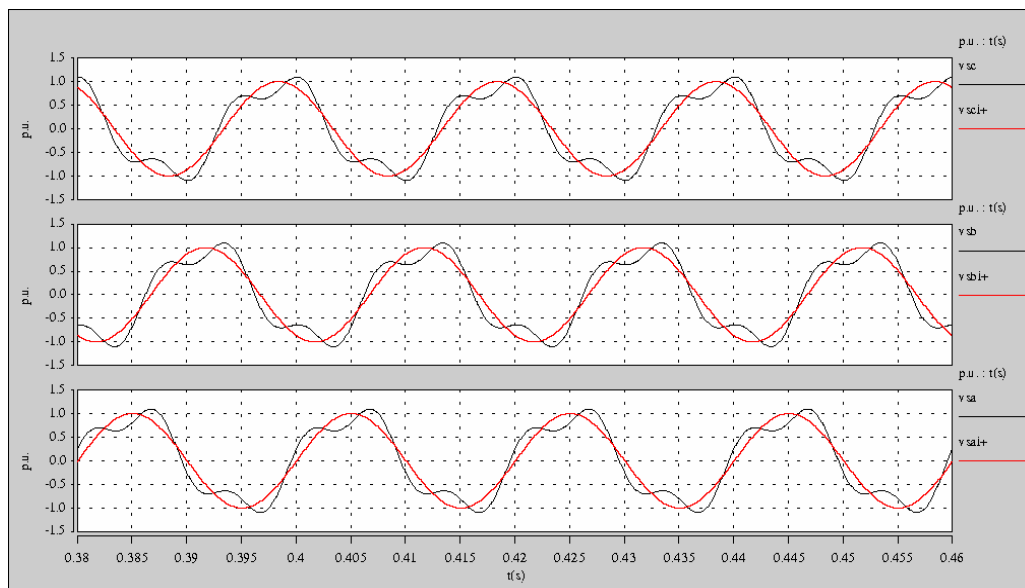


Figura 3-74 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 1.

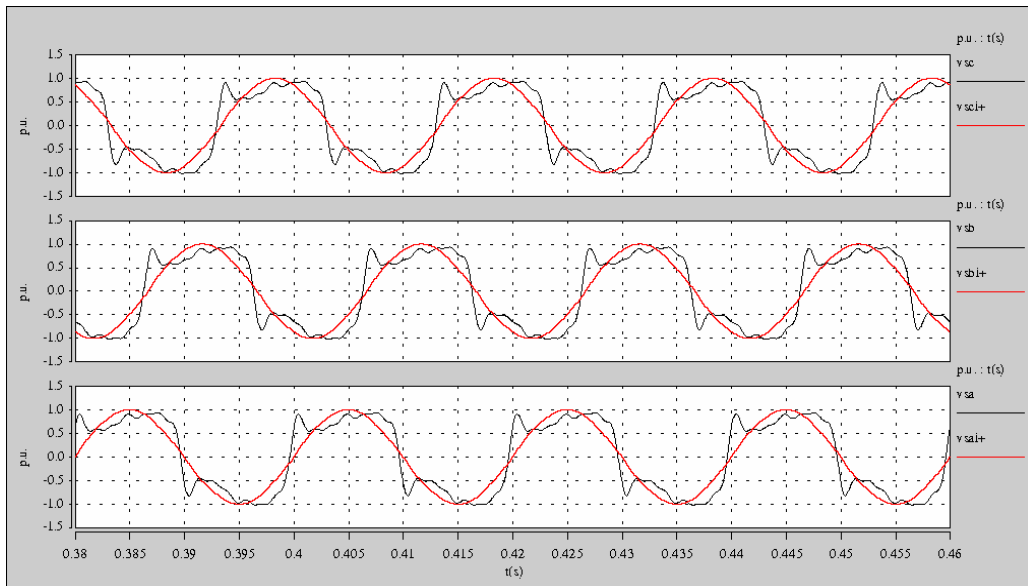


Figura 3-75 – Resposta do método EPLL na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.

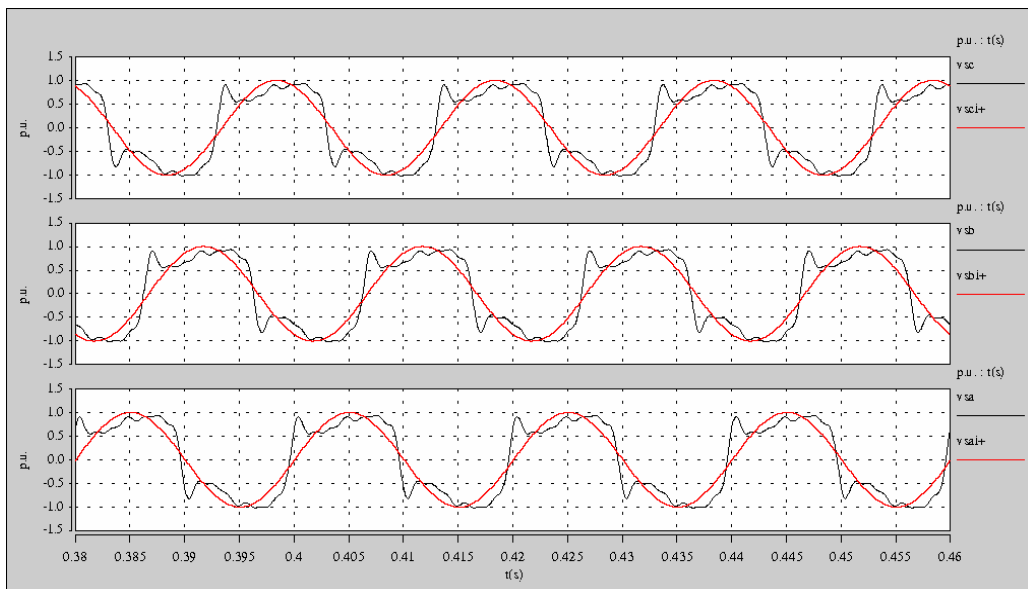


Figura 3-76 – Resposta do método ADALINE na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.

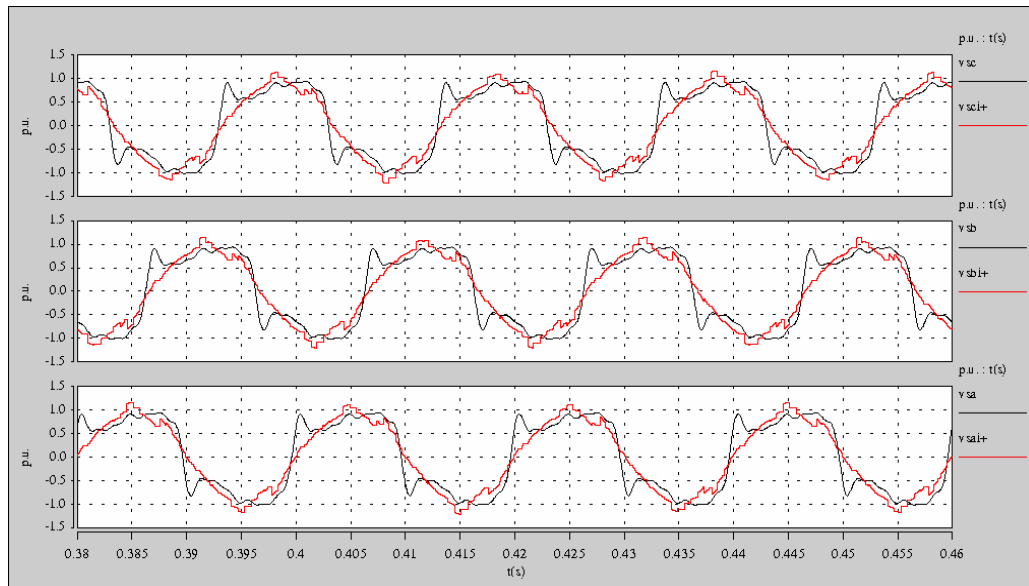


Figura 3-77 – Resposta do método FPBAEM na estimação do CSISPF sob a distorção harmônica do caso 2.

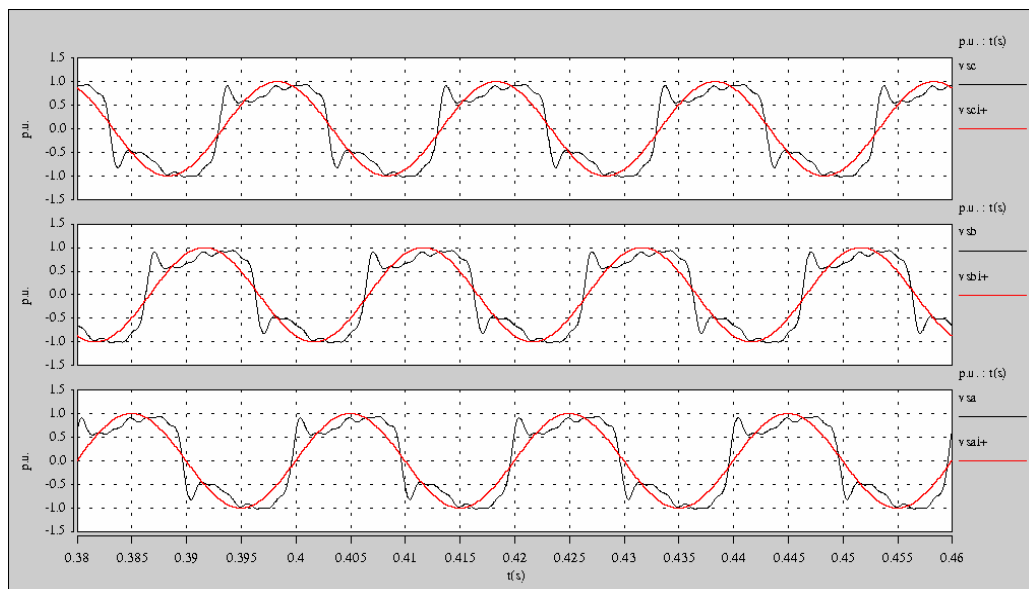


Figura 3-78 – Resposta do método DFTC na estimação do CSISPF sob a distorção harmônica do caso 2.

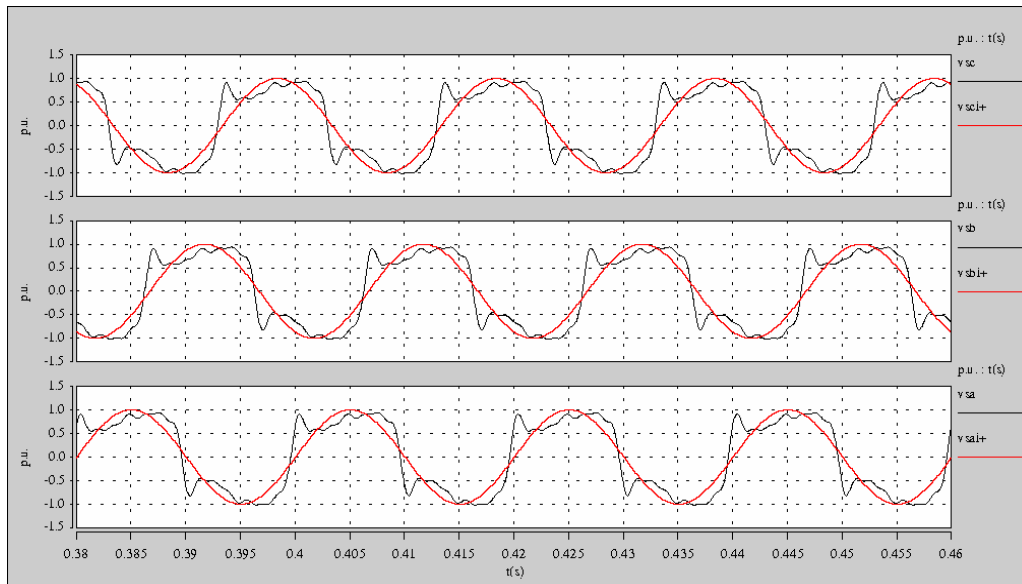


Figura 3-79 – Resposta do método DFTS na estimação do CSISPF sob a distorção harmónica do caso 2.

A generalidade dos métodos apresenta bom desempenho na presença de harmónicos da rede excepto o método FPBAEM, ainda que o conteúdo harmónico do teste seja muito mais severo do que o admissível na rede eléctrica. O respectivo desempenho pode ser melhorado alterando as características do filtro passa-banda.

3.2.2.2.4 Desequilíbrio

Para testar o desempenho do sistema sob condições de desequilíbrio são experimentadas duas condições de falha assimétrica:

Caso 1 - é simulada uma típica falha entre fases: a amplitude da fase *b* diminui para 50 % do valor nominal sucedendo um degrau de fase de $+15^\circ$, ao passo que na fase *c* ocorre também uma diminuição de amplitude para 50 % do valor nominal mas um degrau de fase de -15° .

Caso 2 – é simulada uma falha com base na recomendação IEEE 1159.2 com degraus de fase severos nas fases *b* e *c* de um sistema com 3 fases e neutro, mas com ausência de conteúdo harmónico.

A condição de falha do caso 1 não implica a existência de sequência nula, mesmo que esteja presente neutro, ao passo que a condição de falha do caso 2 implica que exista neutro pois existe sequência nula. A falha do caso 1 e do caso 2 poderiam suceder em sistemas trifásicos com neutro; no entanto, a falha do caso 2 não poderia suceder num sistema trifásico sem neutro.

A tabela 5 resume as condições dos dois casos de falha assimétrica testados e ilustrados nas figuras seguintes para os diversos métodos.

Tabela 3-5 – Tensões de alimentação da rede eléctrica sob condições de falha assimétrica (Fonte: (Lee, Kim et al. 2004))

	Situação		
	Normal	Falha	
		Caso 1	Caso 2
V_{sa}	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$	$1\angle 0^\circ$
V_{sb}	$1\angle -120^\circ$	$0,5\angle -135^\circ$	$0,1\angle -175^\circ$
V_{sc}	$1\angle +120^\circ$	$0,5\angle +135^\circ$	$0,5\angle +100^\circ$

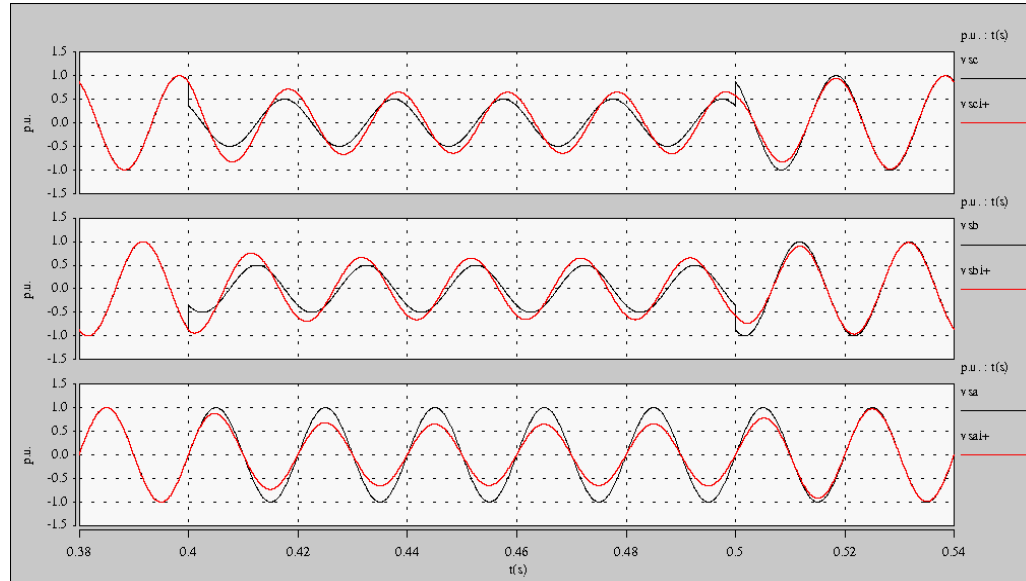


Figura 3-80 – Resposta do método EPLL ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.

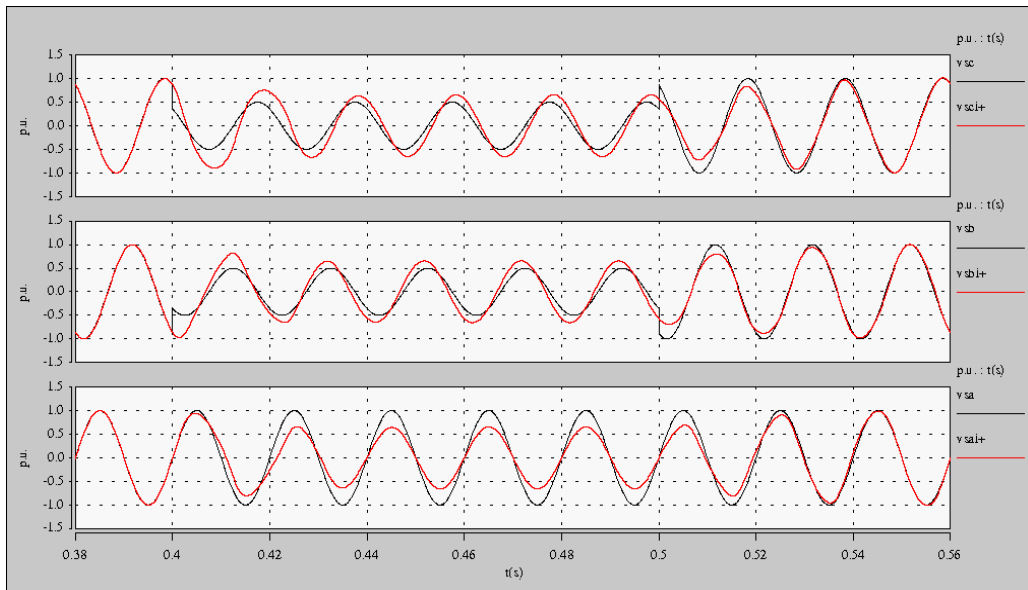


Figura 3-81 – Resposta do método ADALINE ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.

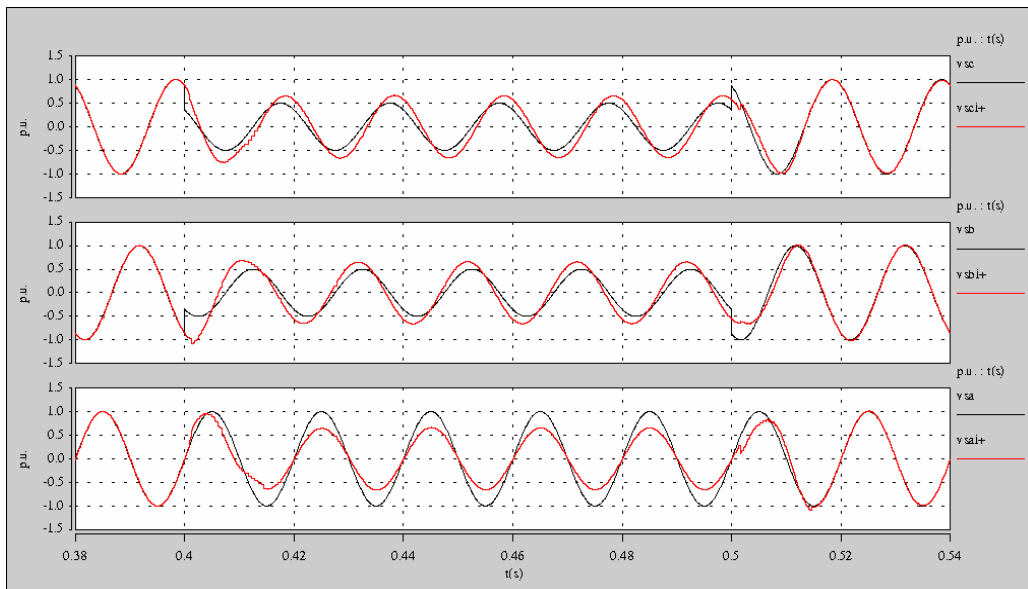


Figura 3-82 – Resposta do método FPBAEM ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.

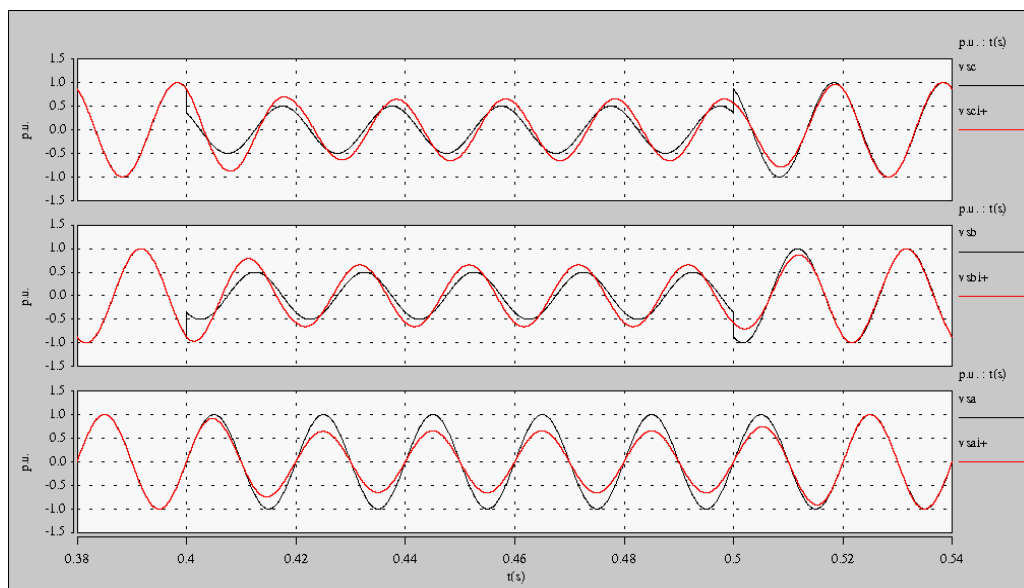


Figura 3-83 – Resposta do método DFTC ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.

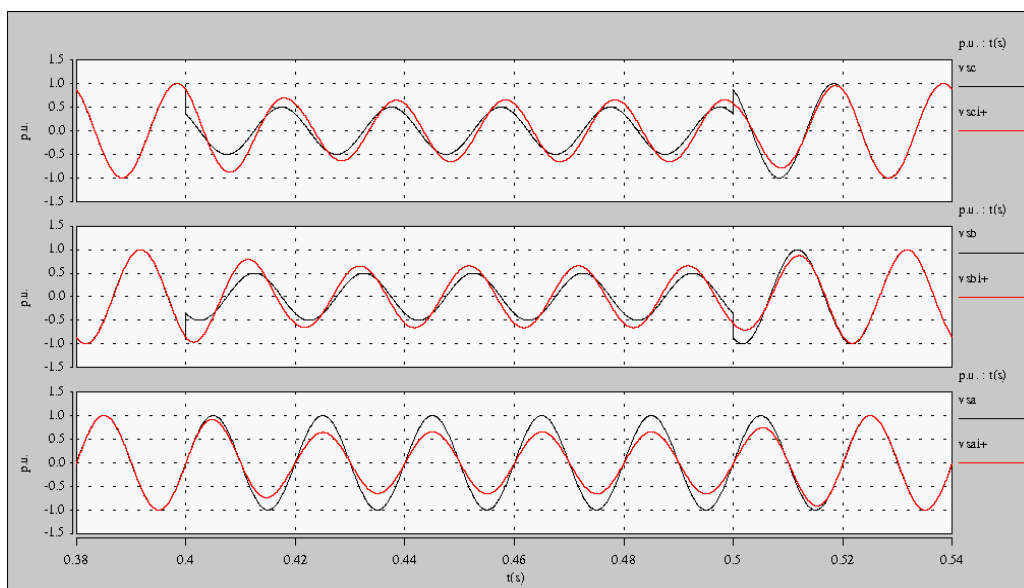


Figura 3-84 – Resposta do método DFTS ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 1.

Os resultados ilustram a equivalência entre as ondas obtidas pelos quatro métodos após o regime transitório. O regime transitório do método ADALINE é, no entanto, diversas vezes mais lento do que o dos restantes métodos.

Os resultados obtidos para as condições de falha assimétrica bifásica dos casos 1 e 2, em conjunto com os

resultados obtidos para as falhas trifásicas equilibradas, permitem concluir que a duração dos regimes transitórios está dependente do tipo de falha. No entanto, a relação entre as durações dos regimes transitórios dos diversos métodos mantém-se, independentemente do tipo de falha.

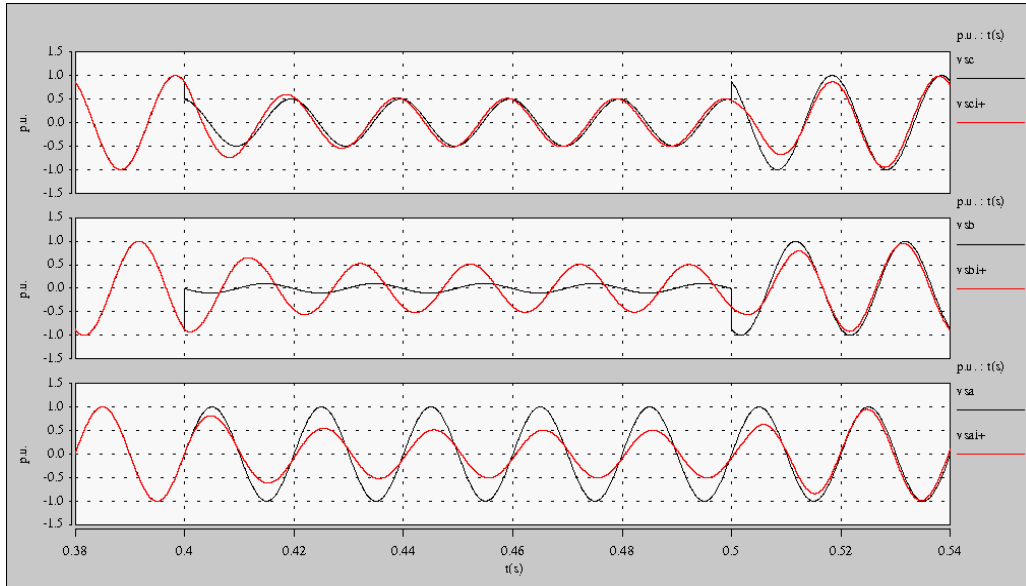


Figura 3-85 – Resposta do método EPLL ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.

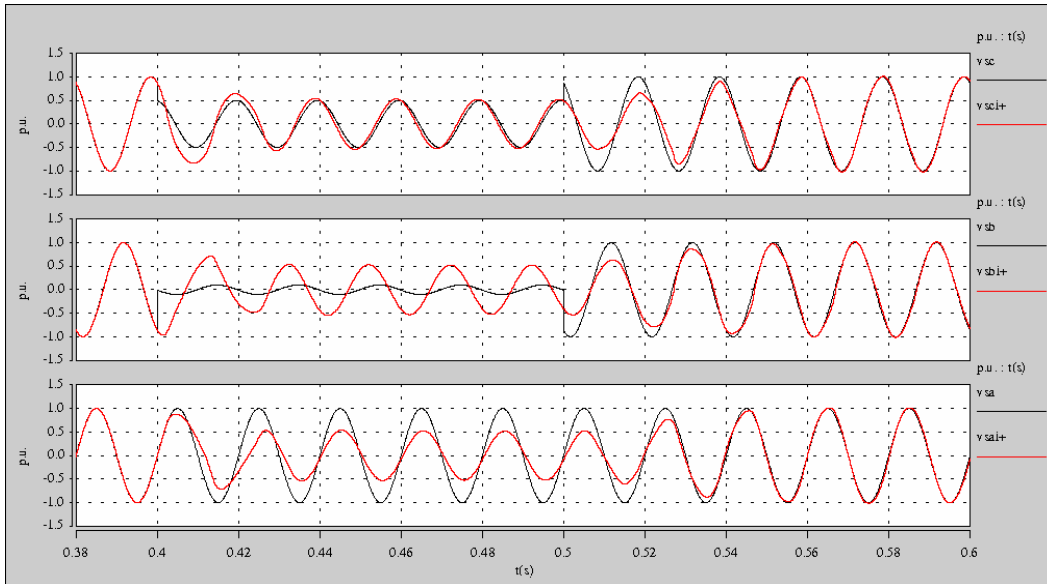


Figura 3-86 – Resposta do método ADALINE ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.

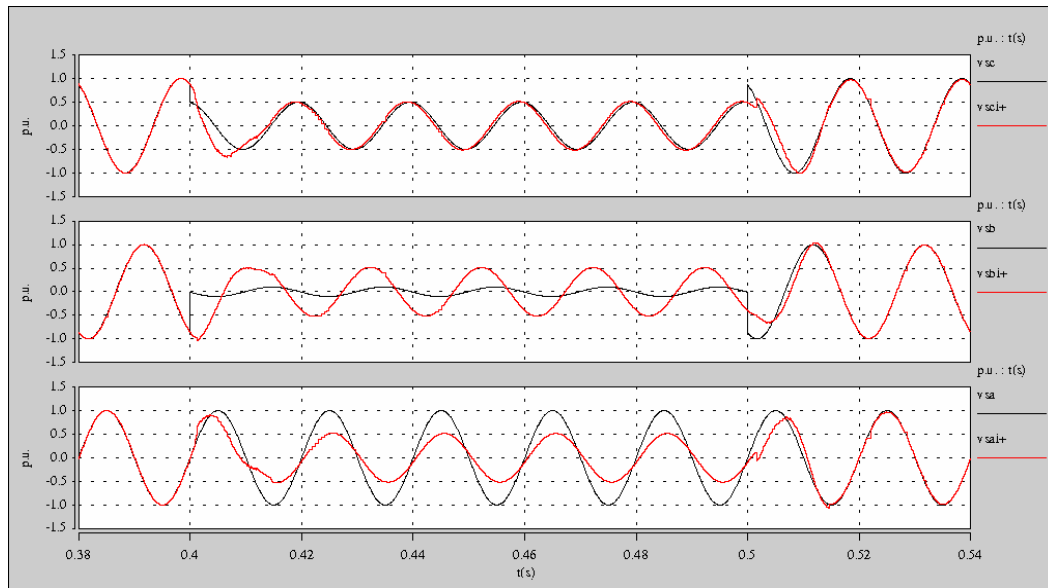


Figura 3-87 – Resposta do método FPBAEM ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.

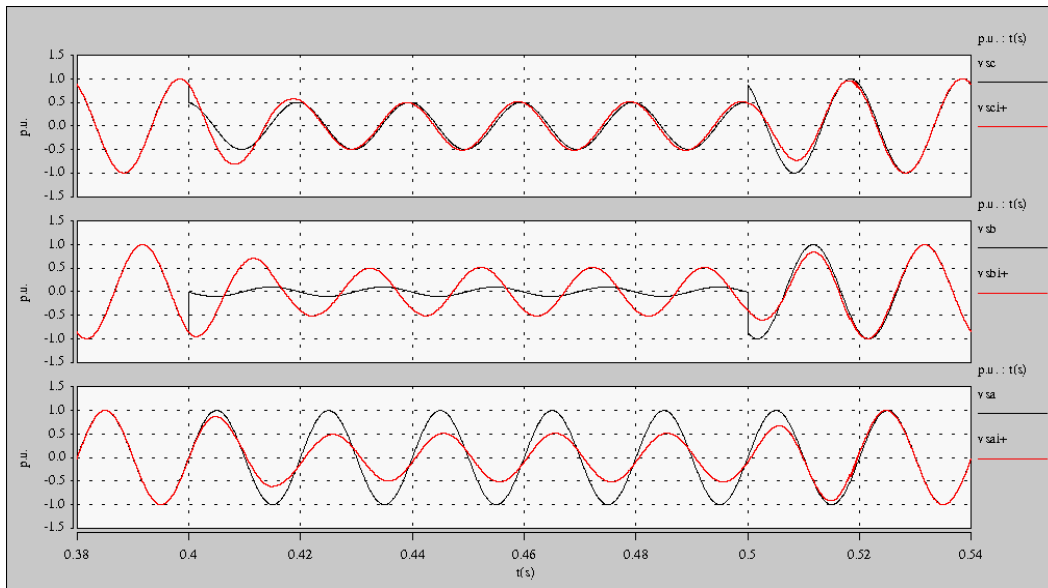


Figura 3-88 – Resposta do método DFTC ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.

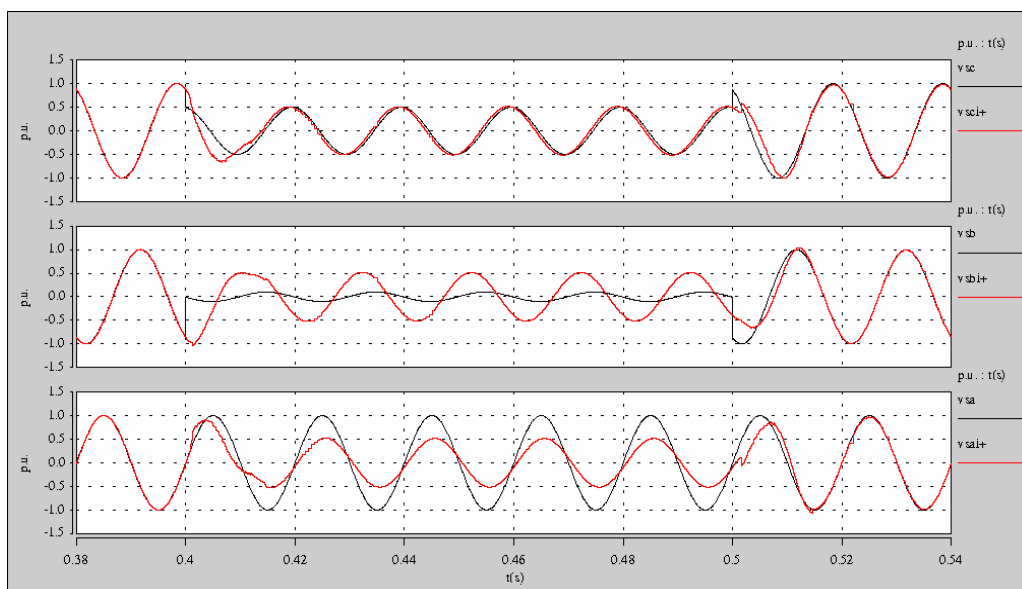


Figura 3-89 – Resposta do método DFTS ao desequilíbrio da falha assimétrica do caso 2.

3.2.2.2.5 Picos e Notches

Para testar o desempenho do sistema perante ondas de tensão de alimentação corrompidas por picos e cortes foi aplicada à entrada do detector a onda de tensão de um sistema trifásico com uma carga PD3, e grupos de condensadores em estrela e em triângulo em comutação cíclica, com impedância tal que implique distorção na onda de tensão.

As figuras seguintes ilustram os resultados obtidos.

A totalidade dos métodos apresenta imunidade à existência de picos e cortes na onda da rede. O método FPBAEM é o mais vulnerável, apresentando uma THD superior no componente fundamental extraído, cerca de 6,8%. Este valor poderia ser diminuído mediante o incremento da ordem do filtro. Os métodos DFTS; DFTC e ADALINE permitem o melhor desempenho, 0,9 %.

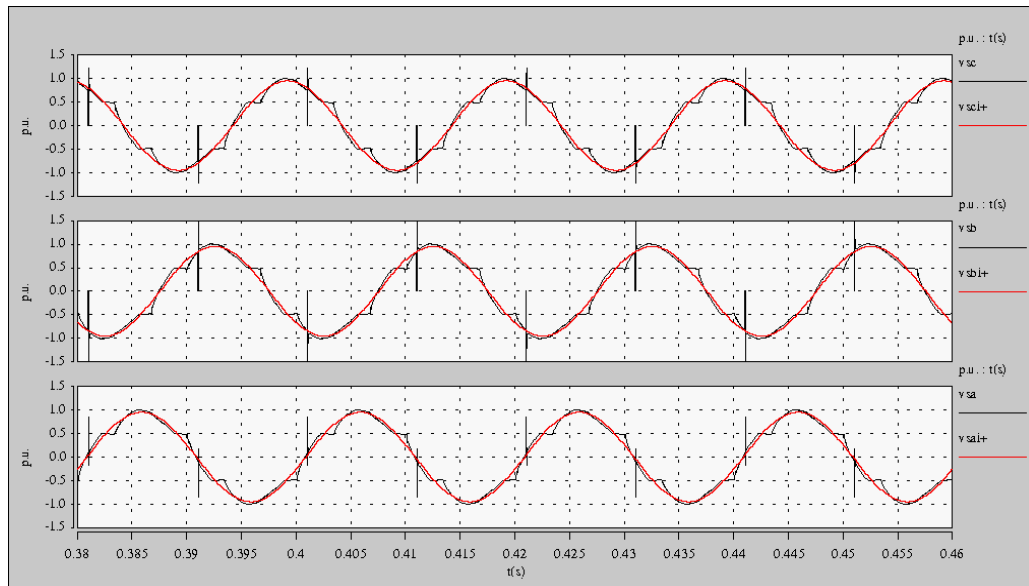


Figura 3-90 – Resposta do método EPLL sob presença de picos e cortes.

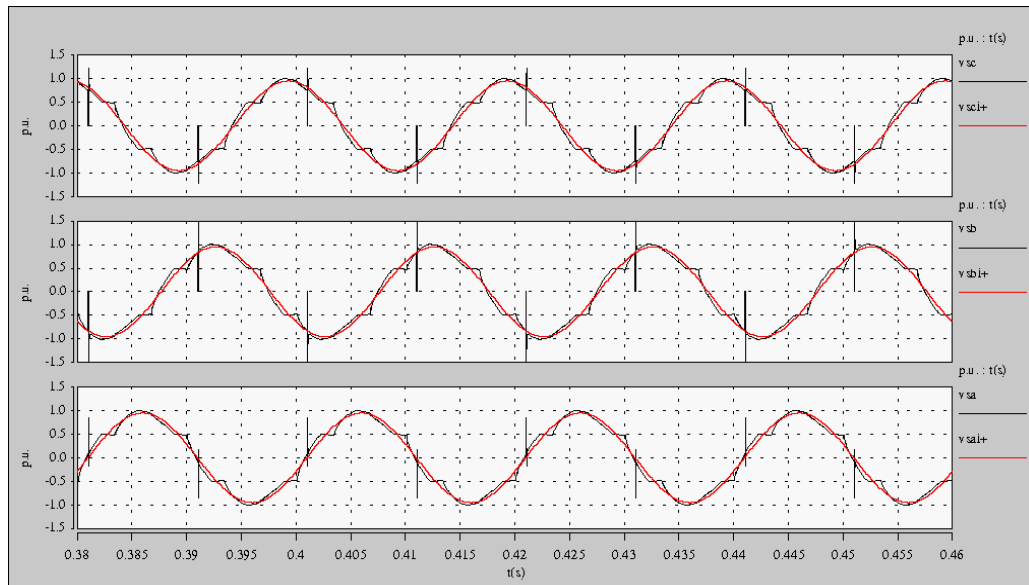


Figura 3-91 – Resposta do método ADALINE sob presença de picos e cortes.

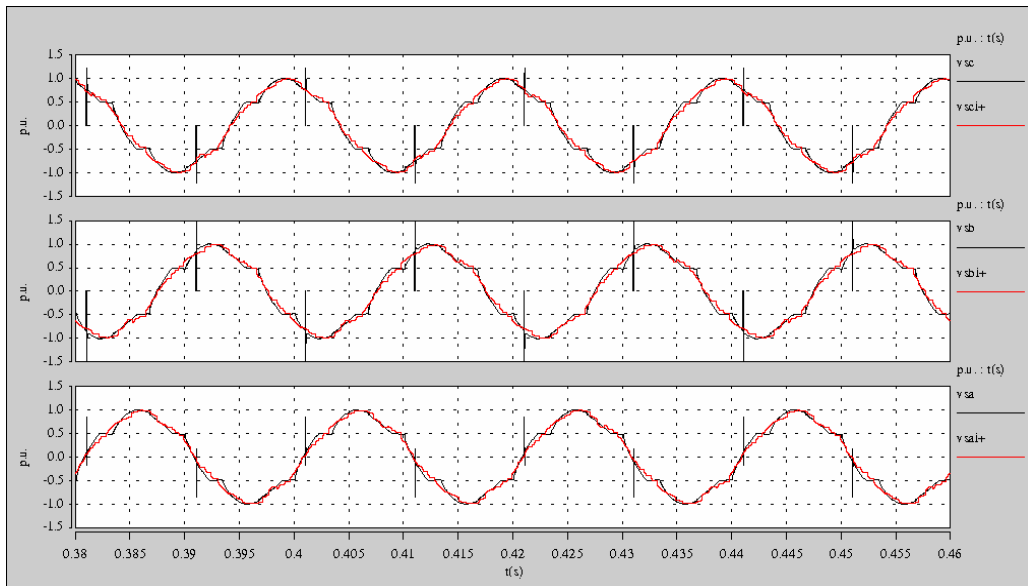


Figura 3-92 – Resposta do método FPBAEM sob presença de picos e cortes.

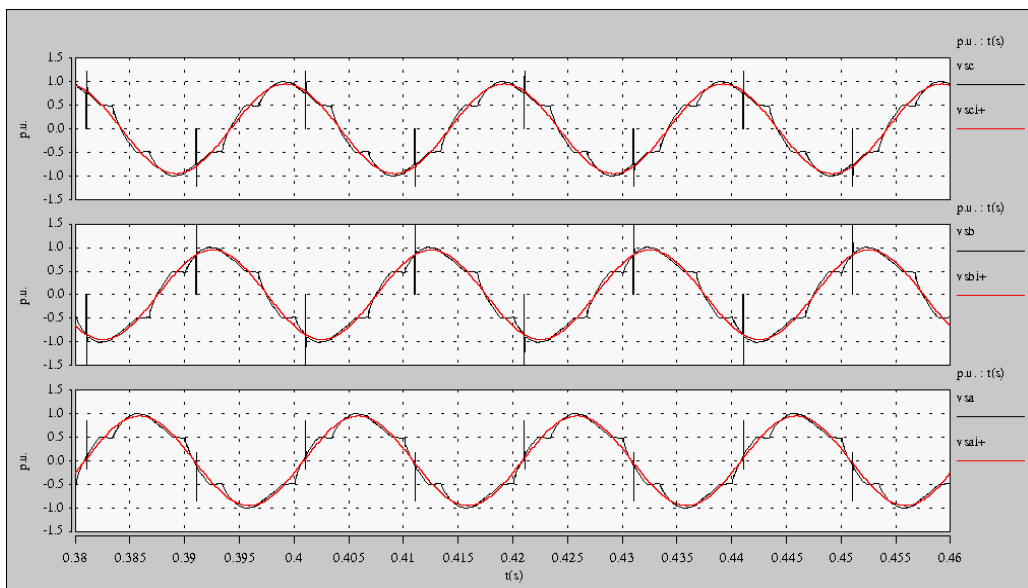


Figura 3-93 – Resposta do método DFTEC sob presença de picos e cortes.

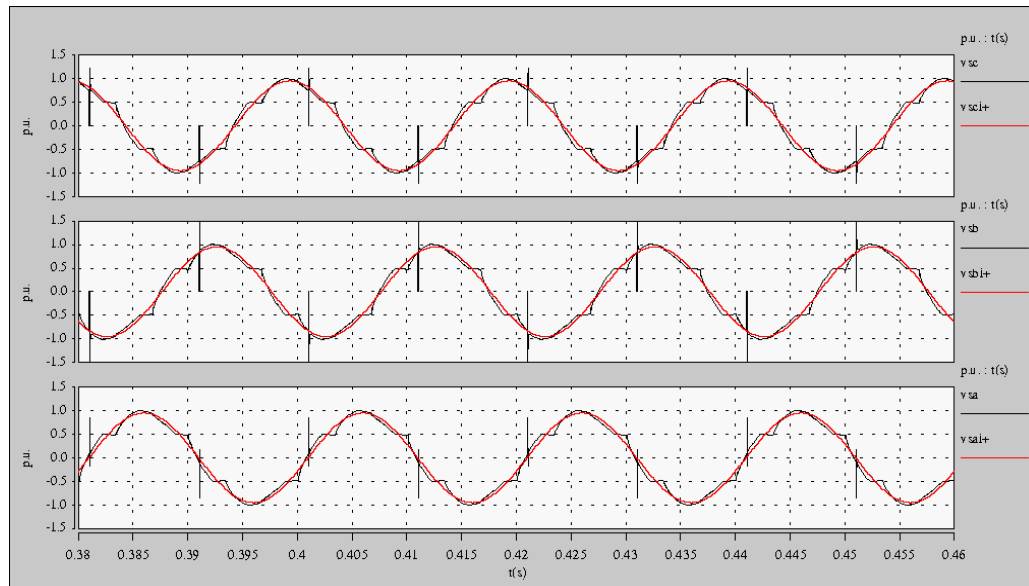


Figura 3-94 – Resposta do método DFTS sob presença de picos e cortes.

3.3 COMPARAÇÃO DOS MÉTODOS

A estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental é necessária para aplicações de condicionamento de potência, em particular para compensação de desequilíbrios. Consoante as aplicações poderá ser útil dispor também do componente fundamental e de informação quanto à amplitude, fase e frequência da onda da rede eléctrica.

No presente capítulo foram estudados diversos métodos de obtenção destes parâmetros da onda da rede eléctrica, de entre os quais quatro foram implementados e testados exaustivamente.

Todos os métodos, com excepção do ADALINE, apresentam resultados que indiciam aplicabilidade em sistemas reais que exijam sincronização, detecção de passagem por zero, detecção de frequência e fasor e estimação de frequência fundamental.

O método ADALINE implica o estabelecimento de um compromisso no desempenho em condições de variação de amplitude e variação de frequência, o que pode inviabilizar a aplicabilidade em redes fracas, nas quais existam amplas variações de frequência.

O método menos exigente computacionalmente é o EPLL, pela sua simplicidade estrutural, pelo que será o método preferencial para aplicações de baixo custo ou quando não haja disponibilidade computacional.

O método FPBAEM apresenta excelente dinâmica e pode ser usado preferencialmente em redes fortes, visto

que o processo de adaptação em condições de variação de frequência é relativamente longo. A imunidade a harmónicos, picos e cortes pode ser melhorada incrementando a ordem do filtro.

Os métodos DFTC e DFTS caracterizam-se por boa dinâmica. O método DFTS apresenta excelente precisão, bem como imunidade a ruído, harmónicos, picos e notches e, não obstante o esforço computacional que exige, é implementável sendo o método preferencial.

CAPÍTULO 4

Conversor de Potência e Comando

4.1 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DE POTÊNCIA

Os semicondutores de potência controlados convencionais, tirístores, apenas têm capacidade de comando na entrada em condução, dependendo a saída de condução da anulação da corrente e das condições do circuito e da rede. Semicondutores do tipo GTO (*Gate Turn-Off Thyristor*), IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*), IGCT (*Insulated Gate-Commutated Thyristor*) permitem o corte e a entrada em condução controlada. São mais caros e possuem perdas superiores aos tirístores, no entanto, permitem implementar topologias de conversores que resultam em custos globais inferiores e ganhos de desempenho. Os tirístores permitem implementar conversores de comutação natural e os restantes semicondutores, com capacidade de comando da saída de condução, conversores de comutação forçada. Comparativamente, os conversores de comutação natural necessitam de uma fonte AC ligada ao conversor para consumo de potência reactiva, a qual deve suportar falhas de comutação ocasionais no modo de operação como inversor. Perante as diferenças supra-referidas, os conversores preferenciais para aplicação em sistemas FACTS serão do tipo comutação forçada, excepto se for necessário consumir potência activa e simultaneamente converter potência activa.

Para implementação de controladores FACTS baseados em conversores de comutação forçada, portanto com capacidade de corte de condução controlado, existem dois tipos principais de conversores: os inversores de tensão e os inversores de corrente. No inversor de tensão a tensão unidireccional do condensador do barramento DC surge no barramento AC como uma tensão alternada, fruto da comutação sequencial dos semicondutores do conversor, sendo possível variar a respectiva amplitude e fase relativamente à tensão da rede para algumas topologias de conversor. A reversibilidade de potência é possível por inversão da corrente e não da tensão. Quando no barramento DC não existe uma fonte, mas apenas um condensador, apenas haverá troca de potência reactiva, ficando o trânsito de potência activa limitado à capacidade do condensador. No caso do inversor de corrente, a corrente surge com magnitude e fase variável no barramento AC por comutação sequencial dos semicondutores de potência do conversor, ocorrendo reversibilidade de potência por inversão de tensão e não corrente.

Os conversores baseados em tirístores, desprovidos de comando de corte de condução, de comutação natural, apenas podem ser controlados em corrente, permitindo implementar inversores de corrente, ao passo que conversores baseados em dispositivos com comando de corte de condução, de comutação forçada, podem ser de qualquer tipo, permitindo implementar inversores de corrente ou de tensão.

O inversor de tensão tem sido preferido ao inversor de corrente devido aos menores custos de implementação (Hingorani e Gyugyi 1999), sendo portanto o tipo de conversor abordado de agora em diante.

Os conversores de potência do tipo inversores de tensão são a base de controladores FACTS como o STATCOM, SSSC, o UPFC e o IPFC. No entanto, actualmente, ainda existem limitações de disponibilidade

de inversores de elevada potência, baixo custo e elevado desempenho devido a: 1) limitações dos semicondutores de potência, que tipicamente suportam uma tensão de 3 a 6 kV, muito abaixo do desejável, sendo necessário recorrer a ligações em série, preferencialmente numa estrutura que maximize a possibilidade de comando dos semicondutores individualmente para maior controlabilidade da magnitude de tensão e supressão de harmónicos; 2) limitações de frequência, pelas excessivas perdas de condução e de comutação (Soto e Green 2002).

Há dois tipos principais de conversores de elevada potência a destacar: multipulso e multinível, que serão resumidamente descritos a seguir.

4.1.1 CONVERSORES MULTIPULSO

Os conversores multipulso consistem no agrupamento de unidades simples, denominadas unidades de seis pulsos, cada uma fornecendo uma quota-parte da potência aparente total do conversor, que produzem uma onda de tensão ou corrente quase-quadrada trifásica, combinadas por transformadores desfasadores de isolamento.

O aumento no número de unidades de seis pulsos N_p permite reduzir a distorção da onda gerada mediante cancelamento de harmónicos. Cada unidade de seis pulsos gera uma onda quase-quadrada desfasada relativamente à necessária para a saída final, ao passo que os transformadores desfasadores alinham os componentes fundamentais correspondentes, sendo possível combinar os desfasamentos das ondas geradas pelas unidades com os desfasamentos dos transformadores com o objectivo de cancelar harmónicos. Como regra geral, combinar N_p unidades de seis pulsos permite obter um conversor com $6N_p$ pulsos, pelo que todos os harmónicos excepto os de ordem $6kN_p \pm 1$ serão cancelados.

Uma dificuldade na utilização deste tipo de conversores é o aumento da complexidade da estrutura dos transformadores desfasadores e custo com o aumento do número de pulsos, no entanto é comum a utilização de inversores de tensão baseados em conversores multipulso com 24 ou 48 pulsos, cada um com 4 e 8 unidades de seis pulsos respectivamente.

É necessário dispor de transformadores separados, caso contrário o desfasamento nos harmónicos não incluídos nos 12 pulsos nos secundários resultarão em elevadas correntes de circulação devido a fluxo comum no núcleo (Hingorani e Gyugyi 1999), e pela mesma razão os primários deverão ser ligados em série com a rede eléctrica.

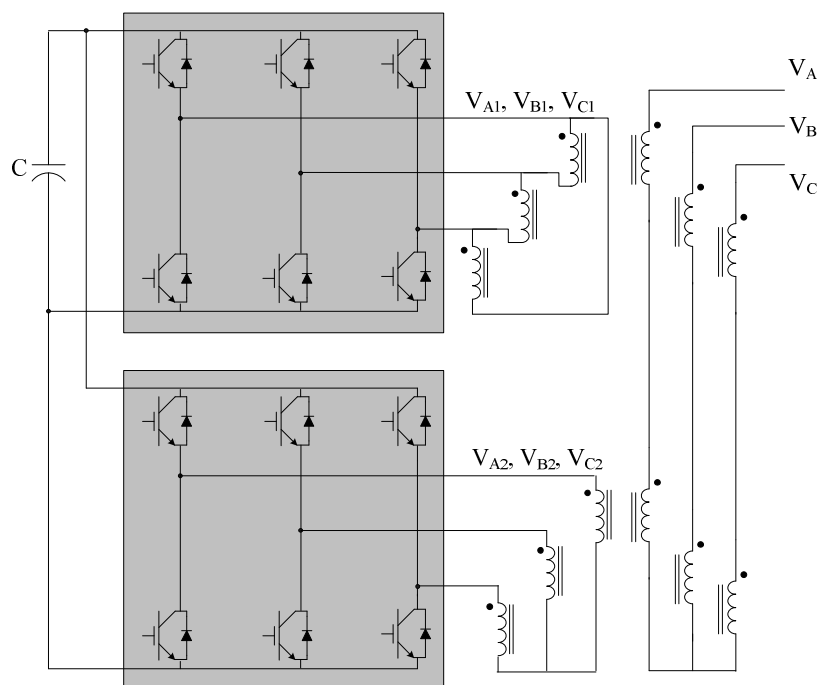


Figura 4-1 – Inversor de tensão multipulso de 12 pulsos com duas unidades de seis pulsos com ligações triângulo/aberto e estrela/aberto.

4.1.2 CONVERSORES MULTINÍVEL

Os conversores multinível permitem produzir uma onda de tensão em forma de escada, por adição da tensão dos condensadores. Cada par de níveis, um negativo e outro positivo, permitem um controlo de ângulo por cada quarto de ciclo, ou seja, um grau de liberdade, o qual pode ser empregue na anulação da magnitude de um harmónico, ou então no controlo da magnitude do componente fundamental.

Estes conversores permitem a aplicação de métodos de comando como a eliminação selectiva de harmónicos, a modulação por largura de impulsos e a modulação vectorial⁴³. O aumento do controlo sobre a tensão de saída AC e a redução de harmónicos devem ser suficientes para compensar o aumento de perdas por aumento da frequência de comutação.

Os conjuntos de interruptores permitem seleccionar a tensão de saída a partir de um conjunto de fontes DC disponíveis, tipicamente implementadas mediante condensadores com equilíbrio de cargas para manutenção da tensão constante.

⁴³ *Space Vector Modulation (SVM)*. Para controladores FACTS com potência de dezenas de MW e tensão de dezenas de kV, frequências de comutação de centenas de Hz ou de alguns kHz podem ser viáveis (Hingorani e Gyugyi 1999).

Todas as estruturas multinível necessitam de igual número de interruptores para um determinado número de níveis, no entanto, existem diferenças relevantes no número de componentes passivos necessários e na forma de operação. Na eq. (4.1) $N_{S/P}$ é o número de interruptores por fase, e N_L é o número de níveis.

$$N_{S/P} = 2(N_L - 1) \quad (4.1)$$

As características mais interessantes dos inversores multinível são: 1) a possibilidade de gerar tensões de saída com distorção extremamente baixa; 2) o consumo de corrente AC com muito baixa distorção; 3) a imposição de tensão de modo comum reduzida ou nula; 4) a possibilidade de operar a baixa frequência de comutação (Rodríguez, Lai e Peng 2002). As principais aplicações são em média tensão e alta potência no accionamento de laminadores, transportadores, sistemas de bombagem, ventiladores, compressores, etc (Rodríguez, Lai et al. 2002).

O conversor *multipoint-clamped* (MPC) ou *Diode-Clamped* é uma extensão do conversor *Neutral-Point-Clamped* (NPC) ou conversor de três níveis, estando representado na Figura 4-2.

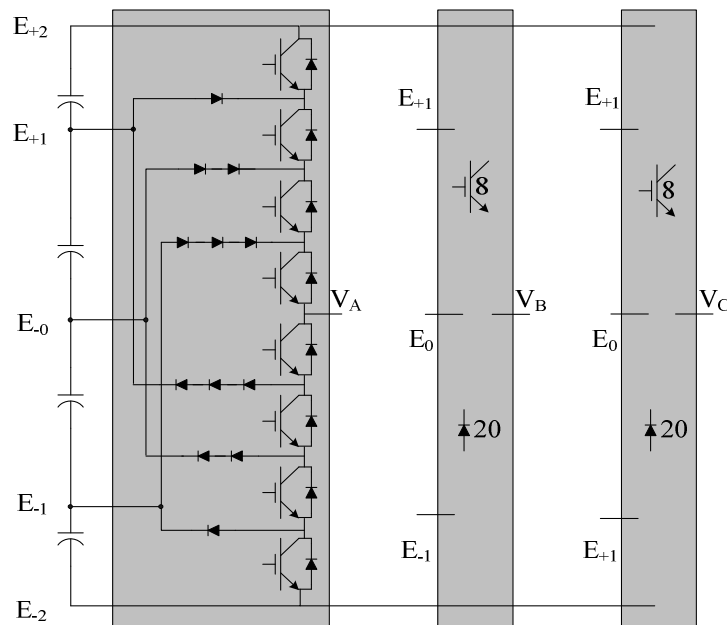


Figura 4-2 – Inversor de tensão *multipoint-clamped* de 5 níveis.

O neutro do conversor é o ponto médio dos condensadores e constitui a referência da fase de tensão de saída.

Os díodos de limitação (*clamp*), tipicamente compostos por ligação em séries de díodos, dimensionados para a mesma tensão que os interruptores, operam a diversos níveis de tensão, e o número de díodos no conversor N_D é proporcional ao número de níveis do conversor N_L , como traduzido pela eq. (4.2), razão pela qual esta estrutura não é atractiva para um número de níveis muito elevado (Soto e Green 2002).

$$N_D = (N_L - 1)(N_L - 2) \quad (4.2)$$

O conversor *chain* ou *cascaded*, esquematizado na Figura 4-3, consiste na implementação de unidades de pontes H em série fornecendo cada uma três níveis de tensão: $-E, 0, +E$.

A eq. (4.3) permite calcular o número de níveis do conversor em função do número de pontes H em série instaladas N_H , e a eq. (4.4) o número de interruptores por fase (Soto e Green 2002).

$$N_L = 2N_H + 1 \quad (4.3)$$

$$N_{S/P} = 4N_H \quad (4.4)$$

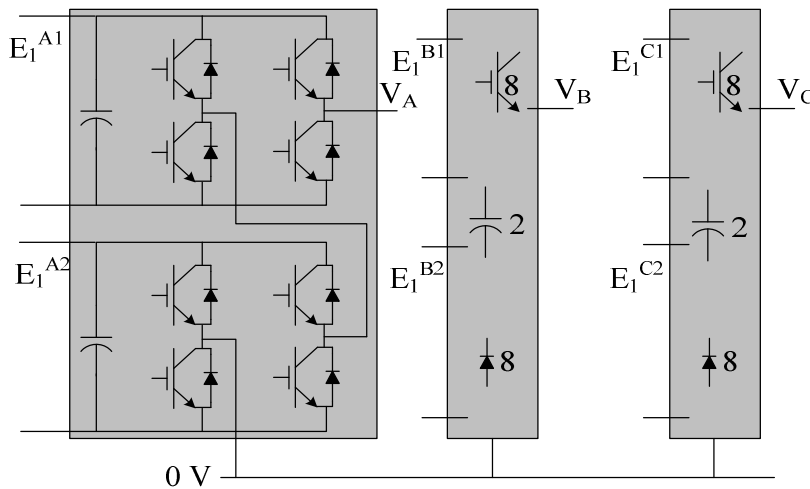


Figura 4-3 – Inversor de tensão com tipologia *chain* com 5 níveis e duas células (pontes H).

O conversor *nested-cell*, também conhecido por *flying capacitor converter* ou por *capacitor-clamped converter*, representado na Figura 4-4, é composto por células cada uma constituída por um par de

interruptores, um superior e outro inferior, comutados complementarmente e um condensador⁴⁴, cuja referência não é o barramento DC. A tensão dos condensadores é múltipla de E , sendo o múltiplo distinto por um da célula adjacente. Cada célula contribui para a tensão de saída com uma tensão E quando o interruptor superior está activo e 0 quando é o interruptor inferior que está activo.

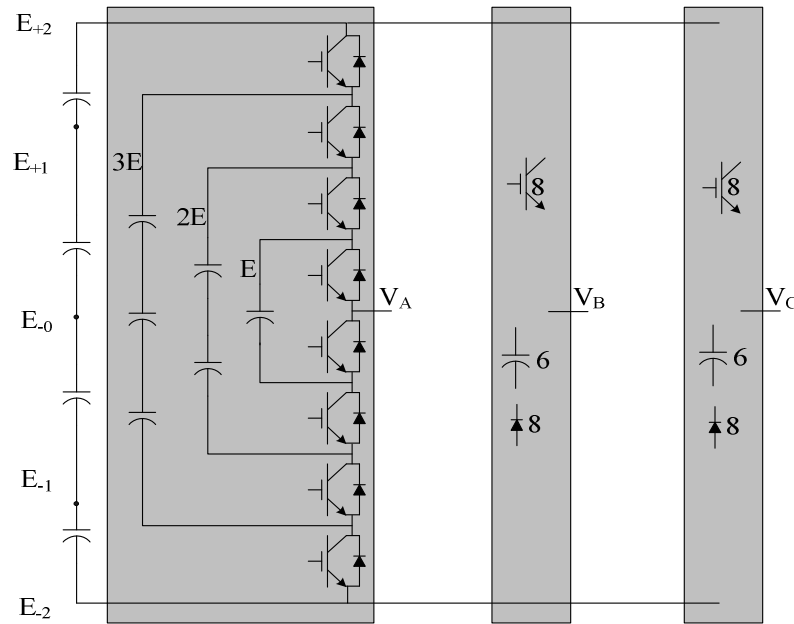


Figura 4-4 – Inversor de tensão *nested-cell* baseado em conversor multipulso de 12 pulsos com duas unidades de seis pulsos com ligações triângulo/aberto e estrela/aberto.

As topologias de conversores multinível apresentam distintas vantagens e inconvenientes essencialmente quanto à complexidade, trânsito de potência activa e reactiva, conteúdo harmónico gerado e manutibilidade tendo sido objecto de diversas comparações quanto à aplicabilidade a controladores FACTS (Liu, Zhang, Arrillaga e Watson 2005) (Soto e Green 2002).

4.2 COMPARAÇÃO DE TOPOLOGIAS DE CONVERSORES DE POTÊNCIA

Os factores que determinam a selecção do conversor para uma aplicação FACTS são: 1) a existência de

⁴⁴ Se são empregues condensadores para a mesma tensão nominal que os interruptores, então é necessário efectuar uma ligação série, à semelhança do ilustrado na Figura 4-4.

transferência de potência activa e respectivos efeitos no equilíbrio de tensão; 2) a necessidade de controlo independente da tensão AC e da tensão DC; 3) a dimensão do condensador no barramento DC para fluxo de corrente equilibrado e desequilibrado; 4) a complexidade geral do conversor.

Devido à complexidade, o conversor MPC possui o número de níveis limitado a cinco ou sete, sendo possível reduzir a perturbação harmónica por acoplamento magnético de alguns níveis. Como permite o fluxo de potência activa pelo barramento DC em configurações *back-to-back* é atractivo para implementação de UPFC's e IPFC's, sendo necessária uma configuração especial para controlo independente das tensões DC e AC do conversor. Não obstante o custo considerável do transformador desfasador para um número de pulsos superior o conversor MPC permite eficaz cancelamento de harmónicos e a utilização de um condensador relativamente pequeno (Soto e Green 2002), pelo que não deve ser subestimado perante a crescente utilização de conversores multinível em aplicações FACTS.

O primeiro UPFC a ser instalado a nível mundial em 1998 na subestação *Inez* da *American Electric Power (AEP)* no *Kentucky* foi baseado num conversor MPC de três níveis, com dois conversores idênticos de 160 MVA, ligados em estrutura *back-to-back*, baseados em tirístores GTO (Renz, Keri, Mehraban, Schauder, Stacey, Kovalsky, Gyugyi e Edris 1999).

O *chain-converter* tem uma topologia simples que pode acomodar redundância, e que não acarreta limitação no número de níveis e permite melhor síntese da tensão do conversor, ao contrário do MPC e *nested-cell*. Em operação equilibrada o condensador do barramento DC é superior ao do necessário para o conversor multipulso e MPC. É atractivo para aplicações que não envolvam a troca de potência activa, à semelhança do MPC (Renz, Keri et al. 1999), mas apenas reactiva, como no STATCOM e SSSC, especialmente quando for necessário operar com sequências de corrente negativas (Soto e Green 2002) e para compensação de harmónicos (Renz, Keri et al. 1999). Para a aplicação SSSC permite boa qualidade da onda gerada a baixa amplitude, e boa variação da amplitude da tensão por rápida resposta na comutação por controlo de ângulo.

O *nested-cell* é superior em termos de troca de potência activa e estabilidade da tensão do barramento DC, comparativamente com o MPC e *chain-converter*, não permitindo equilíbrio de tensão quando a conversão de potência se resume a potência reactiva, pelo que não é adequado para compensação de potência reactiva. Permite ligação directa *back-to-back* ao contrário do MPC, que necessita de ligação DC para cada nível e do *chain-cell*, que não permite ligação.

A dimensão do condensador do barramento DC é proibitiva para operação a uma frequência de comutação próxima da linha, mesmo em operação como STATCOM ou SSSC, sendo desaconselhável para essa aplicação.

Na Tabela 4-1 é indicada a potência e a configuração do conversor empregue em projectos notáveis de controladores FACTS baseados em inversores de tensão.

Tabela 4-1 – Comparação de projectos de controladores FACTS baseados em inversores de tensão. (Fonte: (Liu, Zhang et al. 2005))

Projecto	Potência (MVA)	Configuração do Conversor
STATCOM da Subestação Inuyama, Japão, 1991	± 80	Forma de onda de tensão de 48 pulsos; 24 pontes H, com tensão e corrente AC nominal de 1110 A / 3000 V, em paralelo com barramento DC de 4,15 kV; semicondutores GTO 4,5 kV / 3 kA; transformador rede 34 kV / 154 kV, 80 MVA, intermédio 5,1 kV / 34,2 kV, 8x10 MVA
STATCOM da Subestação Sullivan, Tennessee, EUA, 1995	± 100	Forma de onda de tensão equivalente a 48 pulsos; 8 inversores de tensão de 6 pulsos de 1400 A/ 5100 V em paralelo com barramento DC de 6,6 kV; semicondutores 5 GTO 4,5 kV / 4 kA em série; interface magnética combinando 8 saídas AC das pontes em dois grupos, como um transformador estrela-triângulo para um barramento de 161 kV.
AEP UPFC da Subestação Inez, Kentucky EUA, 1998	± 160	Forma de onda de tensão equivalente a 48 pulsos; 2 inversores de tensão de ± 160 MVA com 12 pólos de 3 níveis; pólo do barramento DC de 24 kV; estrutura dos pólos composta por 8-9-9-8 GTOs 4,5 kV / 4 kA em série; transformador intermédio para combinar os 12 pólos e outro de rede de 37kV / 138 kV entre o intermédio e a rede.
CRIEPI VSC-BTB na Subestação Shin-Shinano, Japão, 1999	± 316	Estrutura Multi-terminal 300 MVA ± 100 MVA cada terminal com capacidade de 53 MVA consistindo em 4 inversores de tensão trifásicos em paralelo; barramento DC de 10,6 kV; 4 GTOs 6 kV / 6 kA em série; as saídas das 4 pontes são ligadas a múltiplos transformadores com os barramentos de linha em série

4.3 FUTURO DOS CONVERSORES DE TENSÃO

Existe actualmente intensiva investigação e desenvolvimento de conversores de tensão para diversas aplicações, entre as quais controladores FACTS, de alta potência e alta tensão, em vertentes como semicondutores de potência, sensores, mecanismos de gestão de potência dissipada e encapsulamento.

No caso dos semicondutores de potência, o aparecimento de dispositivos que suportem tensões mais elevadas permite a simplificação das topologias de conversores empregues, por exemplo por redução do número de níveis nos conversores multinível, e poderá inclusivé levar à emergência da utilização de inversores de corrente (Hingorani e Gyugyi 1999). A redução de complexidade do conversor permite diminuir a respectiva dimensão e consequentemente minimizar os efeitos parasitas na cablagem de comando, que para níveis de potência elevados pode ter dezenas de metros, e que se revela sob a forma de tensão de modo comum e ruído

que perturba o comando dos semicondutores. O aparecimento de cablagem baseada em fibra óptica nos sensores, circuitos de comando e comunicações reduzirá estes efeitos nocivos (Renz, Keri et al. 1999).

Novos mecanismos de dissipação de calor baseados em ventilação forçada e tubos térmicos permitem evitar as dificuldades de utilização da solução convencional baseada em água para o arrefecimento que, para além de dever ser desionizada para evitar quebras de isolamento e mantida em circulação a fluxo constante, é pouco flexível (Renz, Keri et al. 1999).

4.4 INVERSOR DE TENSÃO TRIFÁSICO DE 6 PULSOS

O conversor de potência mais barato e com controlo mais simples é o conversor trifásico de 6 pulsos, sendo o preferencial para aplicações FACTS. No entanto, este conversor está actualmente limitado, pelos semicondutores de potência disponíveis, a aplicações de potência até 10 MVA, havendo alguma flexibilidade, por variação da razão de transformação do transformador entre o conversor e a rede eléctrica, para efectuar a correspondência com os níveis de corrente e tensão dos semicondutores de potência disponíveis e os necessários para a rede eléctrica. A combinação de pontes ou de semicondutores de potência em série e paralelo é necessária para aplicações de maior potência.

O inversor de tensão trifásico de 6 pulsos é composto por três braços que operam coordenadamente com um desfasamento relativo de 120° , resultando numa operação com 6 pulsos.

Os conversores FACTS empregam tipicamente conversores trifásicos, no entanto também podem ser empregues conversores monofásicos com uma ponte completa por fase. O conversor trifásico de 6 pulsos tem conteúdo harmónico inferior relativamente ao conversor monofásico de onda completa devido à eliminação de harmónicos de baixa ordem e de outros harmónicos. No entanto, em caso de desequilíbrio, o conteúdo harmónico devido ao segundo harmónico agrava-se, pelo que o sistema deve ser projectado para suportar ou eliminar harmónicos de baixa frequência durante curto-circuitos ou quando em operação desequilibrada (Hingorani e Gyugyi 1999).

Sendo o inversor uma fonte de tensão com reduzida impedância interna, é necessária uma interligação série indutiva com a rede eléctrica, tipicamente mediante uma bobine de ligação bem como um transformador de ligação, essencial para evitar o curto-circuito do condensador, e consequente descarga rápida, com a linha de transmissão, que é uma carga capacitiva (Hingorani e Gyugyi 1999). A interligação poderá ter também a função de filtrar harmónicos, evitando a correspondente propagação para a rede eléctrica, sendo também um factor decisivo na selecção do conversor a empregar.

Com o desenvolvimento de semicondutores de potência que suportam cada vez maiores níveis de tensão, corrente e frequência de comutação, é expectável que a gama de aplicação do conversor trifásico de 6 pulsos aumente. Por esse motivo, pela representatividade e simplicidade, esta última também importante para

efeitos de simulação, será o conversor empregue.

4.4.1 MÉTODOS DE MODULAÇÃO OU COMANDO

Diversos métodos de comando de inversores trifásicos de 6 pulsos têm sido propostos com os seguintes objectivos: intervalo de modulação linear alargado, menores perdas de comutação, menor distorção harmónica total no espectro da onda de tensão, implementação mais simples e menor tempo de processamento (Zhou e Wang 2002).

O método de comando de conversores por modulação por largura de impulsos baseado em portadora é um dos mais utilizados. O sinal de modulação inicialmente proposto era baseado numa onda sinusoidal, no entanto, a injeção de um sinal de sequência nula em conversores trifásicos com o objectivo de estender o intervalo de modulação linear da tensão composta, introduziu a utilização de portadores não sinusoidais.

O aparecimento dos microprocessadores possibilitou a modulação vectorial, que se resume a uma implementação digital da modulação por largura de impulsos com recurso ao conceito de vector no espaço para calcular o tempo de condução dos semicondutores (Holtz 1994). Por permitir uma implementação digital simples e um intervalo de modulação linear mais alargado, este método é amplamente utilizado. Diversas variantes de modulação vectorial foram propostas, para possibilitar: 1) operar em vários modos de funcionamento, permitindo estender o ganho de modulação (Krah e Holtz 1999); 2) reduzir o conteúdo espectral das ondas geradas, por introdução de período de comutação aleatoriamente variável (Lai 1997); 3) diminuir perdas de comutação por ajuste da sequência de comutação (Osagawara, Akagi e Nabae 1989).

Nos capítulos seguintes, porque o método de comando do conversor está dependente da topologia empregue, foi utilizado o método mais facilmente implementável na simulação, e também o mais comum, a modulação por largura de impulsos baseada em portadora sinusoidal.

4.4.2 MODULAÇÃO POR LARGURA DE IMPULSOS BASEADA EM PORTADORA

A operação da modulação por largura de impulsos pode ser dividida em dois modos: 1) modo linear, quando o pico da modulante é igual ou inferior ao pico da portadora, na condição de que a frequência da portadora seja cerca de vinte vezes superior à frequência da modulante, o ganho do conversor é próximo de 1; 2) e, modo não linear, quando o pico do sinal modulante é superior ao pico do sinal portador, ocorrendo sobremodulação, havendo operação com ganho inferior a 1 (Zhou e Wang 2002). O início da operação em onda quase quadrada sucede no início da operação em sobremodulação havendo um aumento da THD.

No modo de operação linear, e desprezando os harmónicos de ordem superior, a tensão de saída simples na

fase i satisfaz a eq. (4.5), sendo u_i o respectivo sinal modulador.

$$U_{iN} = \frac{V_{dc}}{2} u_i, (i = a, b, c) \quad (4.5)$$

A representação universal para os sinais de modulação para moduladores por largura de impulso baseados em portadora faz-se de acordo com a eq. (4.6), na qual $e_i(t)$ são os harmónicos injectados e u_i^{ref} são os sinais fundamentais que são os sinais sinusoidais trifásicos simétricos da eq. (4.7). Nessa equação m é o índice de modulação e $u_a^{ref}(t) + u_b^{ref}(t) + u_c^{ref}(t) = 0$.

$$u_i(t) = u_i^{ref}(t) + e_i(t) \quad (4.6)$$

$$\begin{aligned} u_a^{ref}(t) &= m \sin(\omega t) \\ u_b^{ref}(t) &= m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ u_c^{ref}(t) &= m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (4.7)$$

A tensão de saída simples é, de acordo com as equações (4.5) e (4.7), a definida na eq. (4.8) ao passo que a tensão de saída composta é a definida na eq. (4.9). Note-se que e_i é igual para as três fases.

$$\begin{aligned} U_{aN}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} [m \sin(\omega t) + e_i(t)] \\ U_{bN}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} \left[m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + e_i(t) \right] \\ U_{cN}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} \left[m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) + e_i(t) \right] \end{aligned} \quad (4.8)$$

$$\begin{aligned} U_{ab}(t) &= U_{aN}(t) - U_{bN}(t) = \frac{V_{dc}}{2} \sqrt{3} m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right) \\ U_{bc}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} \sqrt{3} m \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{2}\right) \\ U_{ca}(t) &= \frac{V_{dc}}{2} \sqrt{3} m \sin\left(\omega t + \frac{5\pi}{6}\right) \end{aligned} \quad (4.9)$$

No intervalo de modulação linear, com $u_i(t) < 1$ na eq. (4.6), os valores máximos da componente fundamental das tensões de saída compostas são menores que a tensão do barramento DC, V_{dc} . Portanto, o máximo índice de modulação linear é $m_{max} = 2/\sqrt{3}$, pelo que:

$$-1 - u_{min}^{ref}(t) \leq e_i(t) \leq -1 - u_{max}^{ref}(t) \quad (4.10)$$

$$\begin{aligned} u_{min}^{ref}(t) &= \min(u_a^{ref}(t), u_b^{ref}(t), u_c^{ref}(t)) \\ u_{max}^{ref}(t) &= \max(u_a^{ref}(t), u_b^{ref}(t), u_c^{ref}(t)) \end{aligned} \quad (4.11)$$

Os harmónicos injectados não aparecem na tensão composta gerada pelo conversor pelo que o termo $e_i(t)$ é denominado sinal de sequência nula e pode ser calculado mediante a eq. (4.12).

$$e_i(t) = \frac{1}{3}(u_a(t) + u_b(t) + u_c(t)) \quad (4.12)$$

Sempre que o termo $e_i(t)$ é nulo a modulação por largura de impulsos é sinusoidal. Na zona linear, e com $u_i(t) < 1$, $m_{max} = 1$, sendo a máxima tensão de saída composta $\sqrt{3}/2V_{dc}$.

Caso o termo $e_i(t) \neq 0$ a modulação por largura de impulsos não é sinusoidal, e o sinal $e_i(t)$ pode tomar diversas formas que permitem estender a zona linear de modulação. Para o caso da injeção do sinal $e_i(t) = m/6 \sin(wt)$, os picos do sinal $u_i^{ref}(t)$ serão reduzidos por $e_i(t)$. Nesse caso, o pico da modulante apenas será igual ao pico da portadora quando $m_{max} = 2/\sqrt{3} = 1,15$ o que permite que a tensão composta de saída do conversor atinja o valor V_{dc} no intervalo linear.

Nos capítulos seguintes $e_i(t) = 0$, tanto para o conversor paralelo como para o série, sendo a modulação por largura de impulsos sinusoidal implementada como ilustrado na Figura 4-5.

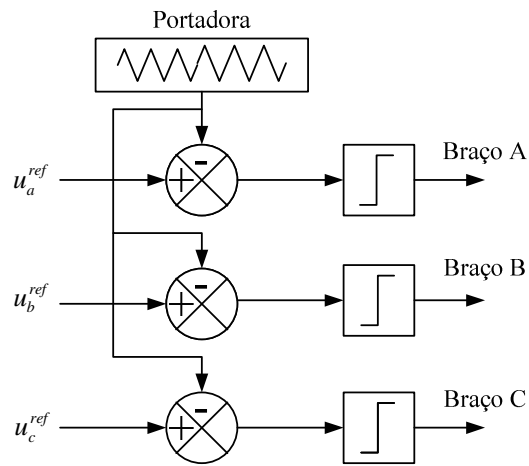


Figura 4-5 – Implementação da modulação por largura de impulsos, exemplo para o conversor paralelo STATCOM.

A modulação é implementada da mesma forma para o conversor paralelo e para o conversor série.

CAPÍTULO 5

Dimensionamento do Circuito de Potência do UPFC

5.1 DIMENSIONAMENTO

O dimensionamento do UPFC depende do nível de injeção de potência que deverá fazer para controlo do fluxo de potência e regulação de tensão, o que é definido com um estudo de controlo e análise em regime permanente de redes eléctricas com controladores FACTS.

A operação eficaz implica o dimensionamento do conversor série e do paralelo, eventuais transformadores e filtros de ligação bem como do condensador do barramento DC, para permitir a realização da acção de regulação pretendida sem sobrecarga de componentes e obviamente com mínimo custo.

Um algoritmo de dimensionamento óptimo do UPFC permite obter uma estimativa inicial do mínimo dimensionamento nominal que permite cumprir com um determinado objectivo de controlo de fluxo de potência (Noroozian, Angquist, Ghandari e Andersson 1997) (Dizdarevic 2001).

Um algoritmo, que recorre ao modelo de injeção de potência do UPFC (Noroozian, Angquist et al. 1997), é inicializado com a definição da reactância de curto-circuito série do transformador série x_k e com a potência de base do sistema S_b , o que permite uma estimativa inicial da potência nominal do conversor série S_s e da magnitude da tensão série injectada V_{pqmax} . O cálculo da reactância vista dos terminais do transformador série x_s , é então incluída em todas as matrizes de admitância do sistema para introdução no estudo de fluxo de cargas. Para todos os ângulos da tensão série injectada γ , com a tensão injectada à máxima magnitude $V_{pq} = V_{pqmax}$, é verificado se os fluxos de potência são cumpridos, e se a potência aparente do conversor série S_{conv2} é inferior à potência nominal do transformador série S_s , cujo objectivo é minimizar, Figura 5-1. Uma vez finalizado o processo iterativo, e com o conhecimento de γ e de V_{pqmax} , o dimensionamento da potência nominal do conversor paralelo S_{conv1} e do transformador paralelo $S_p = S_{conv1}$ é efectuado.

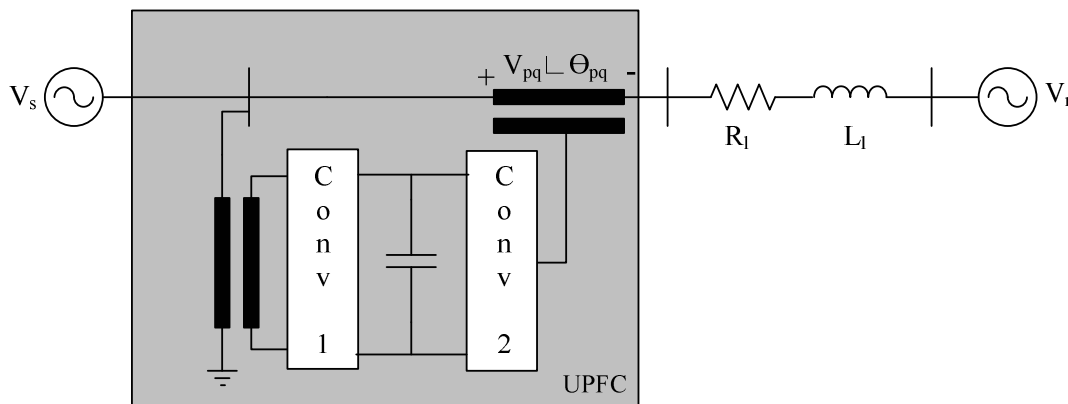


Figura 5-1 – Disposição dos Conversores Paralelo (Conv. 1) e Série (Conv. 2).

O algoritmo, representado na Figura 5-2, é baseado no fluxo de cargas em regime permanente, sendo o conversor série dimensionado de acordo com o objectivo de controlo de potência e o conversor paralelo de satisfazer a potência solicitada pelo conversor série. A variável b_s representa a susceptância equivalente série, eq. (5.1), as variáveis V_i e V_j representam a tensão no extremo paralelo e série, e a variável θ_{ij} o ângulo entre a tensão no extremo paralelo e série.

$$b_s = -\frac{1}{x_s} \quad (5.1)$$

No entanto, o algoritmo apenas permite uma estimativa inicial para dimensionamento do UPFC. Caso os transitórios ou aspectos operacionais específicos devam ser considerados, então é necessária uma análise posterior (Dizdarevic 2001).

Caso os transitórios sejam considerados, por exemplo devido a cargas dependentes da tensão, então as potências obtidas seriam distintas devido a variações da magnitude de tensão nos barramentos.

Para amortecimento de oscilações electromecânicas a componente série deveria ser dimensionada com maior magnitude V_{pqmax} e com valor aumentado da potência série do conversor S_{conv2n} (Dizdarevic 2001).

Quando a estabilidade de tensão é crítica o conversor paralelo pode ser dimensionado para potência aparente nominal superior S_{conv1n} . A capacidade de suporte de tensão é então aumentada por maior disponibilidade de potência reactiva Q_{conv1} , uma vez que a potência activa necessária ao conversor série se manteve.

5.1.1 CONVERSOR SÉRIE

O conversor série injecta tensão em série com a linha operando como uma fonte de tensão em série. Do ponto de vista dos terminais do transformador série de ligação do conversor série à linha de transmissão, a reactância x_s vista é a da eq. (5.2), na qual x_k é a reactância série do transformador, V_{pqmax} o valor máximo por unidade da magnitude da tensão série injectada, S_b é a base de potência do sistema e S_{conv2n} a potência nominal do conversor série.

$$x_s = x_k V_{pqmax}^2 \frac{S_b}{S_{conv2n}} \quad (5.2)$$

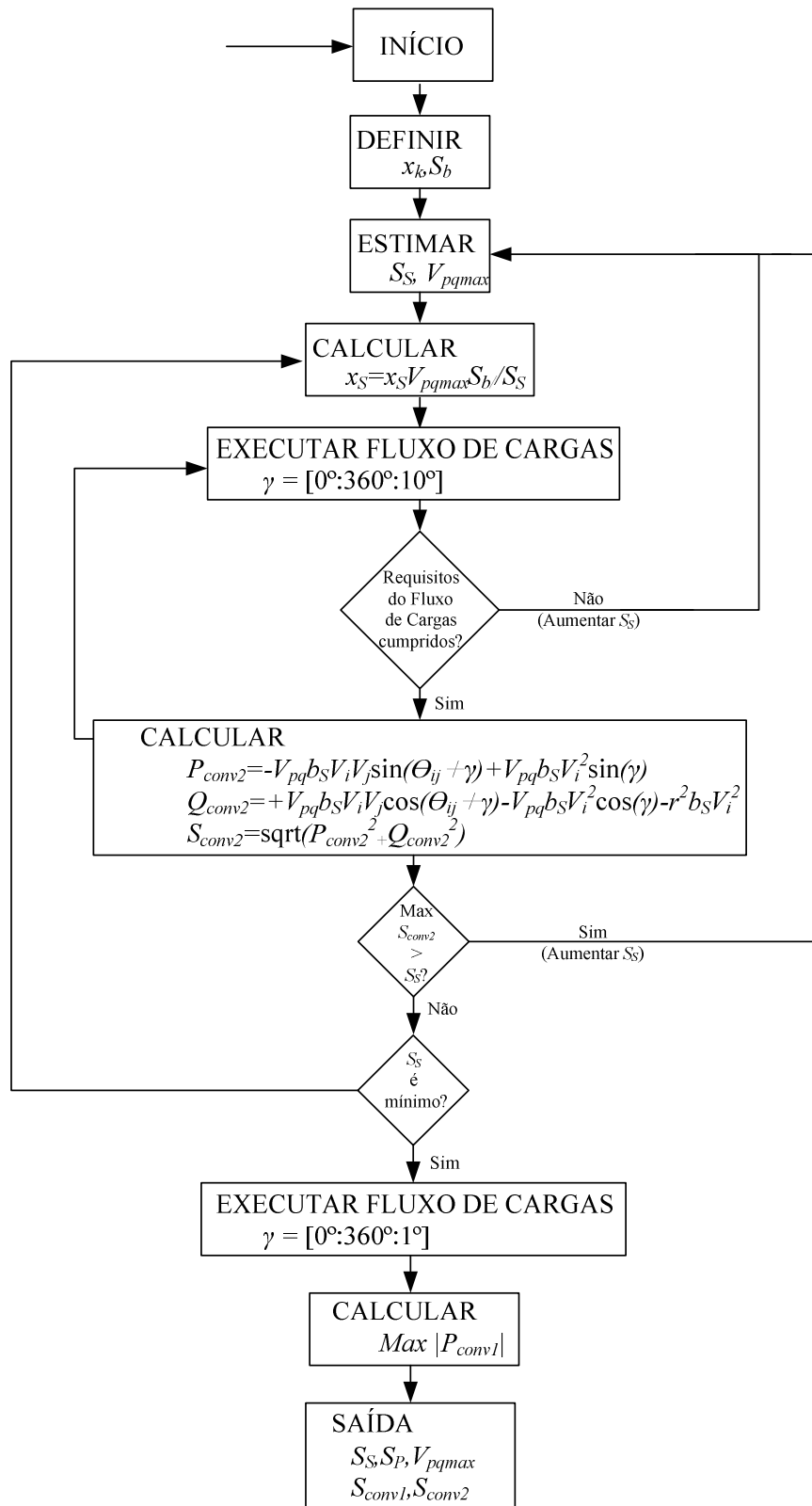


Figura 5-2 – Algoritmo para dimensionamento óptimo do UPFC (Dizdarevic 2001).

A corrente que flui pelo conversor através da fonte de tensão série é a corrente da linha de transmissão à qual o conversor série está ligado, pelo que a potência nominal do conversor série é determinada pelo produto da máxima tensão injectada pela máxima corrente de linha para a qual o controlo do fluxo de potência deve ser assegurado.

5.1.2 CONVERSOR PARALELO

Uma das funções do conversor paralelo é fornecer a potência activa necessária para a operação do conversor série, a qual obterá por trânsito para a rede no ponto de ligação comum, e corresponde no máximo à máxima potência activa trocada pelo conversor série pela rede, para além das perdas.

$$P_{conv1} = P_{conv2} \quad (5.3)$$

$$S_{conv1n} = \max |P_{conv1}| \quad (5.4)$$

O conversor paralelo poderá ser dimensionado com uma margem adicional acima da máxima potência activa exigida pelo conversor série para permitir, em qualquer circunstância, o trânsito de potência reactiva com a rede, e consequente controlo de tensão no barramento paralelo, ficando de outra forma o trânsito de potência reactiva limitado à capacidade sobrança, visto que parte da capacidade é empregue na estabilização da tensão do barramento DC (Dizdarevic 2001). Nesse caso, durante a operação pode ser necessária a verificação pelo algoritmo de qual é a máxima capacidade de potência reactiva disponível no momento, dada pela eq. (5.5).

$$\max |Q_{conv1}| = \sqrt{S_{conv1n}^2 - P_{conv1n}^2} \quad (5.5)$$

A Figura 5-3 ilustra a máxima capacidade de potência reactiva do conversor paralelo, função do consumo de potência activa, e gama de controlo da tensão no barramento paralelo. É sempre menor que a potência mínima nominal do conversor paralelo e dependente do nível de trânsito de potência activa. ΔV_{SVG} corresponde à gama de variação de tensão conseguida com máxima utilização da gama de variação de potência reactiva de compensação disponível. A gama de variação de tensão é diminuída, para $V_{INF} < V_i < V_{SUP}$, se o nível de trânsito de potência activa é maior que zero por redução da capacidade de potência reactiva disponível.

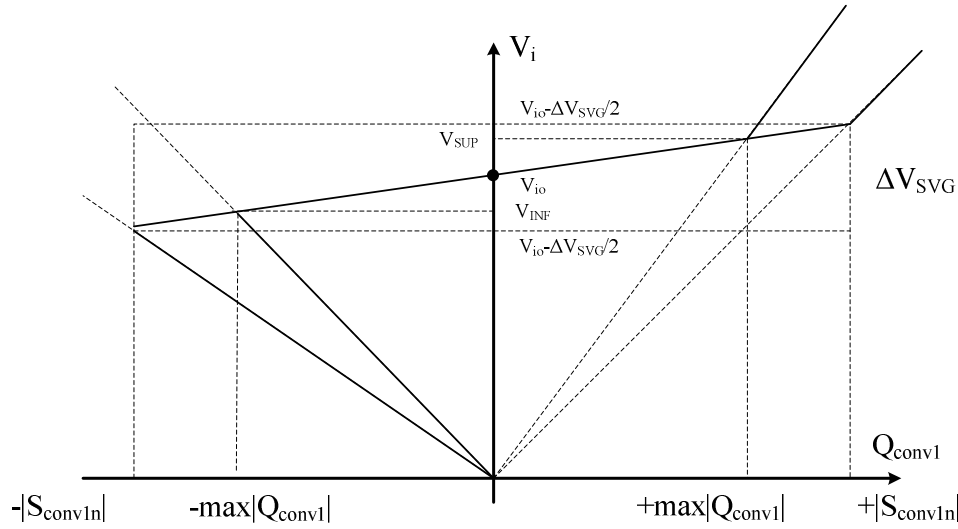


Figura 5-3 – Máxima capacidade de potência reactiva disponível no conversor paralelo (Fonte: (Dizdarevic 2001)).

Em regime permanente a potência reactiva, e consequentemente a corrente reactiva, mantêm-se nos limites definidos respectivamente na eq. (5.6) e na eq. (5.7), considerando que na eq. (5.7) a corrente máxima corresponde à necessária para garantir a potência reactiva definida na eq. (5.6) mas com um acréscimo para suportar sobrecargas transitórias de curta-duração para a qual se consideram os limites térmicos do sistema.

$$-\max |Q_{conv1}| \leq Q_{conv1} \leq \max |Q_{conv1}| \quad (5.6)$$

$$-\max |I_{conv1q}^{max}| \leq I_{conv1q} \leq \max |I_{conv1q}^{max}| \quad (5.7)$$

No conversor paralelo a corrente total é composta pela componente activa, imposta pelo conversor série, e pela componente reactiva, a controlar dentro da gama permitida.

$$\mathbf{I}_{conv1} = I_{conv1p} + jI_{conv1q} \quad (5.8)$$

A magnitude de corrente nominal é definida pela eq. (5.9), na qual S_{conv1n} é a potência aparente nominal do conversor paralelo, determinada pela eq. (5.4), sendo a potência reactiva controlável dentro da gama admissível. Considerando a magnitude de tensão nominal por unidade do barramento paralelo V_{inon} a potência nominal S_{conv1n} resulta na corrente nominal I_{conv1n} .

$$I_{convIn} = \frac{S_{convIn}}{V_{inon}} \quad (5.9)$$

A máxima corrente reactiva em trânsito no conversor paralelo será a da eq. (5.10).

$$I_{convIq}^{max} = \sqrt{I_{convIn}^2 - I_{convIp}^2} \quad (5.10)$$

Quando exista disponibilidade de potência reactiva, o conversor paralelo pode efectuar suporte de tensão do barramento paralelo, e inclusivé operar em sobrecarga temporária sendo para isso necessário controlar o tempo e o ponto de funcionamento em sobrecarga, reduzindo ou até anulando o trânsito de corrente reactiva quando o tempo de operação em sobrecarga admissível é excedido.

5.1.2.1 TRANSFORMADOR PARALELO E FILTRO DE LIGAÇÃO

A utilização de um filtro AC para interligação à rede implica o seguimento de um adequado procedimento de dimensionamento e de análise de estabilidade dinâmica, sendo usual a aplicação de filtros AC do tipo L e LCL. Na configuração baseada no filtro L o valor da indutância é determinado por: 1) capacidade de seguimento, ou seja comportamento dinâmico da malha de corrente AC, uma vez que a constante de tempo do processo de controlo de corrente depende deste valor; 2) da ondulação de corrente AC admissível; 3) da utilização da tensão do barramento DC, uma vez que consoante o nível de tensão do barramento DC a comutação impõe determinado nível de tensão do qual resulta o fluxo de corrente.

A capacidade de seguimento em corrente do sistema de controlo, ou seja a largura de banda do sistema, depende de diversos factores como o dimensionamento do controlador, a frequência de amostragem, a presença ou minimização de atrasos, mas também depende significativamente da indutância do sistema, do valor da tensão no barramento DC e do índice de modulação máximo permitido, uma vez que estes últimos factores impõem os limites físicos da capacidade de seguimento. Fixando o valor da tensão no barramento DC e o índice de modulação máximo admissível, o estabelecimento de uma indutância superior ou inferior no filtro de ligação AC implica a possibilidade de impor uma menor ou maior derivada de corrente à saída do conversor.

No caso do filtro de ligação AC do tipo LCL, ilustrado na Figura 5-4 para além dos factores supra-referidos influenciarem a determinação dos parâmetros LCL, há que considerar também a estabilidade devido à possibilidade de ressonância, no entanto também poderá ser possível tirar melhor partido do compromisso filtragem por oposição à dinâmica (Liserre 2001).

O filtro de ligação do tipo LCL implica um comportamento oscilatório fracamente amortecido uma vez que

existe um pico na resposta em magnitude do filtro à frequência de ressonância, comportamento que pode ser melhorado pela utilização de modulação por largura de impulsos, com espectro de frequência alargado e com a inclusão de resistências de amortecimento em série com os condensadores do filtro à custa de menor atenuação de altas frequências (Bojrup 1999).

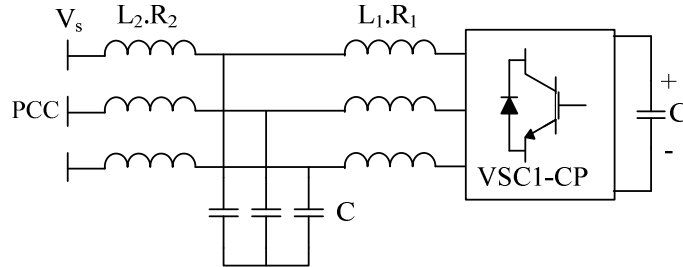


Figura 5-4 – Filtro LCL

5.1.2.1.1 Filtro LCL

O dimensionamento do filtro passivo depende da atenuação necessária para a redução dos componentes de alta frequência resultantes da comutação do conversor paralelo na corrente de linha, constituindo o espectro de alta frequência do conversor paralelo trifásico de 6 pulsos o dado de entrada para o respectivo dimensionamento.

Considerando que a norma IEC 61000-3-4 impõe que os harmónicos de corrente acima da ordem 33 devem ser inferiores a 0,6 % do valor nominal da corrente de linha verifica-se que diversas combinações de parâmetros do filtro LCL permitem cumprir com este requisito (Bojrup 1999). Condicionantes adicionais como a razão entre a bobine interior e exterior, que constitui um compromisso entre baixa frequência de ressonância e baixa ondulação de corrente na bobine interior L_1 , e a produção em vazio de potência reactiva pelo filtro, a qual se considera razoável ser igual ou inferior a 5% da corrente nominal da linha, são também contributos para a expressão de dimensionamento das eqs. (5.11) a (5.13) (Bojrup 1999).

$$L_1 = 2L_2 \quad (5.11)$$

$$C = 0,05 \times C_{base} \quad (5.12)$$

$$L_2 = \max_h \left(\frac{3}{4Ch^2\omega_1^2} + \sqrt{\left(\frac{3}{4Ch^2\omega_1^2} \right)^2 + \frac{U_{phase,h}}{h\omega_1 I_{hmax}}} \right) \quad (5.13)$$

Na eq. (5.13) $U_{phase,h}$ representa o valor eficaz da tensão de fase do harmónico de ordem h à saída do conversor, ω_1 é a frequência angular da rede eléctrica, sendo apenas válida para harmónicos acima da frequência de ressonância do filtro LCL.

5.1.2.1.2 Filtro L

O filtro de ligação tipicamente consiste apenas numa bobine de ligação pelo que o filtro L é o mais frequentemente utilizado. A eq. (5.14), similar à eq. (5.13) para o filtro tipo LCL, permite dimensionar a bobine (Bojrup 1999).

$$L = \max_h \left(\frac{U_{phase,h}}{h\omega_1 I_{hmax}} \right) \quad (5.14)$$

Outra possibilidade para o dimensionamento da bobine de ligação é ter em conta apenas a corrente máxima I_{max} , eq. (5.15), que o conversor paralelo terá de fornecer para compensar uma carga totalmente indutiva.

$$I_{max} = \frac{S_n}{3V_{nrms}} \quad (5.15)$$

Sendo ΔV é a diferença de tensão entre a tensão da rede e a tensão gerada pelo conversor paralelo, a qual depende do valor da tensão no barramento DC e do índice de modulação, de acordo com a eq. (5.16), então L_{min} é o mínimo valor da bobine de ligação para manter a ondulação de corrente reduzida, eq. (5.17).

$$\Delta V = V_l - V_s = \frac{V_{DC} \cdot m}{2 \cdot \sqrt{2}} - V_s \quad (5.16)$$

$$L_{min} = \frac{\Delta V}{\omega_1 I_{max}} \quad (5.17)$$

Se a ondulação puder ser reduzida por aumento da frequência de comutação ou da dinâmica do controlador a

influência do valor da bobine no desempenho global do sistema é menor.

No caso de utilização de transformador para efectuar a adaptação do nível de tensão, a indutância de fugas do transformador é somada à da bobine de ligação.

O filtro LCL possibilita maior atenuação de altas frequências permitindo distorção harmónica total inferior, relativamente ao filtro do tipo L. A queda de tensão no filtro LCL, resultante da corrente de injeção de harmónicos, é inferior comparativamente com o filtro L, o que constitui uma vantagem relevante para o filtro do tipo LCL, uma vez que significa que a tensão DC necessária é inferior, permitindo melhor margem entre o dimensionamento dos semicondutores e os respectivos níveis de operação.

O filtro do tipo LCL implica porém ondulação de corrente superior na bobine L_1 interior, o que acarreta maiores perdas no ferro e condiciona a utilização de materiais no núcleo, e superior número de transdutores para controlo (Bojrup 1999).

5.1.3 CONDENSADOR DO BARRAMENTO DC

O rápido controlo do fluxo de potência num UPFC provoca a flutuação da tensão DC porque a tensão injectada pelo conversor série e a corrente da linha de transmissão interagem, daí resultando um fluxo de potência, que flui pelo condensador do barramento DC durante regimes transitórios. Por este motivo o dimensionamento do condensador do barramento DC deve ser efectuado considerando a resposta dinâmica da malha de controlo de tensão através do conversor paralelo, para sustentar variações rápidas de tensão no barramento DC.

De acordo com (Fujita, Watanabe e Akagi 2001) a potência activa que flui do conversor série durante regimes transitórios é transmitida para a linha de transmissão, como traduzido pela eq. (5.18) mediante aplicação da transformação para referencial síncrono, sendo a energia eléctrica libertada do condensador do barramento DC durante o regime transitório igual à armazenada na indutância da linha no final do regime transitório.

$$P_C = R(i_d^2 + i_q^2) - \left[(v_{sd} - v_{rd})i_d + (v_{sq} - v_{rq})i_q \right] - L \left(i_d \frac{di_d}{dt} + i_q \frac{di_q}{dt} \right) \quad (5.18)$$

A potência activa que flui do conversor série é absorvida pelo extremo receptor, pela resistência R da linha e pela bobine. O primeiro termo da eq. (5.18) corresponde à potência activa dissipada na resistência da linha, o segundo à potência activa transmitida entre extremos da linha⁴⁵, sendo v_s a tensão no extremo gerador da

⁴⁵ A potência activa transmitida depende da amplitude e diferença de fase entre a tensão no extremo gerador e receptor, e deverá ser maximizada controlando o componente de corrente reactiva para zero.

linha e v_R a tensão no extremo receptor. O terceiro termo corresponde à potência activa que flui para a bobine da linha e apenas surge durante transitórios⁴⁶.

A energia que flui para a bobine nestas circunstâncias depende da amplitude da variação da corrente na linha de transmissão a qual é traduzida pela eq. (5.19), na qual I_1 e I_0 são o valor eficaz da corrente na linha de transmissão, respectivamente, após e antes do transitório.

$$\Delta E = \frac{3}{2} L (I_1^2 - I_0^2) \quad (5.19)$$

A energia eléctrica libertada para a bobine pode ser fornecida pelo condensador, fornecida pelo conversor paralelo ou ambas as hipóteses. No caso da segunda hipótese a potência do conversor paralelo deve ser igual à do conversor série com mais alguma margem para sustentar transitórios, apesar de em regime permanente apenas suportar as perdas. Caso parte da energia provenha do condensador, então o dimensionamento do conversor paralelo pode ser reduzido, pode ser apenas um pouco superior ao necessário para o regime permanente, mas o condensador deve fornecer a energia libertada para a bobine durante transitórios para evitar flutuações de tensão. Neste caso o condensador suporta e fornece a potência activa para o transitório e o conversor paralelo para o regime permanente (Fujita, Watanabe et al. 2001).

No caso de uma variação de tensão do barramento DC de V_{dc0} para V_{dc1} a energia libertada pelo condensador do barramento DC, ΔE_{dc} , é dada pela eq. (5.20), na qual C_{dc} é a capacidade do condensador do barramento DC.

$$\Delta E_{dc} = \frac{1}{2} C_{dc} (V_{dc0}^2 - V_{dc1}^2) \quad (5.20)$$

Considerando que a razão da variação da tensão do barramento DC é dada pela eq. (5.21), obtém-se a capacidade necessária para o condensador do barramento DC na eq. (5.22) por substituição de (5.21) na eq. (5.20) e considerando que $\mathcal{E}^2 \ll 2\mathcal{E}$, na qual L é a indutância da linha de transmissão.

$$\mathcal{E} = \frac{V_{dc0} - V_{dc1}}{V_{dc0}} \quad (5.21)$$

$$C_{dc} = \frac{3L(I_1^2 - I_0^2)}{2\mathcal{E}V_{dc0}^2} \quad (5.22)$$

⁴⁶ Análises convencionais baseadas em teorias fasoriais não revelam o terceiro termo por apenas serem aplicáveis ao

A capacidade necessária no barramento DC será proporcional à indutância da linha sendo tanto maior quanto maior o comprimento da linha de transmissão. Caso não seja possível ao condensador fornecer toda a energia libertada em transitórios o conversor paralelo deverá fornecer parte desta energia, ou deverá haver uma limitação à resposta ao transitório no controlo do UPFC.

A resposta de um UPFC será de 100 ms para amortecer transitórios e de 3 a 5 ms para sustentar quebras de linha e falhas, uma vez que induzem transitórios muito mais rápidos que oscilações de potência (Fujita, Watanabe et al. 2001).

Outra forma de definir um condensador, baseada também na energia armazenada, para além da capacidade e da tensão de operação, foi proposta com recurso à constante de capacidade unitária⁴⁷ (Fujita, Tominaga e Akagi 1996), também designada por constante de tempo do condensador τ_c (Cavaliere 2001), eq. (5.23), na qual E_c é a energia armazenada no condensador e $S_{STATCOM}$ é a potência nominal do equipamento.

$$\tau_c = \frac{E_c}{S_{STATCOM}} \quad (5.23)$$

A energia armazenada no condensador relaciona-se com a capacidade C_{dc} e com a tensão nominal do condensador V_{dc} mediante a eq. (5.24).

$$E_c = \frac{1}{2} C_{dc} V_{dc}^2 \quad (5.24)$$

Para o caso de dimensionamento de um STATCOM considera-se a tensão nominal no condensador do barramento DC quando não há potência reactiva à saída do conversor paralelo do STATCOM. A tensão DC pode estar directamente relacionada com a tensão nominal da rede e o ganho do conversor, o que está associado ao sistema de modulação implementado, para operação com tensão do barramento DC variável, ou então poderá ser regulada, para operação com tensão constante, como é o caso.

O condensador do barramento DC pode ser calculado por aplicação da eq. (5.25), na qual ΔV_{dc} é a diminuição da tensão no barramento DC para a qual deixa de ser possível a acção de controlo, ou seja, apenas se considera a energia do condensador que pode ser transferida para a rede eléctrica pela acção do controlo.

$$C_{dc} = \frac{2S_{STATCOM}\tau_c}{\Delta V_{dc}^2} \quad (5.25)$$

A constante de tempo τ_c é comparável à constante de inércia dos geradores eléctricos H , que traduz a

regime estacionário.

⁴⁷ UCC (*Unit Capacitance Constant*).

relação entre a energia armazenada na máquina na velocidade síncrona em Megajoules e a potência nominal em Volt-Ampère. Fisicamente traduz o tempo durante o qual os geradores podem fornecer a sua potência nominal uma vez desligados das fontes de energia mecânicas, sendo da ordem os 3 a 5 segundos para geradores hidráulicos e da ordem dos 6 a 8 segundos para turbo-geradores (Cavaliere 2001). No caso do STATCOM a constante de tempo τ_c traduz a quantidade de energia armazenada no condensador e corresponde, à semelhança de H, ao tempo que o STATCOM poderia fornecer a sua potência nominal.

Para dimensionamento mediante este critério o valor a seguir deve ser menor, senão há riscos de desequilíbrios, ou maior, caso haja, dado que para essa situação a necessidade de fornecer potência activa é maior⁴⁸.

Outro critério para dimensionamento do condensador do barramento DC assenta no redireccionamento da potência activa armazenada no condensador DC durante transitórios de variação de tensão correspondentes a períodos de carga ou descarga mais ou menos longos. Estas variações são causadas por regimes transitórios resultantes de variações da potência instantânea absorvida pela carga. No pior caso, de uma mudança de compensação totalmente indutiva para totalmente capacitiva, e considerando uma potência instantânea igual em ambos os lados do filtro, (Bojrup 1999) propõe o critério de dimensionamento da eq. (5.26). Na aplicação original a carga é um carregador de baterias, ao passo que no sistema em estudo é o conversor série, sendo, portanto, determinante a potência do conversor série P_{conv2} , sendo também relevante a ondulação de tensão previsível na tensão DC, ΔV_{dc} .

$$C_{dc} = \frac{P_{conv2}}{V_{dc} \Delta V_{d0}} \cdot \frac{1}{2\omega_1} \quad (5.26)$$

5.1.4 CIRCUITO DE POTÊNCIA DO UPFC SIMULADO

O procedimento de dimensionamento do UPFC supra-referido, aplicado em (Dizdarevic 2001) a um sistema de potência composto por 22 barramentos e 6 geradores síncronos, permitiu obter, para uma reactância do transformador série de $x_k = 0,1$ p.u. e para valores de V_{pqmax} para os quais o estudo de fluxo de cargas converge, os valores correspondentes de S_s e de $\max |P_{conv1}|$.

Para objectivos de controlo de tensão e de fluxo de potência é geralmente reconhecido como aceitável

⁴⁸ Para referência existem valores de 2,65 ms propostos bem como, no caso do STATCOM da subestação de Sullivan, de 100 MVA, conversor de 48 pulsos, na qual o condensador está dimensionado para 65 kJ e 6,6 kV e uma capacidade de 2984,4 μ F, uma constante de tempo de 0,65 ms (Cavaliere 2001).

valores de $V_{pqmax} \approx 0,15$ p.u., uma vez que valores inferiores resultariam em regiões de controlo reduzidas enquanto que valores superiores conduziriam a variações de tensão superiores bem como a casos de operação não convergente, pelo que será o adoptado para o sistema a simular. Os valores resultantes do dimensionamento de potência são incrementados para cumprimento de requisitos operacionais para regimes de operação transitória, como suporte de tensão e amortecimento de oscilações para $S_s = 185$ MVA e $\max|P_{convl}| = 185$ MW (Dizdarevic 2001). O suporte de tensão condiciona o conversor paralelo ao passo que o amortecimento de oscilações condiciona o conversor série.

A reactância x_s vista dos terminais do transformador série é calculada mediante a eq. (5.2), e resulta igual a $x_s = 0,001216$ p.u..

A tensão do barramento DC deverá ser superior à tensão de fase de um factor que depende do método de comando do conversor, e permitirá melhor controlo quanto maior for, à custa de maiores exigências de isolamento, de dimensionamento dos conversores e do barramento DC, tendo sido definido $V_{dc} = 800$ kV.

5.1.4.1.1 Inversores

A tensão de bloqueio e a corrente de condução do conjunto dos semicondutores de potência empregues nos inversores determinam a potência. Na simulação os semicondutores de potência são substituídos com semicondutores ideais, para diminuição do esforço computacional e tempo de simulação, o que não interfere com a validade dos resultados macroscópicos obtidos. A utilização de modelos detalhados dos semicondutores apenas é relevante para estudos de transitórios de comutação, o que não é o objectivo.

A Tabela 5-1 identifica as bases do sistema por unidade empregue, de acordo com o Anexo B. A Tabela 5-2 e a Tabela 5-3 relacionam, respectivamente os parâmetros da rede eléctrica e do sistema UPFC com as correspondentes origens ou métodos de cálculo em valores absolutos e por unidade.

Tabela 5-1 – Bases do sistema por unidade (Ver Anexo B).

SISTEMA	SÍMBOLO	VALOR
Tensão de Base (Tensão Composta Eficaz)	$V_b = V_{LL}$	400 kV
Base de Potência (Base Trifásica do Sistema de Teste)	S_b	100 MVA
Corrente de Base	$I_b = S_b / \sqrt{3}V_b$	144,33 A
Impedância de Base	$Z_b = V_b^2 / S_b$	1600 Ω

Tabela 5-2 – Parâmetros da rede eléctrica em valores absolutos e em valores por unidade.

SISTEMA, TESTE, GRANDEZA	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
REDE ELÉCTRICA				
Tensão Composta Eficaz Nominal	V_n	1	400 kV	Sistema Teste
Frequência	f_n	50	50 Hz	Sistema Teste

Tabela 5-3 – Parâmetros do sistema UPFC e circuitos de teste e respectivas origens ou métodos de cálculo em valores absolutos e em valores por unidade.

SISTEMA, TESTE, GRANDEZA	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
UPFC				
Potência Aparente Nominal do Conversor Paralelo	S_{conv1n}	1,85	185 MVA	Sistema Teste
Tensão Composta Eficaz Nominal do Conversor Paralelo	V_n	1	400 kV	Sistema Teste
Indutância do Filtro de Ligação do Conversor Paralelo	L_{sh}	281×10^{-6}	0,45 H	Eqs. (5.17)
Resistência do Filtro de Ligação do Conversor Paralelo	R_{sh}	0,009	14,1 Ω	Calculado
Potência Aparente Nominal do Conversor Série	$S_s = S_{conv2}$	1,85	185 MVA	Sistema Teste
Máxima Tensão Eficaz Série Injectável	V_{pqmax}	0,15	60 kV	Sistema Teste
Reactância do Transformador Série	x_k	0,1	160 Ω	Sistema Teste
Reactância aos Terminais Transformador Série	x_s	$1,216 \times 10^{-3}$	1,946 Ω	Eq. (5.2)
Indutância aos Terminais Transformador Série	L_s	4×10^{-6}	6,2 mH	Eq. (5.2)
Tensão do Barramento DC	V_{DC}	2	800 kV	Imposto
Capacidade do Condensador do Barramento DC	C_{DC}	3,7	2,3 mF	Eq. (5.26)
Frequência de Comutação	F_s	5 kHz	5 kHz	Imposto
Índice de Modulação	m	0,95	0,95	Imposto
Máxima ondulação da corrente injectada	Δi	1,5%	1,5%	Imposto
Constante de Tempo do Condensador	τ_c	10 ms	10 ms	Imposto
Ondulação de Tensão Admissível no Condensador	ΔV_{dc}	5%	5%	Imposto

CAPÍTULO 6

Unified Power Flow Controller

6.1 FUNCIONAMENTO DO UPFC

O *Unified Power Flow Controller (UPFC)* é um controlador *FACTS*, baseado num conversor estático de potência para implementar uma fonte de tensão síncrona, que permite controlar simultaneamente ou selectivamente todos os parâmetros que influenciam o fluxo de potência numa linha de transmissão, nomeadamente a tensão, impedância e ângulo de fase (Song e Johns 1999). É o único controlador *FACTS* que permite controlar independentemente tanto o fluxo de potência activa como o fluxo de potência reactiva na linha de transmissão, como mencionado no Capítulo 2.

Até à presente data apenas um UPFC foi implementado e testado em condições reais de funcionamento (Renz, Keri et al. 1999), subsistindo a pesquisa intensa sobre o conceito inicial (Gyugyi 1992), principalmente em três áreas distintas: 1) modelização do UPFC na rede eléctrica; 2) integração do UPFC em soluções de controlo do fluxo de potência e, 3) controlo dinâmico do UPFC (Wang, Jazaeri e Cao 2005).

6.1.1 CARACTERÍSTICAS GENÉRICAS

O funcionamento do UPFC consiste numa fonte de tensão síncrona para injeção de uma tensão em série com a linha de transmissão V_{pq} com magnitude V_{pq} e ângulo ρ controláveis respectivamente no intervalo $0 \leq V_{pq} \leq V_{pq\max}$ e $0 \leq \rho \leq 2\pi$, como ilustrado no esquema da Figura 6-1.

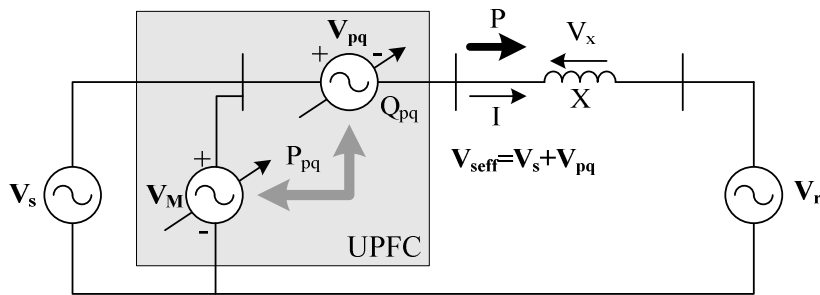


Figura 6-1 – UPFC formado por fontes de tensão ideais interligando um sistema de potência constituído por duas máquinas, ou sistemas eléctricos independentes, ligadas por uma linha de transmissão.

Ao passo que a potência reactiva é gerada pela própria fonte de tensão síncrona, a potência activa tem que

ser absorvida ou gerada com uma fonte externa⁴⁹.

Uma topologia típica é a da Figura 6-2, na qual o fluxo de potência activa é bidireccional entre a ligação série e paralelo do UPFC, e sucessivamente com o extremo gerador da linha, através do barramento DC, no qual existe um condensador para armazenamento de energia, cuja tensão regulada tenderá a variar consoante o trânsito de potência através da ligação série.

O conversor série desempenha o principal papel do UPFC injectando tensão com magnitude e ângulo controlável através do transformador série de inserção, ao passo que o conversor paralelo absorve ou fornece a potência activa imposta pela acção de controlo do conversor série através do transformador ligado em paralelo, e, eventualmente, gera e absorve potência reactiva controlável ou opera com factor de potência unitário.

O UPFC possui diversos modos de funcionamento que consistem na regulação de diversas grandezas da rede eléctrica, sendo necessária a respectiva imposição das referências a seguir. No caso da tensão série injectada, e para o conversor série, é possível efectuar:

- 1) Regulação de tensão, a tensão série V_{pq} é injectada em fase ou em oposição de fase com a tensão no extremo gerador da linha V_s ⁵⁰;
- 2) Compensação reactiva série, V_{pq} é injectada em quadratura com a corrente na linha I , ou seja $V_{pq} = V_q$, e a respectiva magnitude pode ser controlada independentemente da variação da corrente de linha;
- 3) Regulação do ângulo de transmissão, quando V_{pq} é injectada com um desfasamento angular σ controlável relativamente à tensão no extremo gerador da linha V_s sem implicação na magnitude, funcionando o UPFC como um desfasador perfeito⁵¹;
- 4) E, mais frequentemente, o controlo do fluxo de potência, ou controlo combinado, V_{pq} é controlada para efectuar regulação da tensão do terminal, compensação capacitiva série da linha e desfasamento em simultâneo, funcionamento ímpar no UPFC e não realizado por outro dispositivo FACTS ou método convencional.

⁴⁹ Tipicamente a potência activa é trocada com o extremo gerador da linha por o objectivo ser o controlo do fluxo de potência e não o aumento da capacidade de produção do sistema.

⁵⁰ Equivale ao funcionamento de um transformador de potência com variação da razão de transformação controlável com variação contínua.

⁵¹ Ao contrário dos desfasadores convencionais, o sistema eléctrico AC não tem que fornecer a potência reactiva necessária para o processo de desfasamento, sendo ela internamente gerada pelo UPFC (Conversor 2).

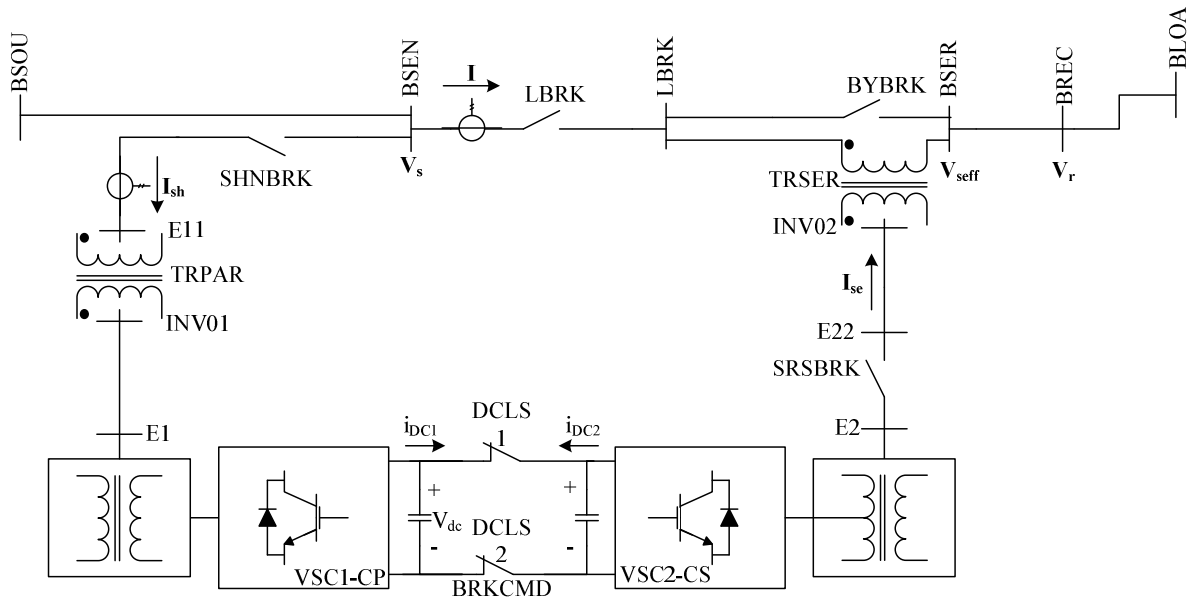


Figura 6-2 – Circuito de potência do UPFC e interligação à rede eléctrica.

6.1.2 CAPACIDADE DE CONTROLO DO FLUXO DE POTÊNCIA DO UPFC

A Figura 6-3 ilustra a tensão aos terminais de uma linha de transmissão, na qual R e X são respectivamente a resistência e reactância da linha. A potência complexa injectada na linha no extremo gerador é dada pela eq. (6.1), na qual P_s e Q_s são respectivamente as potências activa e reactiva injectadas, V_s é o fasor de tensão do extremo gerador e I é o fasor da corrente de linha.

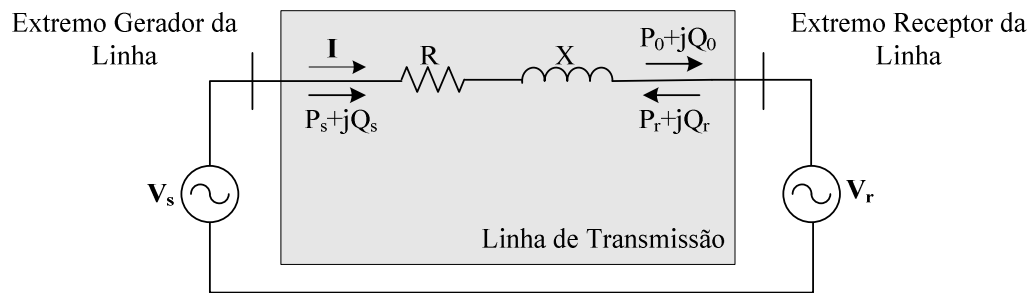


Figura 6-3 – Sentido das grandezas corrente e potência activa e reactiva na linha de transmissão.

$$S_s = P_s + jQ_s = V_s I \quad (6.1)$$

A corrente que percorre a linha de transmissão é dada pela eq. (6.2), e obtém-se mediante a aplicação da lei de *Ohm*, sendo G a condutância da linha e B a susceptância, eqs. (6.3) e (6.4), respectivamente.

$$\mathbf{I} = \frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_r}{R + jX} = (\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_r)(G + jB) \quad (6.2)$$

$$G = \frac{R}{R^2 + X^2} \quad (6.3)$$

$$B = -\frac{X}{R^2 + X^2} \quad (6.4)$$

Calculando o complexo conjugado da potência complexa recorrendo à eq. (6.1), e substituindo a corrente de linha pela expressão obtida na eq. (6.2), obtém-se a eq. (6.5).

$$\mathbf{S}_s^* = P_s - jQ_s = \mathbf{V}_s^* \mathbf{I} = \mathbf{V}_s^* (\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_r)(G + jB) = (V_s^2 - \mathbf{V}_s^* \mathbf{V}_r)(G + jB) \quad (6.5)$$

Aplicando a identidade de *Euler* no desenvolvimento de uma das parcelas como indicado na eq. (6.6), e substituindo na eq. (6.5) obtém-se, após separação das componentes real e imaginária, as equações (6.7) e (6.8), respectivamente a potência activa e reactiva injectadas no extremo gerador da linha.

$$\mathbf{V}_s^* \mathbf{V}_r = (V_s e^{j\delta_s})^* (V_r e^{j\delta_r}) = V_s V_r e^{j(-(\delta_s - \delta_r))} = V_s V_r (\cos(\delta_s - \delta_r) - j \sin(\delta_s - \delta_r)) \quad (6.6)$$

$$P_s = V_s^2 G - V_s V_r G \cos(\delta_s - \delta_r) - V_s V_r \sin(\delta_s - \delta_r) \quad (6.7)$$

$$Q_s = -V_s^2 B - V_s V_r G \sin(\delta_s - \delta_r) + V_s V_r B \cos(\delta_s - \delta_r) \quad (6.8)$$

Um processo equivalente permite obter as expressões da potência activa e reactiva do extremo receptor da linha das eqs. (6.9) e (6.10), nas quais P_r e Q_r representam as potência activa e reactiva fluindo do extremo receptor da linha para o extremo gerador.

$$P_0 = -P_r = -V_r^2 G + V_s V_r G \cos(\delta_s - \delta_r) - V_s V_r B \sin(\delta_s - \delta_r) \quad (6.9)$$

$$Q_0 = -Q_r = V_r^2 B - V_s V_r G \sin(\delta_s - \delta_r) - V_s V_r B \cos(\delta_s - \delta_r) \quad (6.10)$$

A potência das perdas da linha pode ser obtida subtraindo a potência activa recebida à potência enviada, como expresso na eq. (6.11). O equilíbrio de potência reactiva é expresso pela eq. (6.12).

$$P_l = P_s - (-P_r) = (V_s^2 + V_r^2)G - 2V_s V_r G \cos(\delta_s - \delta_r) \quad (6.11)$$

$$Q_l = Q_s - (-Q_r) = -(V_s^2 + V_r^2)B + 2V_s V_r B \cos(\delta_s - \delta_r) \quad (6.12)$$

No entanto, e principalmente para linhas curtas, a reactância X é muito maior do que a resistência R , pelo que, nas eqs. (6.7) e (6.8), a condutância pode ser desprezada e a susceptância aproximada, obtendo-se a eq. (6.13) para a potência activa no extremo gerador (neste caso a potência absorvida pelo extremo gerador é simétrica pois são desprezadas as perdas).

$$P_s = -P_r = -V_s V_r B \sin(\delta_s - \delta_r) = \frac{V_s V_r}{X} \sin(\delta_s - \delta_r) = \frac{V_s V_r}{X} \sin(\delta) = P_0(\delta) \quad (6.13)$$

Relativamente à potência reactiva, ela provém dos dois extremos geradores da linha, como evidenciado pela simplificação das eqs. (6.8) e (6.10), respectivamente nas eqs. (6.14) e (6.15) ($\delta = \delta_s - \delta_r$), representando a eq. (6.16) o fluxo médio de potência reactiva.

$$Q_s = -V_s^2 B + V_s V_r B \cos(\delta_s - \delta_r) = \frac{V_s^2 - V_s V_r \cos(\delta)}{X} \quad (6.14)$$

$$Q_r = -V_r^2 B + V_s V_r B \cos(\delta_s - \delta_r) = \frac{V_r^2 - V_s V_r \cos(\delta)}{X} = -Q_0(\delta) \quad (6.15)$$

$$Q_{sr} = \frac{Q_s - Q_r}{2} = -\frac{(V_s^2 - V_r^2)B}{2} = \frac{(V_s^2 - V_r^2)}{2X} \quad (6.16)$$

As eqs. (6.13) a (6.16) ilustram a dependência do fluxo de potência na linha de transmissão: 1) da magnitude das tensões nos extremos da linha, V_s e V_r ; 2) da reactância da linha, X ; 3) e do ângulo de transmissão, δ ; pelo que os mecanismos de controlo sobre o fluxo de potência são respectivamente: 1) o suporte de tensão; 2) a variação da impedância da linha; 3) a variação do ângulo de fase (Skvarenina 2001). O fluxo de potência activa apenas será no sentido do extremo gerador da linha para o extremo receptor no caso do ângulo de transmissão ser positivo, pelo que caso a acção de controlo inverta o sinal do ângulo de transmissão inverte o sinal do fluxo de potência. Relativamente ao fluxo de potência reactiva terá o sentido extremo gerador para o

extremo receptor quando $V_r < V_s$.

A acção do UPFC por intermédio do compensador série consiste em injectar uma tensão em série $\mathbf{V}_{pq}$ com a linha de transmissão, a qual interfere na potência transmitida P_r e na potência reactiva $-jQ_r$ fornecida pelo extremo receptor como traduzido na eq. (6.17) (quando $\mathbf{V}_{pq} = 0$ é aplicável a eq. (6.5)).

$$P_r - jQ_r = \mathbf{V}_r \left(\frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_{pq} - \mathbf{V}_r}{jX} \right)^* = V_r \left(\frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_r}{jX} \right)^* + \left(\frac{\mathbf{V}_r \mathbf{V}_{pq}}{jX} \right) \quad (6.17)$$

Por substituição das expressões (6.18), (6.19) e (6.20) na eq. (6.17) obtêm-se as expressões da eq. (6.21) e (6.22), respectivamente, para a potência transmitida P_r e para a potência reactiva $-jQ_r$, considerando um referencial síncrono e $V_s = V_r$.

$$\mathbf{V}_s = V e^{j\frac{\delta}{2}} = V \left(\cos \frac{\delta}{2} + j \sin \frac{\delta}{2} \right) \quad (6.18)$$

$$\mathbf{V}_r = V e^{-j\frac{\delta}{2}} = V \left(\cos \frac{\delta}{2} - j \sin \frac{\delta}{2} \right) \quad (6.19)$$

$$\mathbf{V}_{pq} = V_{pq} e^{j\left(\frac{\delta}{2} + \rho\right)} = V_{pq} \left(\cos \left(\frac{\delta}{2} + \rho \right) + j \sin \left(\frac{\delta}{2} + \rho \right) \right) \quad (6.20)$$

$$P(\delta, \rho) = P_0(\delta) + P_{pq}(\rho) = \frac{V^2}{X} \sin \delta - \frac{V V_{pq}}{X} \sin \left(\frac{\delta}{2} + \rho \right) \quad (6.21)$$

$$Q_r(\delta, \rho) = Q_{0r}(\delta) + Q_{pq}(\rho) = \frac{V^2}{X} (1 - \cos \delta) - \frac{V V_{pq}}{X} \sin \left(\frac{\delta}{2} + \rho \right) \quad (6.22)$$

Os valores de $P_0(\delta, \rho)$ e $Q_{0r}(\delta)$ correspondem à potência activa e reactiva transmitida na linha de transmissão não compensada, $V_{pq} = 0$, quando o ângulo de transmissão é δ .

$$P_0(\delta) = \frac{V^2}{X} \sin(\delta) \quad (6.23)$$

$$Q_{or}(\delta) = \frac{V^2}{X}(1 - \cos(\delta)) \quad (6.24)$$

No caso do UPFC o ângulo ρ e a amplitude V_{pq} da tensão série injectada são controláveis de forma totalmente independente, respectivamente, entre 0 e 2π e entre 0 e V_{pqmax} para qualquer ângulo de transmissão δ no intervalo $0 \leq \delta \leq \pi$.

Para esta gama de controlo a potência activa $P_0(\delta)$ e a potência reactiva $Q_{or}(\delta)$ são controláveis nos intervalos indicados nas eqs. (6.25) e (6.26), independentemente do ângulo de transmissão.

$$P_0(\delta) - \frac{VV_{pqmax}}{X} \leq P_0(\delta) \leq P_0(\delta) + \frac{VV_{pqmax}}{X} \quad (6.25)$$

$$Q_{or}(\delta) - \frac{VV_{pqmax}}{X} \leq Q_{or}(\delta) \leq Q_{or}(\delta) + \frac{VV_{pqmax}}{X} \quad (6.26)$$

A Figura 6-4 e a Figura 6-5 ilustram a controlabilidade do fluxo de potência activa e reactiva na linha permitido pelo UPFC em função do ângulo de transmissão. A margem de controlabilidade adicional pode ser empregue na resposta às solicitações de carga e às condições de operação do sistema, ou seja, não só no aumento do fluxo de potência como no aumento da estabilidade ao transitório e no amortecimento de oscilações de potência.

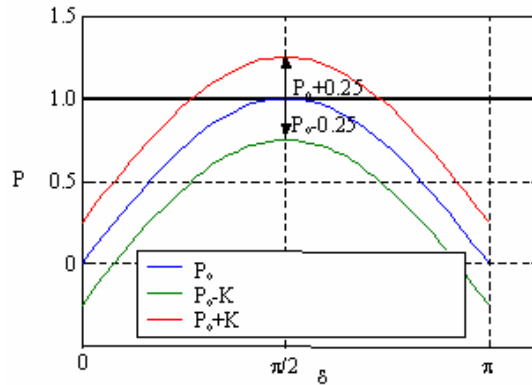


Figura 6-4 – Característica potência activa transmissível vs ângulo de transmissão ($P-\delta$)

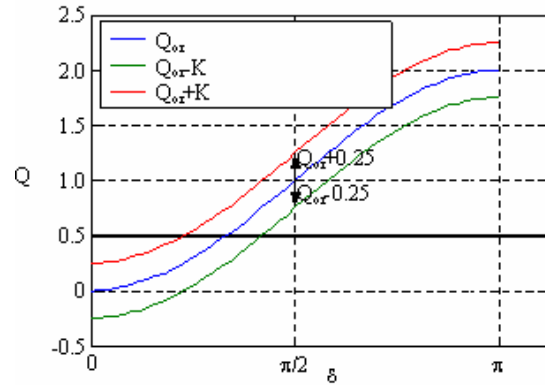


Figura 6-5 – Característica consumo de potência reactiva no extremo receptor vs ângulo de transmissão ($-Q_r - \delta$)

A acção de controlo do UPFC é ilustrada mediante o diagrama fasorial da Figura 6-6, na qual se evidencia o

efeito da injeção de tensão série de compensação com amplitude e ângulo controlado V_{pq} à tensão no extremo gerador da linha V_s , daí resultando uma tensão efectiva no extremo gerador da linha igual a $V_{seff} = V_s + V_{pq}$ e uma tensão compensada aos terminais da reactância de linha $V_x (= V_{seff} - V_r)$ sendo I corrente de linha resultante da compensação.

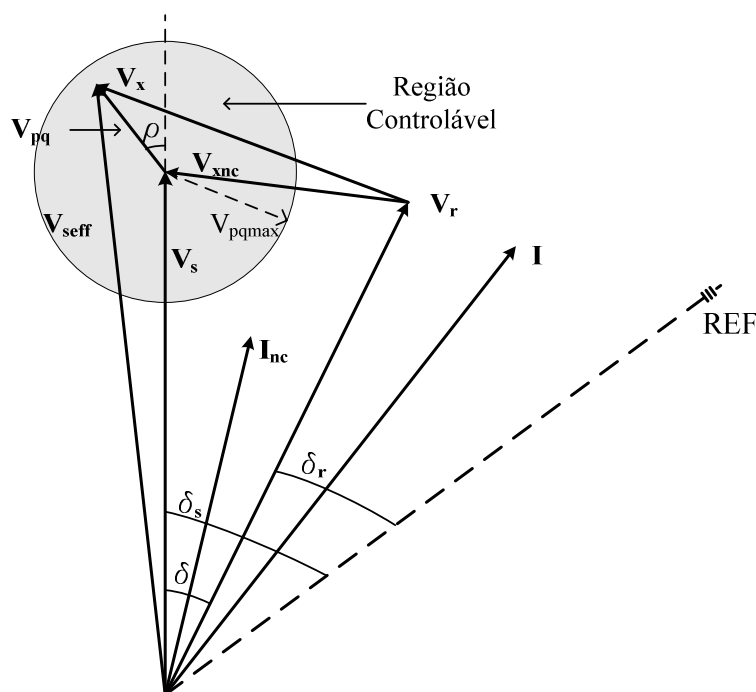


Figura 6-6 – Diagrama fasorial da compensação por injeção de tensão série pelo UPFC.

Na figura é também incluída, para comparação, a tensão aos terminais da reactância de linha do sistema não compensado V_{xnc} e a corrente de linha do sistema não compensado I_{nc} .

A região controlável assinalada a sombreado corresponde ao conjunto de valores que V_{pq} pode assumir, e o respectivo raio depende do dimensionamento para o qual o UPFC é projectado, no caso da Figura 6-6, $\delta = 20^\circ$ e $V_s = V_r = 1$, $X = 0,5$ e $V_{pqmax} = 0,25$, sendo $\rho = 40^\circ$ e $V_{pq} = 0,2$, valores em p.u. quando aplicável.

O efeito da variação do ângulo da tensão de compensação ρ é modular a magnitude e fase do fasor V_x , o que se reflecte na transmissão de potência activa P_r e reactiva Q_r . O UPFC permite estabelecer fluxos de potência activa em qualquer direcção e forçar um extremo da linha a absorver/gerar potência reactiva do/para o outro extremo gerador da linha. Tipicamente o ênfase da transmissão de potência e controlo da potência

reactiva Q_r , é no extremo receptor, porque esta última estabelece: 1) a variação da tensão de linha com a variação de carga; 2) a rejeição de sobretensões na carga, e; 3) as perdas do sistema em regime permanente. No entanto a potência reactiva pode ser controlada relativamente à tensão de qualquer ponto da linha com resultados semelhantes (Hingorani e Gyugyi 1999).

6.2 ESTRUTURA DE CONTROLO

O controlo do UPFC pode ser dividido em dois níveis, o controlo interno do conversor e o controlo funcional do conversor (Song e Johns 1999).

O controlo interno do UPFC gera o sinal de comando para os semicondutores dos conversores para que sejam geradas as tensões de saída dos conversores necessárias à injeção de tensão série ou corrente em paralelo pretendidas, de acordo com as referências provenientes do controlo funcional e medidas efectuadas. Inclui a função manutenção do equilíbrio de potência activa entre o UPFC e a rede eléctrica e a geração de sinais de comando para os semicondutores dos conversores de potência paralelo e série do UPFC, ou seja a modulação.

O controlo funcional define o modo de funcionamento do UPFC e gera as referências para o controlo interno em função do objectivo de controlo do modo de operação seleccionado. O modo de operação do UPFC é definido pelos sistemas de controlo da rede eléctrica ou por um operador, por actuação directa no controlo funcional do conversor, definindo não só o modo como as variáveis de referência para o respectivo funcionamento se aplicável. O objectivo é garantir a coordenação do controlo do UPFC com o sistema eléctrico alargado ao qual está interligado, satisfazendo os respectivos requisitos operacionais pretendidos.

Também permite, se desejado, desacoplar o funcionamento do conversor paralelo e série por separação do barramento DC dos conversores permitindo a operação independente da compensação reactiva paralelo, funcionando este conversor como um STATCOM e da compensação reactiva série, funcionando o conversor série como um SSSC, caso em que não sucede troca de potência activa entre conversores (Hingorani e Gyugyi 1999).

Na Figura 6-7 é representado, para além do circuito de potência e respectiva interligação à rede eléctrica, o circuito de controlo do UPFC, interno e funcional. É ilustrada a relação do controlo interno do conversor paralelo e série, bem como do detector de componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, com o controlo de operação funcional do UPFC, que permite o correspondente funcionamento integrado dos conversores, atendendo aos objectivos de controlo estabelecidos remotamente pelo sistema de despacho da rede eléctrica.

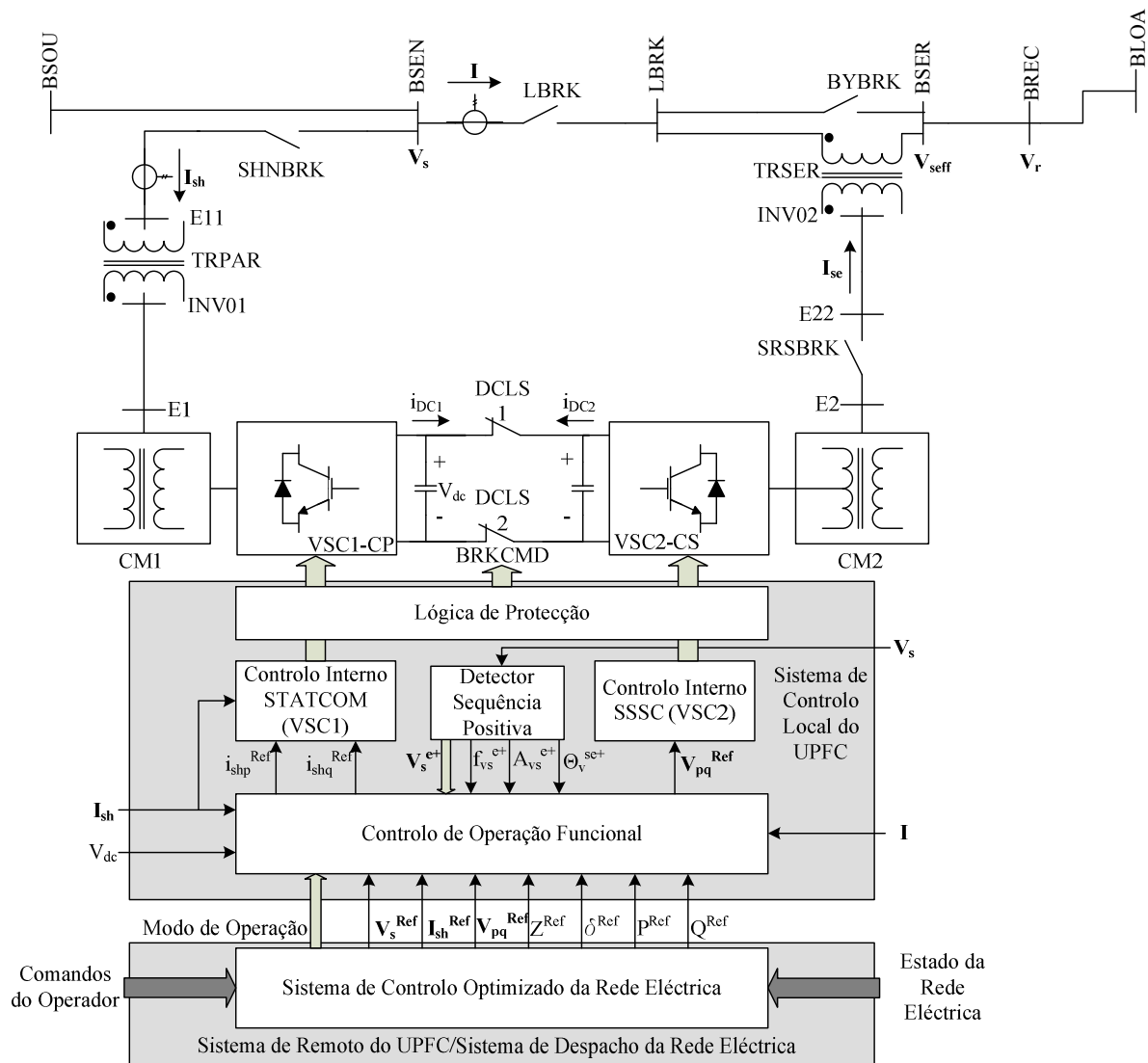


Figura 6-7 – Circuito de potência do UPFC, interligação à rede eléctrica e circuito de controlo.

A optimização do controlo multi-variável, multi-entrada e multi-saída do UPFC é uma área de investigação actual com o objectivo de conseguir o controlo do fluxo de potência e o amortecimento de oscilações, sem interacções indesejadas com outros sistemas e com robustez à variação de parâmetros. Sendo o UPFC um conceito recente estão ainda a ser identificados os problemas que introduz no funcionamento integrado com a rede eléctrica, os modos de operação possíveis e os métodos de controlo associados.

Podem ser destacados três métodos de controlo principais propostos para o UPFC: 1) *static synchronous series compensator* (SSSC); 2) desfasador; e, 3) controlo vectorial em referencial síncrono dq .

No método de controlo SSSC (Smith, Ran e Penman 1996; Padiyar e Uma Rao 1999) é empregue como referência a corrente da linha de transmissão, uma variável disponível localmente, consistindo na injeção de

tensão série em quadratura, o que equivale a operar de forma similar a um condensador série de capacidade variável. A variação da magnitude da tensão série injectada, em quadratura com a corrente da linha, permite controlar o fluxo de potência activa. O controlo do ângulo de fase, por injeção de uma componente em fase com a linha de transmissão, permite ajustar o controlo do fluxo de potência reactiva (Sen e Stacey 1998). Foram propostos sistemas de controlo baseados em técnicas de controlo linear para conseguir o controlo simultâneo da potência activa e reactiva e da tensão da linha. Foi proposto um controlador suplementar para amortecer oscilações de potência activa quando o controlo da tensão da linha de transmissão é efectuado simultaneamente com recurso a um controlador PI de alto ganho. Não foi considerado o controlo coordenado entre o conversor paralelo e série (Padiyar e Kulkarni 1998).

O método de controlo apresenta como desvantagens adicionais a possibilidade de elevação da tensão da linha, em caso de inexistência de controlo mediante injeção de tensão em fase, impondo problemas no fluxo de potência reactiva, bem como desempenho condicionado para além do ponto de operação para o qual o sistema de controlo foi dimensionado (Sreenivasachar 2001).

No método de controlo desfasador a referência é a tensão no barramento paralelo do UPFC (Limyingcharoen, Annakkage e Pahalawaththa 1998a; Huang, Ni, Shen, Wu, Chen e Zhang 2000). A injeção de tensão série é efectuada em quadratura com a tensão no barramento paralelo, permitindo o ajuste do ângulo de transmissão no lado da linha de transmissão, e dessa forma o fluxo de potência activa. O controlo de potência reactiva realiza-se mediante um componente da tensão série injectada em fase com a tensão no barramento paralelo (Limyingcharoen, Annakkage e Pahalawaththa 1998b). Não foram propostos métodos de dimensionamento integrado do sistema de controlo para controlo do fluxo de potência activa, reactiva e suporte no nível de tensão na linha de transmissão, nem de coordenação de potência activa entre o controlo do conversor série e paralelo.

No método de controlo vectorial em referencial síncrono dq (Papic, Zunko, Povh e Weinhold 1997; Schauder, Gyugyi, Lund, Hamai, Rietman, Torgerson e Edris 1998) a corrente na linha de transmissão é controlada de forma independente para estabelecer um fluxo de potência activa e reactiva. O referencial síncrono dq pode ser estabelecido a partir da tensão no extremo gerador ou receptor e tanto a tensão série injectada como a corrente na linha são transformadas para o referencial síncrono. A tensão segundo o eixo directo controla o fluxo de potência activa, por variação da corrente na linha segundo o eixo directo, enquanto que a tensão segundo o eixo em quadratura controla o fluxo de potência reactiva, por variação da corrente da linha segundo o eixo em quadratura. A tensão série injectada segundo o eixo directo vai influenciar a tensão na linha de transmissão e a tensão série injectada segundo o eixo indirecto vai influenciar o ângulo de fase do barramento do UPFC (Sreenivasachar 2001).

A implementação desta estratégia de controlo foi proposta com recurso a controladores lineares do tipo proporcional-integral, incluindo coordenação entre o conversor paralelo e série (Papic, Zunko et al. 1997). No entanto, os dois níveis de malhas de controlo no conversor série implicam complexidade acrescida,

levando a que para pontos de funcionamento que não o de projecto haja deterioração do desempenho. O sistema de controlo do conversor paralelo é implementado com recurso a controladores proporcional-integral dimensionados sem considerar a dinâmica do condensador do barramento DC (Papic, Zunko et al. 1997).

O mesmo método de controlo foi proposto com a diferença que a tensão segundo o eixo directo controla o fluxo de potência reactiva na linha, enquanto que a tensão segundo o eixo em quadratura o fluxo de potência activa. Presume-se que o UPFC está localizado no extremo receptor da linha, sendo as referências de corrente geradas a partir da potência activa e reactiva, bem como da tensão segundo o referencial síncrono do extremo receptor. Caso o UPFC esteja localizado no extremo gerador, então as referências de corrente geradas são obtidas a partir da potência activa e reactiva, bem como da tensão segundo o referencial síncrono, do extremo gerador. Porém como, para estes casos, o conhecimento das correntes no extremo gerador ou receptor é necessária para gerar as correntes de referência para o conversor paralelo, para controlar a potência reactiva paralelo e a tensão no barramento DC, impõe-se a necessidade de efectuar medições remotas, caso se pretenda implementar o sistema, para além de que a coordenação entre o conversor série e paralelo não foi considerada (Sreenivasachar 2001).

Para além dos métodos de controlo supra-referidos outros foram propostos, mas como regra geral, ora são complexos, ora desprovidos de controlo coordenado de potência activa entre o conversor série e o conversor paralelo.

É reconhecido que qualquer variação no fluxo de potência reactiva na linha de transmissão origina igual fluxo de potência reactiva do conversor paralelo quando em modo de regulação da tensão do barramento paralelo. Na prática um pedido de variação da potência reactiva na linha de transmissão é fornecido pelo conversor paralelo. Para diminuir variações da tensão regulada pelo conversor paralelo foram propostos métodos de controlo coordenado de potência reactiva (Kannan, Jayaram e Salama 2004).

Tipicamente o conversor paralelo controla a tensão no barramento paralelo e a potência reactiva paralelo, bem como a tensão no barramento DC, ao passo que o conversor série o fluxo de potência activa e reactiva na linha de transmissão. Mas atendendo à necessidade de coordenação de potência reactiva entre conversores foi recentemente proposta uma abordagem em que o conversor paralelo é controlado para manter a tensão no barramento DC constante e fornecer a potência reactiva para o controlo de potência reactiva, enquanto que o conversor série é controlado para manter a tensão no barramento paralelo estável, funcionando como um *Dynamic Voltage Restorer* (DVR) e ajustar o fluxo de potência reactiva. Espera-se com isto controlar directamente a tensão no barramento DC e o fluxo de potência reactiva na linha de transmissão e obter melhor desempenho (Zhu, Liu, Liu, Kang e Chen 2006).

Relativamente a controladores a solução convencional são as técnicas lineares com recurso a controladores proporcionais integrais, os quais são dimensionados para pontos de operação específicos. Para aumentar a robustez devido à necessidade de usar controladores individuais: para o controlo do fluxo de potência; tensão no barramento paralelo; e, tensão no barramento DC; foi proposto um controlador proporcional-integral

multi-variável (Wang 2002), que, no entanto, requer o dimensionamento de um considerável número de parâmetros (Reddy e Singh 2006).

Para tornar as limitações do controlo linear, foi proposto o controlo baseado em *Linear Quadratic Regulator* (LQR) para o conversor paralelo do UPFC (Lombard e Therond 1997), permitindo considerar o acoplamento entre equações do conversor paralelo, no entanto não foi esclarecido o procedimento de aplicação ao conversor série. Este controlador apresenta a desvantagem de necessitar da medição de todas as variáveis de estado consideradas no modelo no espaço de estados para o projecto do controlador (Sreenivasachar 2001).

Os controladores inteligentes caracterizam-se pela capacidade de aprendizagem, adaptabilidade a mudanças nos parâmetros, processamento paralelo ou distribuído, possibilidade de aproximar mapeamentos não-lineares e aplicabilidade a sistemas multi-entrada e multi-saída. Um exemplo são os controladores baseados em lógica difusa, que, comparativamente com métodos convencionais, podem funcionar com valores numéricos de menor precisão para as variáveis de entrada e parâmetros do sistema (Limyingcharoen, Annakkage et al. 1998b). Foram propostas redes neuronais artificiais para substituir controladores proporcionais integrais na implementação de sistemas de controlo adaptativos de controladores UPFC, e igualmente se tirou partido da sua possibilidade de lidar com parâmetros desconhecidos (Zebirate, Chaker e Feliachi 2004). A investigação prossegue com o objectivo de melhorar a resposta às condições dinâmicas reais do sistema, razão pela qual são preferidas as técnicas de aprendizagem on-line (Reddy e Singh 2006), bem como as que requerem tempos de latência menores, ou seja tempos de aprendizagem mais rápidos ou número de iterações para dimensionamento dos controladores mais reduzidos.

A abordagem seguida nesta dissertação consiste no controlo vectorial em referencial síncrono dq , com controlo coordenado de potência activa e reactiva, em que o controlador paralelo controla a tensão no barramento paralelo e a potência reactiva paralelo, bem como a tensão no barramento DC, ao passo que o conversor série o fluxo de potência activa e reactiva na linha de transmissão. Os controladores são do tipo proporcional-integral.

6.2.1 CONTROLO FUNCIONAL DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR PARALELO

O conversor paralelo absorve ou gera a corrente $\mathbf{i}_{sh}$ no ponto de ligação comum com a linha de transmissão controladamente, eq. (6.27). Uma componente da corrente é activa i_{shp} e tem como função equilibrar a troca de potência activa do conversor série, através do barramento DC, e compensar perdas, regulando a tensão do barramento DC. A outra componente é reactiva indutiva ou capacitiva i_{shq} , regulável no intervalo de

funcionamento do conversor de acordo com o objectivo de controlo do modo de operação seleccionado.

$$\mathbf{i}_{sh} = i_{shp} + j\dot{i}_{shq} \quad (6.27)$$

A corrente reactiva ou activa injectadas ou absorvidas no conversor paralelo são controladas independentemente. No modo de controlo de potência reactiva a componente reactiva é gerada directamente como resposta à referência de entrada; a componente activa, inserida noutra malha para estabilização da tensão no barramento DC, responde sempre indirectamente.

6.2.1.1 MODO DE CONTROLO DA CORRENTE REACTIVA (VAR)

Neste modo de funcionamento há uma referência de corrente (ou potência) reactiva capacitiva ou indutiva i_{shq}^{ref} a gerar ou absorver pelo conversor paralelo imposta externamente. O controlador de corrente, inserido numa malha de realimentação da corrente proveniente da saída do conversor paralelo, recebe um sinal de erro entre a corrente paralelo a absorver ou injectar e a corrente paralelo à saída do conversor, e gera um sinal de actuação do subsistema modulação, que por sua vez gera os sinais de comando dos semicondutores do conversor paralelo correspondentes para gerar ou absorver a corrente (ou potência) reactiva de referência. A tensão no barramento DC, V_{dc} , também é realimentada, e uma acção de controlo com o objectivo de estabilizar a tensão no respectivo barramento, para suprir as perdas e melhor responder a transitórios, é incluída no sinal de actuação para o subsistema modulação, sob a forma de uma pequena componente de corrente activa i_{shp}^{ref} .

6.2.1.2 MODO DE CONTROLO AUTOMÁTICO DE TENSÃO

O modo de controlo de tensão tem como objectivo de controlo a regulação da tensão na linha de transmissão no ponto de ligação comum para um valor determinado, sendo a corrente reactiva do conversor paralelo regulada em consonância, eventualmente com limitação da máxima variação de tensão mediante o denominado factor *droop*. O factor *droop* define-se como o máximo erro de tensão ao fluxo de corrente reactiva para o qual o conversor paralelo foi dimensionado (Sen e Keri 2003). Em diversas aplicações o conversor paralelo, funcionando como STATCOM, não é empregue como um regulador de tensão perfeito, permitindo-se que a tensão regulada varie proporcionalmente à corrente de compensação. A utilização do factor *droop* permite estender o intervalo útil de funcionamento linear do equipamento e equilibrar automaticamente cargas entre vários conversores estáticos eventualmente existentes.

6.2.2 CONTROLO FUNCIONAL DA OPERAÇÃO DO CONVERSOR SÉRIE

O conversor série injecta um vector de tensão $\mathbf{V}_{pq}$ em série com a linha de transmissão, cujo objectivo directo ou indirecto é regular o fluxo de transmissão de potência na linha, com algum objectivo de controlo específico do modo de funcionamento seleccionado.

6.2.2.1 MODO DE INJEÇÃO DIRECTA DE TENSÃO

Neste modo de funcionamento a tensão série de referência $\mathbf{V}_{pq}^{\text{ref}}$, com magnitude e fase definida pelo sinal de referência, é directamente injectada na linha de transmissão. A operação neste modo de funcionamento implica a existência de um sistema de controlo coordenado optimizado entre o UPFC e outros Controladores FACTS que existam no sistema eléctrico.

6.2.2.2 MODO DE CONTROLO E REGULAÇÃO DA TENSÃO NO BARRAMENTO

Neste modo de funcionamento o vector de tensão série injectada $\mathbf{V}_{pq}$ é controlado para ter fase igual à do vector de tensão no barramento do extremo da linha $\mathbf{V}_s$, e a magnitude é controlada para regular a tensão no barramento do extremo receptor da linha $\mathbf{V}_r$ de acordo com um valor de referência. A eq. (6.28) traduz o vector de tensão série a injectar sendo k_m um factor escalar e $\mathbf{V}_{su}$ um vector com norma unitária paralelo a $\mathbf{V}_s$.

$$\mathbf{V}_{pq} = k_m \mathbf{V}_{su} \quad (6.28)$$

Neste caso, as eqs. (6.29) e (6.30) representam a magnitude dos componentes da tensão série injectada nos eixos dq . O grau de compensação efectuada será proporcional ao factor escalar k_m , o qual como ilustrado na Figura 6-8, permite aumentar a tensão no barramento quando superior a zero ou diminuir quando menor que zero.

$$V_{pqd} = E_{md} = k_m \quad (6.29)$$

$$V_{pq} = E_{mq} = 0 \quad (6.30)$$

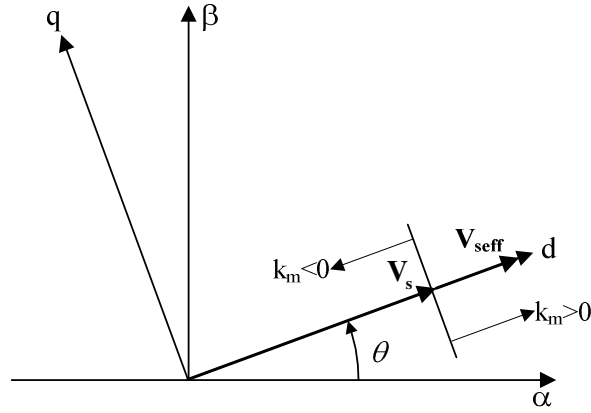


Figura 6-8 – Diagrama fasorial da acção de controlo e regulação de tensão no barramento pelo UPFC.

6.2.2.3 MODO DE COMPENSAÇÃO DA IMPEDÂNCIA DE LINHA

Neste modo de funcionamento a magnitude do vector de tensão série injectado V_{pq} em quadratura com a corrente de linha I é controlada de acordo com uma relação de proporcionalidade, para que o efeito da injeção de tensão série seja equivalente à emulação de uma impedância série sob o ponto de vista da linha. A impedância série é uma referência passada ao controlo interno pelo controlo funcional e pode ser uma impedância complexa com componente resistiva e reactiva de qualquer polaridade.

O vector de tensão série injectado é composto por um vector de tensão E_x que está atrasado ou avançado 90° relativamente à corrente de linha I . O vector de tensão série injectado E_x pode emular uma reactância indutiva ou capacitiva virtual consoante se encontra em atraso ou avanço, relativamente a I . Quando se insere uma reactância virtual indutiva o componente de tensão injectado é $E_x = k_x jI$, ao passo que quando se insere uma reactância virtual capacitiva o componente de tensão série injectado é $E_x = -k_x jI$. As magnitudes dos componentes dq da tensão série injectada neste modo de operação são representadas de acordo com as eqs. (6.31) e (6.32), sendo o grau de compensação efectuada proporcional ao factor escalar k_x , como ilustrado na Figura 6-9.

$$V_{pqd} = E_{xd} = -k_x \sin \alpha_{il} \quad (6.31)$$

$$V_{pqq} = E_{xq} = +k_x \cos \alpha_{il} \quad (6.32)$$

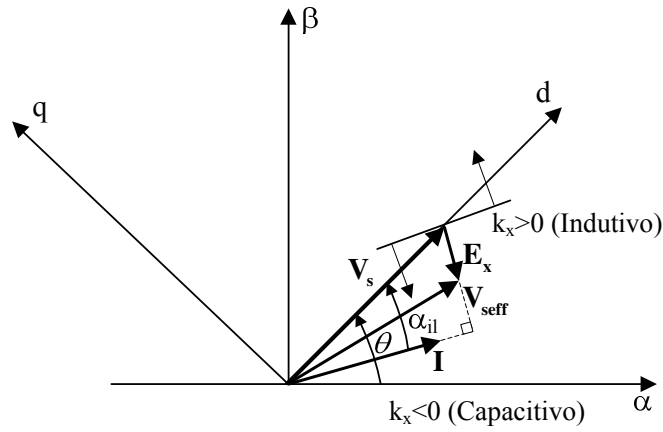


Figura 6-9 – Diagrama fasorial da acção de controlo no modo compensação de impedância de linha do UPFC.

6.2.2.4 MODO DE REGULAÇÃO DO ÂNGULO DE FASE

Neste modo de funcionamento o vector de tensão série injectada $\mathbf{V}_{pq}$ é controlado relativamente ao vector de tensão no extremo gerador da linha $\mathbf{V}_s$, com o objectivo de desfazar o vector de tensão do barramento do extremo gerador da linha $\mathbf{V}_{seff}$ relativamente a $\mathbf{V}_s$ de um ângulo especificado por um sinal de referência sem alterações de magnitude.

O vector de tensão série injectado é composto por um vector de tensão $\mathbf{E}_\delta$ que permitirá obter o ângulo de fase pretendido, dado pelas eqs. (6.33) e (6.34), como ilustrado na Figura 6-10.

$$V_{pqd} = E_{\delta d} = -2|\mathbf{V}_s| \sin^2 \left(\frac{k_\delta}{2} \right) \quad (6.33)$$

$$V_{pqq} = E_{\delta q} = |\mathbf{V}_s| \sin(k_\delta) \quad (6.34)$$

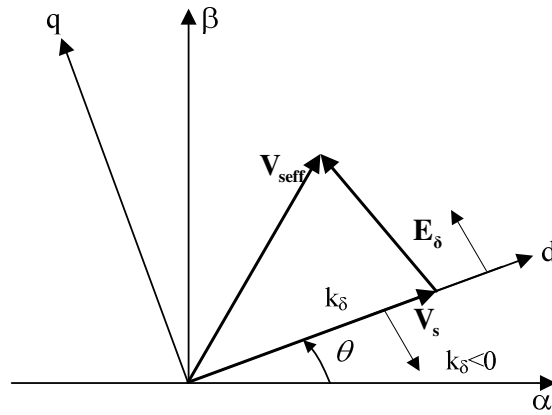


Figura 6-10 – Diagrama fasorial da acção de controlo do modo de regulação do ângulo de fase do UPFC.

6.2.2.5 MODO DE CONTROLO AUTOMÁTICO DO FLUXO DE POTÊNCIA OU COMBINADO

Neste modo de funcionamento a magnitude e fase do vector de tensão série injectada V_{pq} são controlados para forçar o vector da corrente de linha ao estabelecimento do fluxo de potência activa e reactiva desejados na linha de transmissão.

Este método implica a regulação da tensão, impedância e ângulo da tensão série injectada, pelo que também se denomina modo combinado, por agregar os modos de funcionamento anteriormente referidos, sendo o mais usual.

6.2.3 COMPENSAÇÃO PARALELA E SÉRIE INDEPENDENTES

Os conversores série e paralelo do UPFC podem ser operados independentemente desligando os barramentos DCLS1 e DCLS2 de ligação e dividindo os condensadores do barramento DC comum.

Nessa configuração o conversor paralelo pode ser independentemente operado como um STATCOM e o conversor série como um SSSC. Esta possibilidade é atractiva quando a colocação em serviço dos dois conversores é temporalmente desfasada (Schauder, Stacey et al. 1998), para manutenção de um conversor em funcionamento quando o outro falha, e permite flexibilidade acrescida para evoluções.

Como neste modo de funcionamento não é possível aos conversores absorver ou injectar potência activa, apenas potência reactiva, o funcionamento em diversos modos de funcionamento fica inviabilizado. No caso do conversor série apenas é possível operar no modo compensação controlada de tensão reactiva e emulação de impedância reactiva.

6.3 MÉTODO DE CONTROLO

O método de controlo implementado para comando dos conversores em funcionamento independente ou conjunto e nos diversos modos de funcionamento, difere no processamento das referências, devido aos distintos objectivos de controlo. O processamento efectuado assenta em qualquer caso na medição das grandezas de corrente e tensão à saída dos conversores e na corrente linha, de acordo com o esquema global da Figura 6-2.

O controlo implementado é do tipo vectorial, por via da simplificação que a análise e controlo vectorial do UPFC, interligado à rede eléctrica AC, permite. O controlo vectorial tem sido amplamente empregue na análise de máquinas eléctricas e mais recentemente na análise e controlo de redes eléctricas.

As tensões instantâneas da linha de transmissão v_{sa} , v_{sb} e v_{sc} no barramento de ligação comum são usadas para obter o ângulo de referência θ_{vs}^{fe+} , síncrono com o componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental, e também com a tensão instantânea da fase a quando a rede eléctrica está equilibrada.

O ângulo de referência θ_{vs}^{fe+} é obtido com recurso à estrutura de detecção do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental⁵² desenvolvido e testado no capítulo 3. Este detector é implementado com o método da secção 3.1.4, baseado no uso da EPLL porque, para além de ser caracterizado por elevada dinâmica e precisão é estruturalmente simples. A DFT poderia ser empregue para diminuir o risco de interacção com as malhas de realimentação do UPFC, por funcionar em malha aberta, caso tal se verificasse com a EPLL.

6.3.1 CONVERSOR PARALELO

O conversor paralelo é constituído pelo circuito de potência ilustrado na Figura 6-11 e pelo circuito de controlo. As tensões v_{sha} , v_{shb} e v_{shc} representam a tensão trifásica de saída do conversor comandado por modulação por largura de impulsos, R_{sh} e L_{sh} a resistência e indutância existentes no filtro de ligação e eventual transformador paralelo, C_{dc} é a capacidade do barramento DC partilhada com o conversor série, e R_L representa a carga equivalente contínua do conversor paralelo, ou seja, a carga real existente resultante da presença do conversor série. O circuito pode ser traduzido pelas equações de estado (6.35) a (6.37),

⁵² Tipicamente o VSC está ligado à rede eléctrica apenas por três condutores, pelo que não há componente de sequência nula na corrente que percorre os dispositivos, apenas poderá haver componente de sequência negativa.

considerando o circuito simétrico e equilibrado. Na eq. (6.36) s_a, s_b e s_c terão valor unitário se os semicondutores superiores do braço respectivo do inversor estiverem em condução e valor nulo quando estejam os semicondutores inferiores.

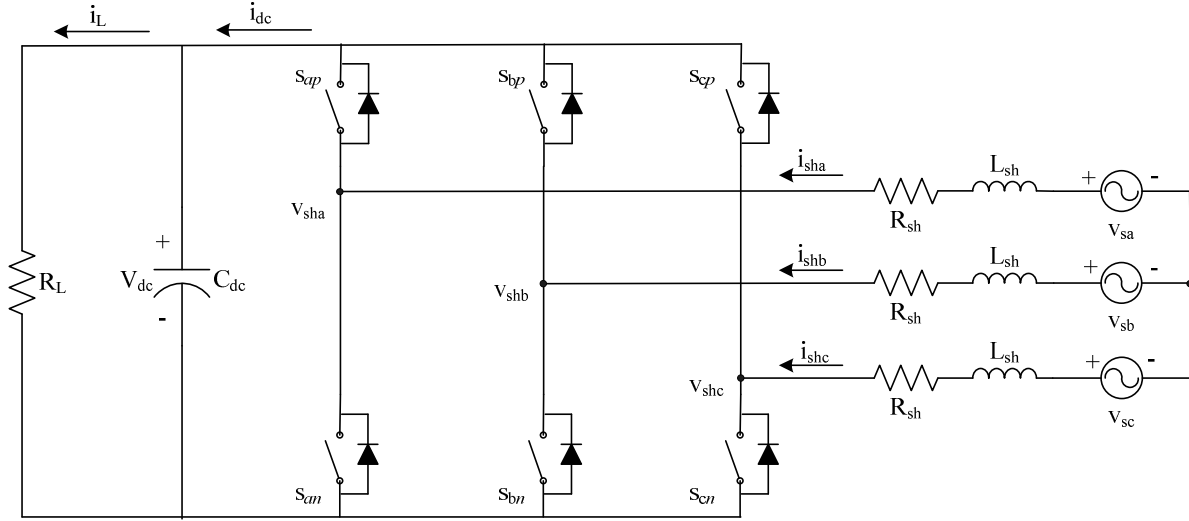


Figura 6-11 – Esquema de potência do conversor paralelo do UPFC.

$$\left(R_{sh} + L_{sh} \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sa} - v_{sha} \\ v_{sb} - v_{shb} \\ v_{sc} - v_{shc} \end{bmatrix} \quad (6.35)$$

$$i_{dc} = s_a \cdot i_{sha} + s_b \cdot i_{shb} + s_c \cdot i_{shc} \quad (6.36)$$

$$C_{dc} \frac{dV_{dc}}{dt} = i_{dc} - i_L \quad (6.37)$$

Aplicando a transformação do referencial abc para referencial síncrono dq , com recurso a θ_{vs}^{fe+} , obtém-se a componente directa v_{sd} e em quadratura v_{sq} , eqs. (6.38) e (6.39).

A mesma transformação é aplicada às correntes instantâneas medidas à saída do VSC1 $\mathbf{i}_{sh}$ para obter o componente activo ou directo i_{shd} e reactivo ou em quadratura i_{shq} , respectivamente, bem como a s_a, s_b, s_c .

O factor $2/3$ da eq. (6.39) é empregue na maior parte da literatura e implica que, para condições sinusoidais e equilibradas, os valores de pico das correntes ou tensões em referencial síncrono são iguais aos valores de

pico em referencial trifásico (Kundur 1993).

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_1 \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_{shd} \\ i_{shq} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_1 \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6.38)$$

$$\mathbf{C}_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\cos(\theta) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6.39)$$

A Figura 6-12 ilustra a relação angular entre a tensão e a corrente do conversor paralelo e entre o referencial síncrono e o estacionário.

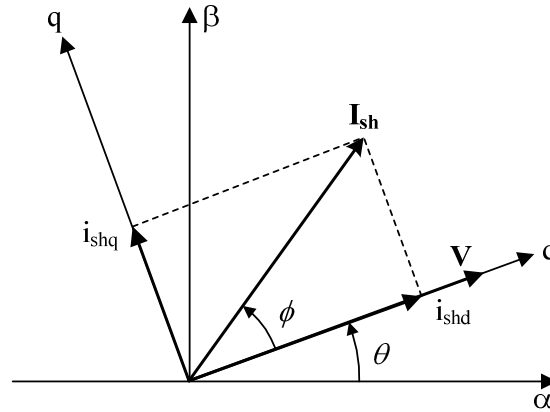


Figura 6-12 – Relação angular entre tensão e corrente em referencial síncrono.

A transformação inversa, para obtenção das referências de corrente a impor, é efectuada mediante as expressões das eqs. (6.40) e (6.41).

$$\begin{bmatrix} i_{shc}^{ref} \\ i_{shb}^{ref} \\ i_{sha}^{ref} \end{bmatrix} = \mathbf{C}_2 \begin{bmatrix} i_{shd} \\ i_{shq} \end{bmatrix} \quad (6.40)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} \sin(\theta) & -\cos(\theta) \\ \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (6.41)$$

As equações de estado (6.35) e (6.36) e (6.37) transformam-se nas eqs. (6.42) e (6.43), e podem ser representadas pelo diagrama de blocos da Figura 6-13.

$$\begin{cases} L_{sh} \frac{di_{shd}}{dt} = -R_{sh} i_{shd} + \omega L_{sh} i_{shq} + v_{shd} - v_{sd} \\ L_{sh} \frac{di_{shq}}{dt} = -R_{sh} i_{shq} - \omega L_{sh} i_{shd} + v_{shq} - v_{sq} \end{cases} \quad (6.42)$$

$$i_{dc} = \frac{3}{2} (s_d \cdot i_{shd} + s_q \cdot i_{shq}) \quad (6.43)$$

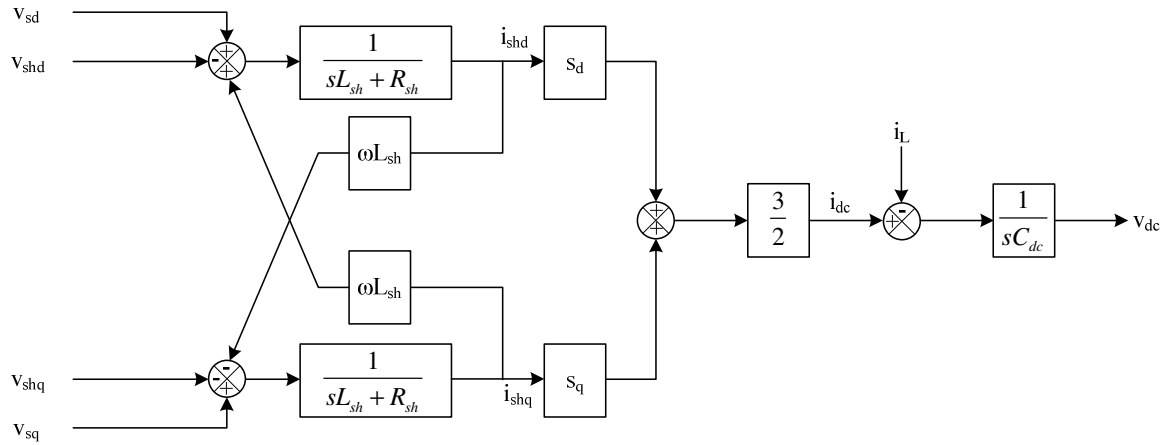


Figura 6-13 – Diagrama de blocos do modelo matemático do conversor paralelo do UPFC.

O conversor paralelo pode receber e seguir referências de corrente directa e de quadratura, por acção dos controladores proporcional-integral incluídos no esquema de controlo ilustrado na Figura 6-14, com implicação directa na potência activa e reactiva à saída do conversor (Gao, Zhang e Kang 2005).

A tensão do barramento DC é regulada pela malha de controlo do eixo directo, a qual inclui uma malha de corrente *feed-forward* no controlo desacoplado. A malha de controlo exterior recebe uma referência da tensão no barramento DC, V_{dc}^{ref} , e a tensão do barramento DC, V_{dc} , filtrada por um filtro passa-baixo,

constituindo a saída do controlador proporcional-integral PI1 a referência de corrente directa para a malha de controlo interna. A malha de controlo de corrente interna inclui, para além da referência de corrente i_d^{ref} a realimentação da corrente segundo o eixo directo i_d e a realimentação da corrente da carga no barramento DC, i_L , que representa o trânsito de potência activa com o conversor série, como entradas para o controlador proporcional-integral PI2, a cuja saída é subtraído um termo de realimentação cruzada da corrente segundo o eixo em quadratura. Na Figura 6-14 representa-se a realimentação da corrente da carga no barramento DC, i_L , correspondente ao método de controlo coordenado de corrente activa dois, referido na secção 6.3.4.1.

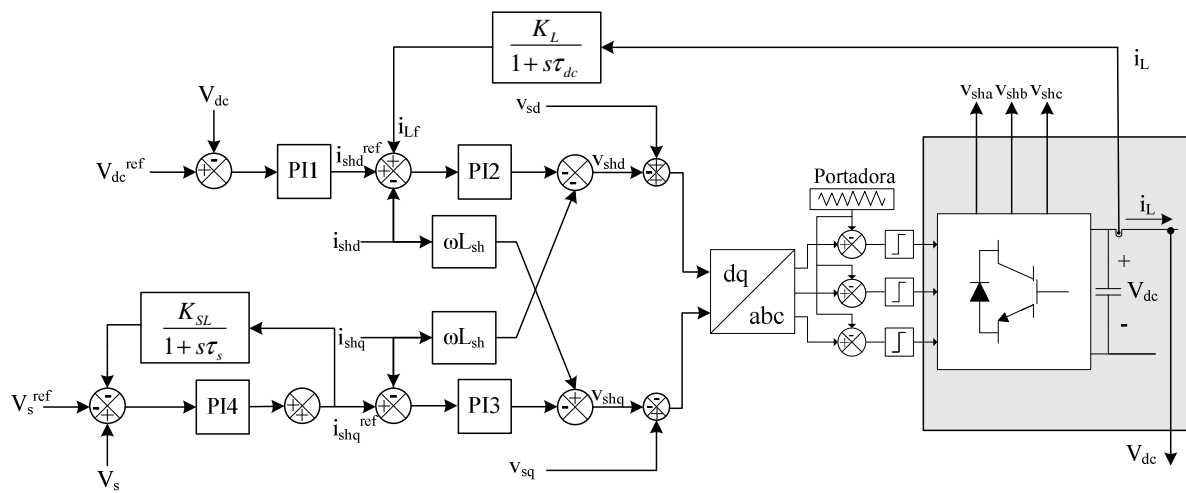


Figura 6-14 – Estrutura global de controlo para o conversor paralelo do UPFC.

A tensão no ponto de ligação comum pode ser regulada com base na magnitude da tensão no ponto de ligação comum V_s e na respectiva referência V_s^{ref} , cuja diferença constitui entrada para uma malha de regulação externa composta por um controlador proporcional-integral PI4 e factores de escala da característica *droop*. O valor de referência para a magnitude da tensão no ponto de ligação comum pode ser fixado sendo tipicamente aceitável que varie num intervalo de 5% em redor do valor nominal com operação segura da rede eléctrica. O valor da magnitude da tensão no ponto de ligação comum pode variar livremente no intervalo admissível de variação quando a potência reactiva na linha de transmissão está a variar. Por essa razão tem reduzida influência na referência de corrente em quadratura durante o transitório, pelo que para além de garantir bom transitório o esquema de controlo permite aumentar a estabilidade da rede eléctrica (Gao, Zhang et al. 2005).

A estrutura de controlo da Figura 6-14 é implementada digitalmente pelo método da integração trapezoidal.

6.3.1.1 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLO DE CORRENTE

A Figura 6-15 ilustra o modelo da malha de controlo de corrente dos eixos directo e de quadratura, as quais são similares. O bloco $G_i(s)$ corresponde ao controlador proporcional-integral PI2 e PI3 e os blocos seguintes ao modelo do conversor de potência, respectivo filtro de ligação e filtro da malha de realimentação de corrente.

A constante de tempo T_L representa a constante de tempo da indutância do filtro de ligação e é traduzida pela eq. (6.44), ao passo que K_R , eq. (6.45), é um ganho inversamente proporcional à resistência do filtro de ligação R_{sh} .

$$T_L = \frac{L_{sh}}{R_{sh}} \quad (6.44)$$

$$K_R = \frac{1}{R_{sh}} \quad (6.45)$$

O modelo do conversor de potência inclui o ganho K_{PWM} , que representa o ganho do inversor de tensão e é calculado mediante a eq. (6.46)⁵³, e a constante de tempo T_s , que corresponde ao atraso de tempo introduzido pelo conversor, possuindo valor igual a metade do período de comutação T_{sw} , na qual também se inclui o atraso devido ao processamento pelo sistema de controlo T_{sc} , que é igual ao período de amostragem T_A .

$$K_{PWM} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{dc} \quad (6.46)$$

$$T_s = \frac{T_{sw}}{2} + T_{sc} \quad (6.47)$$

Caso exista filtragem da corrente de realimentação i_{shd} e i_{shq} o filtro é caracterizado por um ganho de realimentação K_{if} e por uma constante de tempo T_{if} .

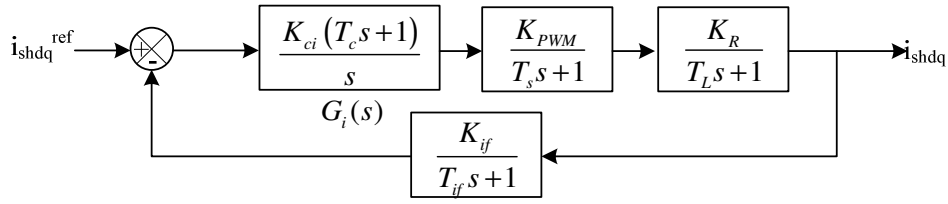


Figura 6-15 – Malha de controle de corrente.

A eq. (6.48) traduz a função de transferência em malha aberta do controlador de corrente e nela T_c , eq. (6.49), corresponde à relação entre o ganho proporcional K_{cp} e o ganho integral K_{ci} do controlador proporcional-integral.

$$G_{oi}(s) = \frac{K_{ci} K_{PWM} K_R K_{if} (T_c s + 1)}{s (T_L s + 1) (T_s s + 1) (T_{if} s + 1)} \quad (6.48)$$

$$T_c = \frac{K_{cp}}{K_{ci}} \quad (6.49)$$

Supondo que a igualdade da eq. (6.49) é cumprida, que $T_c = T_L$ e que é aceitável considerar, por T_s e T_{if} possuírem valores muito pequenos, que podem ser representados conjuntamente por uma constante de tempo única T_{sf} , a função de transferência de malha fechada adquire o formato da eq. (6.50), na qual o factor de amortecimento ξ e a frequência natural ω_n são traduzidas pelas expressões da eq. (6.51) e (6.52), respectivamente, nas quais T_{sf} e K são calculados mediante as eqs. (6.53) e (6.54), respectivamente.

$$G_{ci}(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6.50)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{KT_{sf}}} \quad (6.51)$$

⁵³ O cálculo do ganho do inversor de tensão está dependente da tensão do barramento DC e da modulação, estando explicitado no capítulo 4.

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K}{T_{sf}}} \quad (6.52)$$

$$T_{sf} = T_s + T_{if} \quad (6.53)$$

$$K = K_{ci} K_{PWM} K_R K_{if} \quad (6.54)$$

A função de transferência da eq. (6.50) representa um sistema de segunda ordem cuja sobre-elongação e tempo de estabelecimento são óptimos quando o coeficiente de amortecimento cumpre com a igualdade da eq. (6.55). Para essa condição, a partir da eq. (6.51) é possível calcular o valor K e, posteriormente, o valor de K_{ci} mediante a eq (6.56).

$$\xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (6.55)$$

$$K_{ci} = \frac{K}{K_{PWM} K_R K_{if}} \quad (6.56)$$

O ganho proporcional K_{cp} é então calculado respeitando a igualdade da eq. (6.57).

$$T_c = \frac{K_{cp}}{K_{ci}} = T_L \Leftrightarrow K_{cp} = T_L \cdot K_{ci} \quad (6.57)$$

6.3.1.2 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLO DE TENSÃO DC

A Figura 6-16 ilustra o modelo da malha de controlo de tensão no barramento DC. O bloco $G_u(s)$ corresponde ao controlador proporcional-integral e os blocos seguintes à função de transferência de malha fechada do controlador de corrente $G_{ci}(s)$ e à função de transferência $G(s)$, entre i_{shd} e V_{dc} , traduzida pela eq. (6.58), cujos parâmetros se calculam mediante as expressões das eqs. (6.59) a (6.61).

$$G(s) = K_0 \frac{1 - sT_z}{1 + sT_p} \quad (6.58)$$

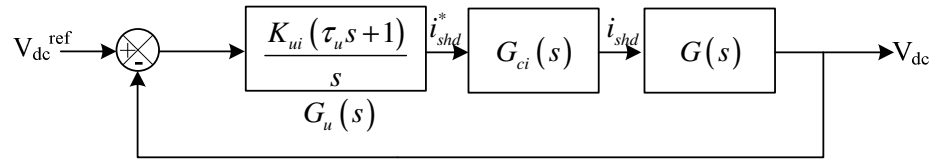


Figura 6-16 – Controlador de tensão do barramento DC.

$$K_0 = \frac{3R_L}{4V_{dc}} U_m \quad (6.59)$$

$$T_p = 0,5R_L C_{dc} \quad (6.60)$$

$$T_Z = \frac{L_{sh}}{R_i} \quad (6.61)$$

Na eq. (6.61) R_i representa a resistência de entrada do conversor. R_i define-se pela eq. (6.62) sendo U_m e I_m , respectivamente a magnitude da corrente e da tensão do conversor. A corrente de entrada do conversor calcula-se pela eq. (6.63).

$$R_i = \frac{U_m}{I_m} \quad (6.62)$$

$$I_m = I_{shn} = \frac{S_{shn}}{\sqrt{3} \cdot V_{sn}} \quad (6.63)$$

O bloco $G_u(s)$ corresponde a um controlador proporcional-integral cuja função de transferência é traduzida pela eq. (6.64), na qual τ_u corresponde à relação entre o ganho proporcional K_{up} e o ganho integral K_{ui} , eq. (6.65).

$$G_u(s) = K_{ui} \frac{\tau_u s + 1}{s} \quad (6.64)$$

$$\tau_u = \frac{K_{up}}{K_{ui}} \quad (6.65)$$

A malha de controlo interna $G_{ci}(s)$ deve ser muito mais rápida do que a malha de controlo externa para regulação de tensão no barramento DC, pelo que, caso ocorra um transitório, a corrente de quadratura i_{shq} deve atingir um valor nulo antes que ocorra uma variação relevante da tensão do condensador do barramento DC. Por esta razão a função de transferência $G_{ci}(s)$ pode ser simplificada como na eq. (6.66), daí resultando, para o controlador de tensão, a função de transferência em malha aberta da eq. (6.67).

$$G_{ci}(s) \approx \frac{1}{2T_{sf}s + 1} \quad (6.66)$$

$$G_{ov}(s) = \frac{K_{ui}K_0(\tau_us + 1)(1 - T_zs)}{s(1 + T_ps)(2T_{sf}s + 1)} \quad (6.67)$$

Considerando as igualdades das eqs. (6.68) e (6.69) a função de transferência de malha fechada do controlador de tensão é a da eq. (6.70).

$$\tau_u = T_p \quad (6.68)$$

$$K_1 = K_{ui} \cdot K_0 \quad (6.69)$$

$$G_{cu} = \frac{\frac{K_1(1 - T_zs)}{2T_{sf}}}{s^2 + \frac{1 - T_zK_1}{2T_{sf}}s + \frac{K_1}{2T_{sf}}} \quad (6.70)$$

Uma vez que a constante de tempo T_z é muito pequena, e tem reduzido efeito no tempo de subida, pode ser desprezada simplificando-se a expressão para a eq. (6.71), cujo comportamento é equivalente ao de um sistema de segunda ordem com coeficiente de amortecimento e frequência natural calculáveis mediante a eq. (6.72) e (6.73), respectivamente.

$$G_{cu}(s) = \frac{\frac{K_1}{2T_{sf}}}{s^2 + \frac{1 - T_zK_1}{2T_{sf}}s + \frac{K_1}{2T_{sf}}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_ns + \omega_n^2} \quad (6.71)$$

$$\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1}{2K_1 T_{sf}}} (1 - T_z K_1) \quad (6.72)$$

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_1}{2T_{sf}}} \quad (6.73)$$

À semelhança do controlador de corrente, fixando o coeficiente de amortecimento para o valor óptimo, eq. (6.74), o ganho integral K_{ui} pode ser obtido através da expressão da eq. (6.75) e do conhecimento de K_1 , calculado mediante a eq. (6.72), e de K_0 , obtido através da eq. (6.59).

$$\xi_{opt} = \frac{1}{\sqrt{2}} \quad (6.74)$$

$$K_{ui} = \frac{K_l}{K_0} \quad (6.75)$$

Finalmente o ganho proporcional K_{up} é calculado com recurso à eq. (6.65), tendo em conta a igualdade da eq. (6.68).

6.3.1.3 DIMENSIONAMENTO DO CONTROLADOR FEED-FORWARD

A malha de corrente *feed-forward* incluída na malha de controlo de tensão do barramento DC permite melhorar a rapidez da resposta dinâmica e reduzir a sobre-elongação de tensão. O ganho K_L é calculado considerando o equilíbrio entre a potência activa de entrada e de saída do conversor paralelo expressa mediante a eq. (6.76).

$$P_i = i_{dc} V_{dc} = \frac{3}{2} (v_{shd} i_{shd} + v_{shq} i_{shq}) = P_o \quad (6.76)$$

As potências instantâneas aos terminais AC e DC de entrada dos conversores são respectivamente iguais se forem desprezadas as perdas, o que permite estabelecer duas equações de equilíbrio de potência.

Supondo que o termo v_{shq} é nulo devido à utilização do sistema de coordenadas síncrono, K_L exprime-se mediante a eq. (6.77):

$$K_L = \frac{i_{shd}}{i_{dc}} = \frac{2V_{dc}}{3|v_{shd}|} \quad (6.77)$$

A malha de realimentação também inclui um filtro de primeira ordem com constante de tempo escolhida arbitrariamente no intervalo seguinte (Gao, Zhang et al. 2005):

$$1 \text{ ms} < \tau_{dc} < 8 \text{ ms} \quad (6.78)$$

6.3.1.4 DIMENSIONAMENTO DO CONTROLADOR DE TENSÃO AC

A regulação automática de tensão no ponto de ligação comum é realizada mediante um controlador proporcional-integral e consiste na absorção ou injeção de potência reactiva para a linha de transmissão influenciando a tensão.

O ganho proporcional do controlador é definido pela eq. (6.79), na qual ΔV_{Cmax} é a diminuição da tensão no nó na condição de máxima saída capacitiva de corrente ΔI_{Cmax} e ΔV_{Lmax} é o aumento da tensão no nó quando a corrente indutiva atinge o valor máximo ΔI_{Lmax} (Gao, Zhang et al. 2005).

$$K_p = \frac{I_{Cmax}}{\Delta V_{Cmax}} = \frac{I_{Lmax}}{\Delta V_{Lmax}} \quad (6.79)$$

A diminuição, ΔV_{Cmax} , ou o aumento, ΔV_{Lmax} , da tensão no nó é calculada mediante a eq. (6.80), sendo $\mathbf{I}_s$ é a corrente da carga, e $\text{Re}(\mathbf{I}_s)$ e $\text{Im}(\mathbf{I}_s)$ a respectiva componente activa e reactiva, e R_s e X_s a resistência e reactância da fonte, respectivamente (Walton 2005).

$$\Delta V_s = -(\text{Re}(\mathbf{I}_s) \cdot R_s + \text{Im}(\mathbf{I}_s) \cdot X_s) + j(\text{Re}(\mathbf{I}_s) \cdot X_s - \text{Im}(\mathbf{I}_s) \cdot R_s) \quad (6.80)$$

O ganho integral, K_I , é ajustado considerando a constante de tempo conhecida da malha de corrente interna, eq. (6.57). Assume um valor tal que a malha de corrente externa possua uma constante de tempo τ_{AC} pelo menos dez vezes mais lenta para evitar interacção entre malhas de controlo.

$$\tau_{AC} = \frac{K_p}{K_I} \quad (6.81)$$

O ganho proporcional poderá ser aumentado, à custa de perda de estabilidade, com o objectivo de melhorar a resposta a cavas e sobretensões, devendo a relação da eq. (6.81) ser mantida para evitar a interacção entre malhas.

A tensão pode ser estabilizada mediante um controlo de corrente *droop* indirecto, cujo factor K_{SL} é tipicamente 2 a 5%, sendo a constante de tempo τ_s arbitrada num intervalo de tempo usualmente definido de acordo com a eq. (6.82).

$$10 \text{ ms} < \tau_s < 50 \text{ ms} \quad (6.82)$$

6.3.1.5 FUNCIONAMENTO INDEPENDENTE STATCOM

A Tabela 6-1 e as seguintes até à Tabela 6-5 congregam todos os parâmetros de entrada e impostos que serviram de base à aplicação do procedimento de dimensionamento do circuito de controlo do conversor paralelo, bem como equações respectivas em valores absolutos e por unidade.

Tabela 6-1 – Parâmetros da rede eléctrica e sistema UPFC.

PARÂMETROS DA REDE ELÉCTRICA E UPFC	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
FILTRO DE LIGAÇÃO				
Indutância do Filtro de Ligação	L_{sh}	1 m	1,6 H	Capítulo 5
Resistência do Filtro de Ligação	R_{sh}	31,4 m	50,24 Ω	Capítulo 5
Constante de Tempo da Indutância	T_L	31,8 ms	31,8 ms	Eq. (6.44)
Ganho do Filtro de Ligação	K_R	31,85	0,0199	Eq. (6.45)
CONVERSOR				
Ganho do Conversor	K_{PWM}	1,73	693×10^3	Eq. (6.46)
Frequência de Comutação	F_{sw}	5 kHz	5 kHz	Imposto
Período de Comutação	T_{sw}	200 μ s	200 μ s	Calculado
Atraso do Sistema de Controlo	$T_s = T_A$	200 μ s	200 μ s	Imposto
Atraso do Conversor (incluindo controlo)	T_s	300 μ s	300 μ s	Eq. (6.47)
FILTRO DE REALIMENTAÇÃO				
Ganho de Realimentação	K_{if}	1	1	Imposto
Constante de Tempo	T_{if}	0	0	Imposto

Tabela 6-2 – Parâmetros e dimensionamento dos controladores de corrente do UPFC.

PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Coeficiente de Amortecimento Ótimo	ξ_{opt}	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	Eq. (6.55)
Constante de Tempo Única	T_{if}	300 μ s	300 μ s	Eq. (6.53)
Factor de Amortecimento Conseguido	ξ	0,707	0,707	Eq. (6.51)
Ganho Obtido	K	1666,7	1666,7	Eq. (6.51)
Ganho Integral	K_{ci}	30,25	0,12	Eq. (6.56)
Ganho Proporcional	K_{cp}	0,96	0,0038	Eq. (6.57)
Constante de Tempo do Controlador	$T_c = T_L$	31,8 ms	31,8 ms	Eq. (6.57)

Tabela 6-3 – Parâmetros e dimensionamento do controlador de tensão no barramento DC do UPFC.

PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO DC	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Carga Aparente no Barramento DC	$R_L = S_S / V_{dc}^2$	2,16	3459,5	Calculado
Tensão de Entrada do Conversor	$U_m = V_{shn}$	1	400 kV	Imposto
Corrente de Entrada do Conversor	$I_m = I_{shn}$	1,07	154,2 A	Eq. (6.63)
Resistência de Entrada do Conversor	R_i	0,94	2594,6 Ω	Eq. (6.62)
Ganho	K_0	0,81	1297,3	Eq. (6.59)
Constante de Tempo Numerador	T_p	0,324	0,324 s	Eq. (6.60)
Constante de Tempo Denominador	T_z	1,07 m	617 μ s	Eq. (6.61)
Coeficiente de Amortecimento Ótimo	ξ_{opt}	$1/\sqrt{2}$	$1/\sqrt{2}$	Eq. (6.74)
Factor de Amortecimento Conseguido	ξ	0,707	0,707	Eq. (6.72)
Ganho	K_I	338,7	441,6	Eq. (6.72)
Constante de Tempo do Controlador	$\tau_u = T_p$	0,324 s	0,324 s	Eq. (6.68)
Ganho Integral	K_{ui}	417,7	0,340	Eq. (6.75)
Ganho Proporcional	K_{up}	135,5	0,11	Eq. (6.65)
Constante de Tempo do Controlador	τ_u	0,324 s	0,324 s	Eq. (6.65)

Tabela 6-4 – Parâmetros e dimensionamento do controlador de corrente *feed-forward* do UPFC.

PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE <i>FEED-FORWARD</i>	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Ganho da malha de <i>feed-forward</i>	K_L	1,33	1,33	Eq. (6.77)
Constante de tempo do filtro de 1ª ordem da malha	σ_{dc}	1 ms	1 ms	Eq. (6.78)

Tabela 6-5 – Parâmetros do controlador de tensão no barramento paralelo do UPFC.

PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE TENSÃO BARRAMENTO PARALELO	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Factor <i>droop</i> de corrente indirecta	K_{SL} (%)	0	0	Imposto
Resistência da Fonte	R_s	0,008	12,8	Imposto
Indutância da Fonte	L_s	252 μ	0,403 H	Imposto
Reactância da Fonte	X_s	0,079	126,7 Ω	Calculado
Queda de Tensão à Máxima Corrente Reactiva Paralelo	ΔV_{Lmax}	0,12	19627 V	Eq. (6.80)
Ganho Proporcional	K_p	157.8	$31,4 \times 10^{-3}$	Eq. (6.81) e Imposto
Ganho Integral	K_i	50,24	99×10^{-3}	Eq. (6.81) e Imposto
Constante de Tempo do Controlador	τ_{AC}	0,318 s	0,318 s	Eq. (6.81)

Nas figuras seguintes o funcionamento do conversor paralelo é demonstrado com recurso ao circuito de teste da Figura 6-17, cujos parâmetros são os indicados na Tabela 6-6, no qual está desacoplado do conversor série do UPFC. Os contactores K1 e K2 estão inicialmente abertos. Relativamente à Figura 6-2 os contactores SHNBRK, BYBRK e LBRK estão fechados e os contactores DCLS1 e DCLS2 e SRSBRK abertos.

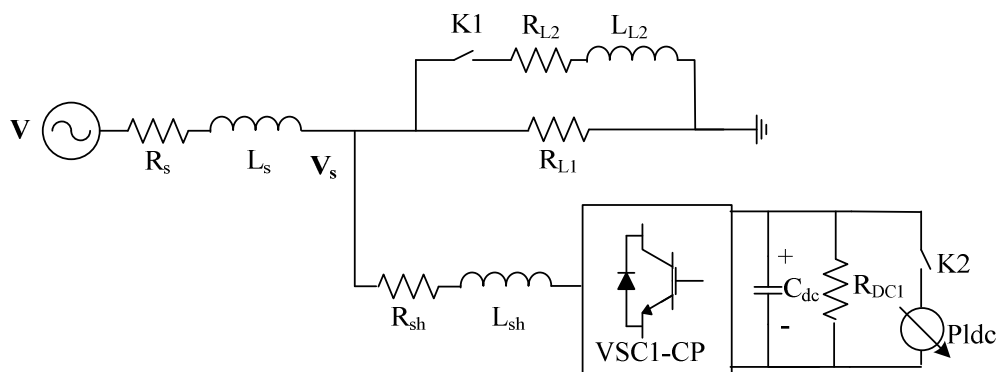


Figura 6-17 – Circuito de teste do conversor paralelo.

Tabela 6-6 – Parâmetros do circuito de teste da Figura 6-17.

SISTEMA, TESTE, GRANDEZA	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Fonte				
Indutância	L_s	437×10^{-6}	699 mH	Calculado
Resistência	R_s	0,014	22,1 Ω	Calculado
Circuito de Teste do Conversor Paralelo				
Resistência da Carga L1	R_{L1}	7,89	12632 Ω	Calculado
Resistência da Carga L2	R_{L2}	0,122	195,8 Ω	Calculado
Indutância da Carga L2	L_{L2}	$3,8 \times 10^{-3}$	6,2 H	Calculado

Na Figura 6-18 é ilustrada a tensão no barramento DC (Vdc) e para a fase A, a onda de tensão na rede (vsa) a onda de corrente da rede (isa) e a onda de corrente do conversor paralelo (isha). O arranque do conversor paralelo com o carregamento do condensador do barramento DC é garantido numa primeira fase através dos díodos do inversor de tensão, e posteriormente por acção do circuito de controlo. Sendo o arranque efectuado a partir da tensão nula no barramento DC, à qual corresponde um erro inicial elevado, o sistema é arrancado com ganhos iniciais no controlador de $K_{up}/20$ e $K_{ui}/10$, sendo efectuada automaticamente a transição para os ganhos calculados quando a tensão no barramento DC entra na margem dos 2% da referência. O controlo do conversor apenas se inicia após o instante $t = 0,2$ s, devendo-se as elevadas correntes verificadas até esse instante ao carregamento do condensador. Para diminuir a corrente de arranque poderia ser instalado um conjunto resistência com relé em paralelo, para curto-circuito da resistência no lado AC, o qual seria aberto aquando no início da acção de controlo; ou um circuito de pré-carga do condensador no lado DC.

Na Figura 6-19 é ilustrada a resposta do conversor paralelo quando, com o contactor K2 fechado, é solicitada ao barramento DC uma corrente (ildc) por uma carga de potência constante (Pldc). O controlo do conversor garante a estabilidade da tensão no barramento DC e permite fornecer a potência solicitada pela carga de potência constante de 1,85 p.u. ou -1,85 p.u..

Na Figura 6-20 é ilustrado o funcionamento do conversor paralelo em modo regulação de tensão. Devido ao fecho do contactor K1, e diminuição da impedância da carga, a corrente solicitada à fonte aumenta, havendo uma queda de tensão no ponto de ligação comum. É possível comparar na figura a evolução da tensão quando não está presente o conversor paralelo (Avst) com a situação em que, devido à regulação de tensão efectuada pelo STATCOM, a tensão se mantém estável (Avs). A regulação de tensão é conseguida por injeção de corrente reactiva indutiva no ponto de ligação comum pelo conversor paralelo. A resposta conseguida é muito inferior a um ciclo permitindo evitar cavas de tensão na rede.

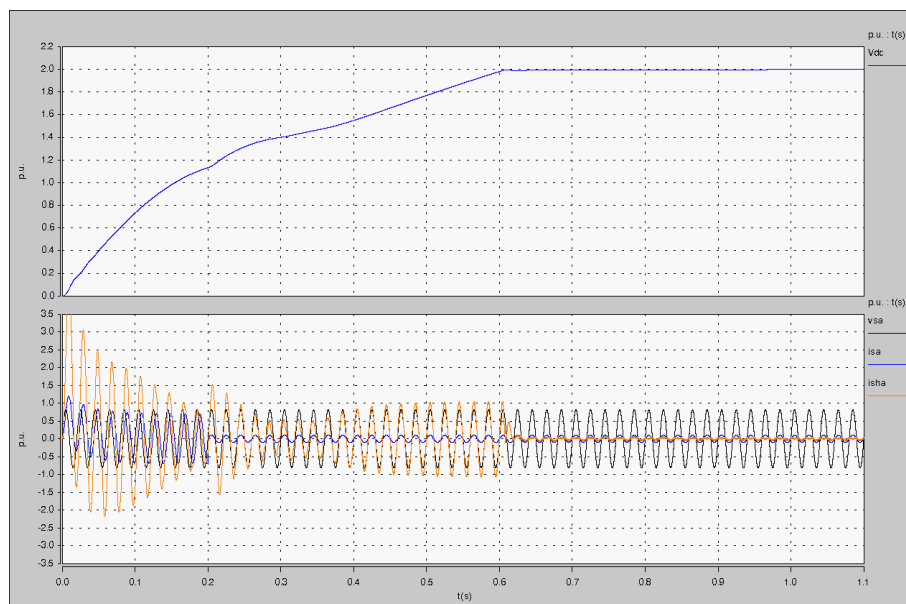


Figura 6-18 – Arranque do conversor paralelo STATCOM em carga controlada do condensador DC.

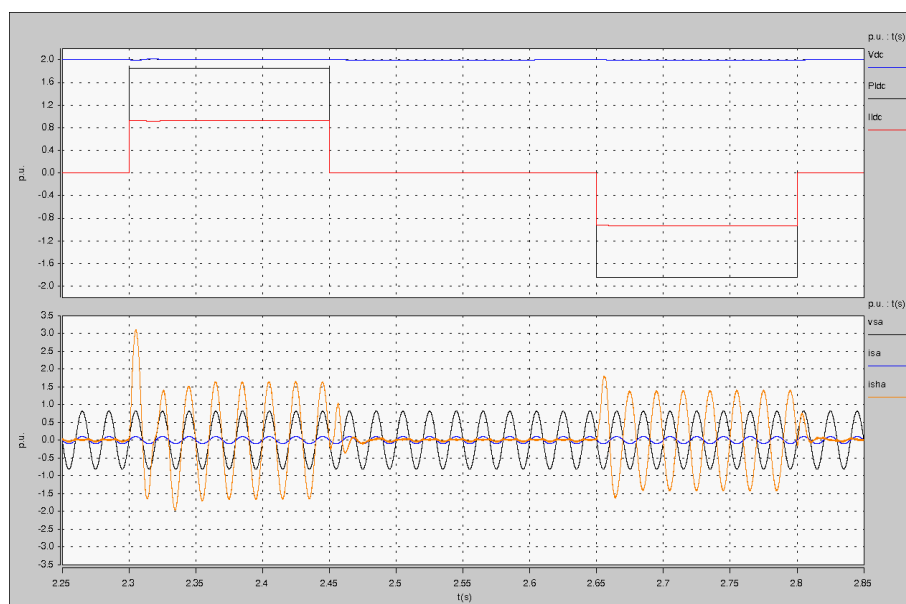


Figura 6-19 – Resposta do conversor paralelo STATCOM ao consumo e injeção de potência no barramento DC igual à potência nominal do conversor série do UPFC, $\pm 1,85$ p.u..

Para o mesmo teste a que se refere a figura anterior, a Figura 6-21 ilustra a evolução da tensão no barramento DC e as referências internas de corrente directa (ishd_ref) e de quadratura (ishq_ref) do conversor paralelo, para assegurar os objectivos de controlo definidos, bem como as correntes efectivamente geradas e em trânsito para a rede eléctrica (ishd e ishq).

A corrente reactiva do conversor é positiva, quando está a emular uma reactância indutiva, ou negativa quando está a emular uma reactância capacitiva.

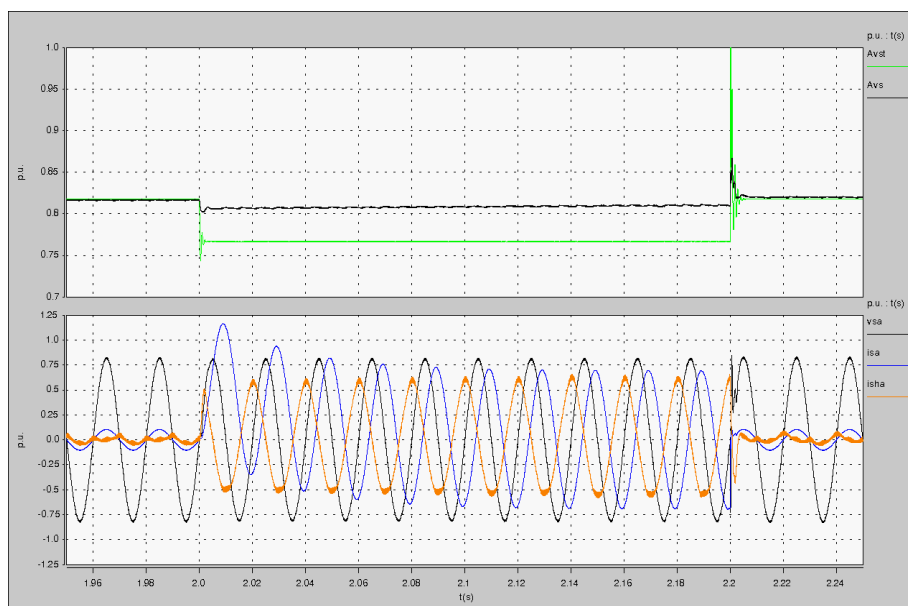


Figura 6-20 – Efeito do conversor paralelo STATCOM em modo de regulação de tensão em caso de queda de tensão no barramento paralelo devido a ligação de uma carga indutiva.

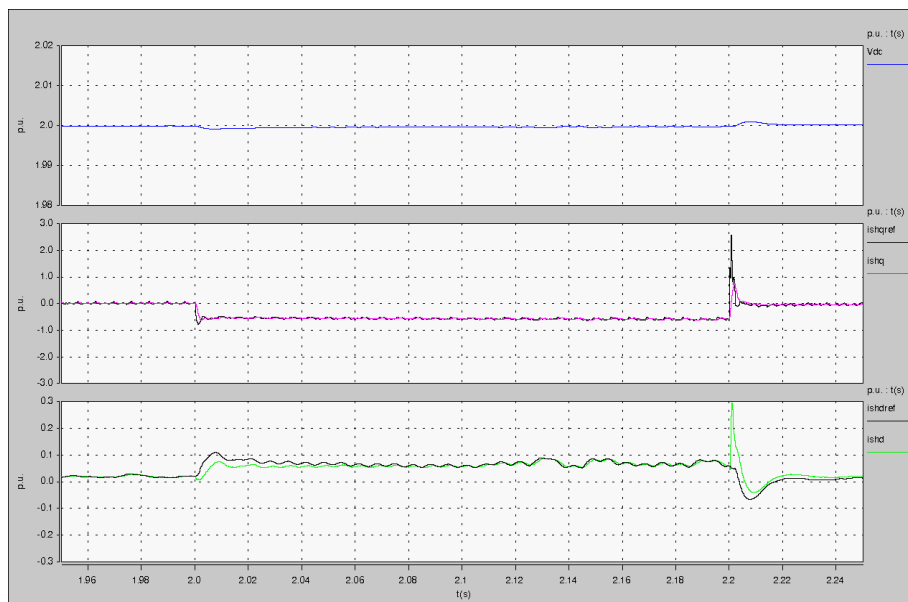


Figura 6-21 – Tensão no barramento DC do STATCOM, referências de corrente directa e em quadratura e correntes directa e em quadratura à saída do conversor, na condição da Figura 6-20.

6.3.2 CONVERSOR SÉRIE

Podem suceder flutuações de potência de baixa frequência (*power swings*), tipicamente entre 0,2 e 3 Hz, relacionadas com oscilações de potência activa e reactiva, causadas pela ressonância entre a indutância da linha de transmissão e o momento de inércia de geradores síncronos, ou de alta frequência, superior a 100 Hz, associadas com o controlo do UPFC (Fujita, Watanabe e Akagi 1999), as quais podem suceder mesmo quando os ângulos de fase dos extremos gerador e receptor estão fixos. Os métodos convencionais de controlo, como o acoplamento cruzado, provocam a indução pelo UPFC de oscilações de potência durante estados transitórios, sendo a constante de tempo do amortecimento que efectua independente dos ganhos de realimentação de potência activa e reactiva integrada nos esquemas de controlo respectivos (Fujita, Watanabe et al. 1999). Convencionalmente um UPFC tem um tempo de resposta de 100 ms, não sendo possível sustentar falhas, cuja duração pode ser de 10 ms.

O denominado método de controlo avançado (Fujita, Watanabe et al. 1999) é eficaz na eliminação da oscilação de potência, permitindo respostas até 3 ms sem oscilação ou sobre-elongação, e na eliminação de erros de regime permanente. O referido método (Fujita, Akagi e Yasushiro 2006), eq. (6.83), possui um ganho de controlo adicional K_r , capaz de amortecer oscilações de potência (*power swings*). As tensões de referência v_{pqd}^{ref} e v_{pqq}^{ref} , que asseguram o seguimento das referências de corrente directa e em quadratura para a linha de transmissão, são dadas pela eq. (6.83), na qual K_p e K_q são, respectivamente, ganhos proporcionais da potência activa e reactiva e K_I é o ganho integral.

$$\begin{bmatrix} v_{pqd}^{ref} \\ v_{pqq}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_r & -K_q - \frac{K_I}{s} \\ K_p + \frac{K_I}{s} & K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{ref} - i_d \\ i_q^{ref} - i_q \end{bmatrix} \quad (6.83)$$

Relativamente ao método convencional de controlo por acoplamento cruzado, eq. (6.84), permite melhorar a estabilidade do controlo de potência activa e reactiva.

$$\begin{bmatrix} v_{pqd}^{ref} \\ v_{pqq}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -K_q - \frac{K_I}{s} \\ K_p + \frac{K_I}{s} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{ref} - i_d \\ i_q^{ref} - i_q \end{bmatrix} \quad (6.84)$$

As tensões de referência constituem a entrada para a modulação por largura de impulsos do conversor série, referida no capítulo capítulo 4.

O método de controlo convencional por acoplamento cruzado é baseado em fasores de corrente enquanto o método de controlo avançado é baseado nas equações diferenciais de transitórios. O método de controlo avançado permite melhorar a estabilidade transitória mesmo quando os ganhos de realimentação são superiores, permitindo resposta mais rápida no controlo da potência activa e reactiva e no amortecimento de oscilações ou flutuações de potência, sendo aplicado nesta dissertação.

Ao conversor série podem ser impostas referências de potência, considerando que a potência activa e reactiva na linha de transmissão podem ser obtidas mediante a eq. (6.85).

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{sd} \cdot i_d + v_{sq} \cdot i_q \\ v_{sd} \cdot i_q - v_{sq} \cdot i_d \end{bmatrix} \quad (6.85)$$

As referências de corrente a impor para que fluam pela linha de transmissão as referências de potência P^{ref} e Q^{ref} são calculadas pelas eqs. (6.86) e (6.87).

$$i_d^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P^{ref} \cdot v_{sd} - Q^{ref} \cdot v_{sq}}{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad (6.86)$$

$$i_q^{ref} = \frac{2}{3} \frac{P^{ref} \cdot v_{sq} + Q^{ref} \cdot v_{sd}}{v_{sd}^2 + v_{sq}^2} \quad (6.87)$$

A Figura 6-22 ilustra o sistema de controlo do conversor série. Caso a referência imposta seja a corrente na linha de transmissão então o bloco de cálculo da corrente de referência a partir das potências de referência estará desactivado.

À semelhança do conversor paralelo o circuito de controlo do conversor série é também vectorial, o que implica a transformação do referencial abc para referencial síncrono dq , com recurso ao ângulo de fase do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental θ_{vs}^{fe+} , da corrente da linha de transmissão, i_a , i_b , i_c , obtendo-se i_d e i_q . As matrizes de transformação são iguais às aplicadas para o conversor paralelo, eq. (6.39) e (6.41).

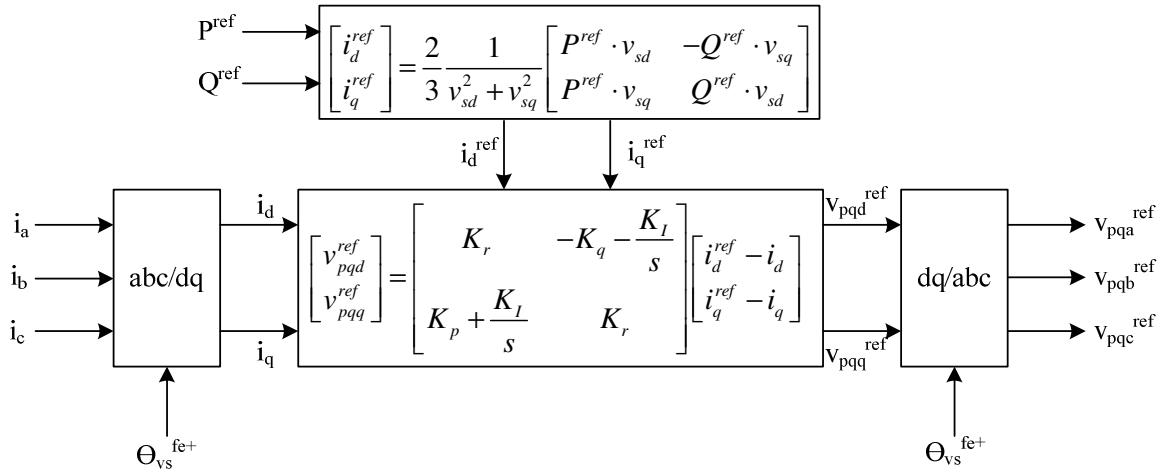


Figura 6-22 – Sistema de controlo do conversor série.

6.3.2.1 DIMENSIONAMENTO DO SISTEMA DE CONTROLO

Na Figura 6-23 é ilustrada a aplicação do conversor série à estabilização do fluxo de potência em duas linhas de transmissão em paralelo, a qual servirá de base ao dimensionamento do conversor série do UPFC. O conversor série opera com tensão no barramento DC fornecida por uma fonte ideal, uma vez que não está acoplado o conversor paralelo para estabilizar a tensão no condensador. A tensão no extremo gerador, $\mathbf{V}_s$ e a tensão no extremo receptor $\mathbf{V}_r$ são barramentos de potência infinita e possuem o mesmo ângulo. As bobines L_A e L_B , correspondem à indutância da linha de transmissão, e R_A e R_B são as respectivas resistências. O interruptor K_1 , instalado em série com a linha A permite simular a respectiva interrupção, estando normalmente fechado. Ao ser aberto por alguns ciclos, simulando uma falha com actuação da protecção, a impedância total da linha aumenta, ao que corresponde uma diminuição do fluxo de potência. O UPFC instalado perto do extremo gerador controla o fluxo de potência do extremo gerador para o receptor, mesmo durante a falha.

A eq. (6.88) relaciona a tensão e corrente trifásicas da Figura 6-15, sendo L_L e R_L a indutância e resistência do paralelo das linhas A e B. Após transformação para o referencial síncrono e transformação para o domínio de *Laplace* obtém-se a eq. (6.89).

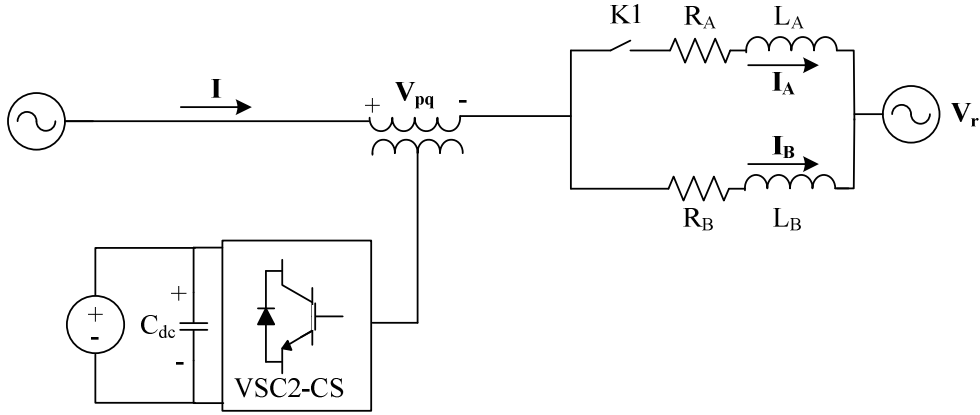


Figura 6-23 – Conversor série ligado num barramento com duas linhas de transmissão em paralelo que interliga extremo gerador e extremo receptor.

$$\begin{bmatrix} v_{pqa} + v_{sa} - v_{ra} \\ v_{pqb} + v_{sb} - v_{rb} \\ v_{pqc} + v_{sc} - v_{rc} \end{bmatrix} = \left(R_L + L_L \frac{d}{dt} \right) \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (6.88)$$

$$\begin{bmatrix} V_{pqd} + V_{sd} - V_{rd} \\ V_{pqq} + V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_L + sL_L & -\omega L_L \\ \omega L_L & R_L + sL_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (6.89)$$

O extremo receptor está ligado a um barramento de potência infinita, pelo que $v_{rq} = 0$ (Fujita, Akagi et al. 2006). O componente directo da corrente, i_d , em fase com a tensão da rede, corresponde à potência activa enquanto o componente i_q corresponde à potência reactiva. As funções de transferência da tensão de saída do conversor série para a corrente da linha de transmissão estão indicadas na eq. (6.90) e (6.91) a (6.93).

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_1(s) & G_2(s) \\ -G_2(s) & G_1(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{pqd} + V_{sd} - V_{rd} \\ V_{pqq} + V_{sq} \end{bmatrix} \quad (6.90)$$

$$G_1(s) = \frac{(R_L + sL_L)}{s^2 + \frac{2Rs}{L_L} + \omega_n^2} \quad (6.91)$$

$$G_2(s) = \frac{\frac{\omega}{L_L}}{s^2 + \frac{2Rs}{L_L} + \omega_n^2} \quad (6.92)$$

$$\omega_n = \frac{\sqrt{R_L^2 + (\omega L_L)^2}}{L_L} \quad (6.93)$$

A forma das funções de transferência $G_1(s)$ e $G_2(s)$ implica uma resposta de segunda ordem com frequência angular de ressonância de ω_n , próxima de ω porque numa linha de transmissão $R \ll \omega L_L$, acarretando $G_2(s) \neq 0$ acoplamentos cruzados de V_{pqd} com I_q e de V_{pqq} com I_d .

A frequências inferiores à nominal, $G_2(s)$ é superior a $G_1(s)$ em ganho, sendo o ângulo de fase quase nulo, pelo que actuar sobre V_{pqd} permite controlar I_q , ao passo que actuar sobre V_{pqq} permite controlar I_d . Assim, o método por acoplamento cruzado pode operar a baixas frequências com sucesso. A frequências superiores a 50 Hz $G_1(s)$ possui ganho superior a $G_2(s)$ pelo que K_r é mais eficaz do que K_p e K_q para controlar I_d e I_q nas altas frequências, o que resulta numa vantagem do método de controlo avançado na resposta dinâmica.

Caso exista um UPFC no sistema, seja aplicado o método de controlo do acoplamento cruzado e não exista ganho integral, a equação de controlo (6.94) aplica-se. Este método é aplicável a uma gama de frequências inferior a ω_0 onde, porque $|G_1(s)| \ll |G_2(s)|$, não há acoplamento entre $I_d(s)$ e $I_q(s)$.

$$\begin{bmatrix} V_{pqd}^{ref} \\ V_{pqq}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -K_q \\ K_p & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^{ref} - I_d \\ I_q^{ref} - I_q \end{bmatrix} \quad (6.94)$$

À frequência de ressonância $\omega = \omega_n$ obtêm-se as seguintes expressões:

$$G_1(j\omega_n) = \frac{\frac{(R_L + j\omega_n L_L)}{L_L^2}}{2j \frac{R_L}{L_L} \omega_n} = \frac{R_L + j\omega_n L_L}{2j R_L \omega_n L_L} \approx \frac{1}{2R_L} \quad (6.95)$$

$$G_2(j\omega_n) = \frac{\frac{(\omega_0)}{L_L^2}}{2j \frac{R_L}{L_L} \omega_n} = -j \frac{\omega_0}{2R_L \omega_n} \approx -j \frac{1}{2R_L} \quad (6.96)$$

As funções de transferência têm a mesma amplitude, no entanto o ângulo de fase de $G_2(s)$ está 90° em atraso.

Com $K_p = 2R_L$ e $K_q = 2R_L$ o ganho de malha aberta é de 0 dB e a margem de fase de 90° , no entanto aumentar estes ganhos provoca sobre-elongação e oscilações, uma vez que o ângulo de fase de $G_2(s)$ atinge quase 180° a frequências $\omega > \omega_n$. Por esta razão as eqs. (6.97) e (6.98) constituem uma regra para a definição dos ganhos K_p e K_q .

$$0 < K_p < 2R_L \quad (6.97)$$

$$0 < K_q < 2R_L \quad (6.98)$$

Sem ganho integral o ganho de G_2 à frequência nula $\omega = 0$ é dado pela eq. (6.99), o que resulta no erro em regime permanente da eq. (6.100), significativo na potência activa quando se cumprem com as eqs. (6.97) e (6.98).

$$|G_2(0)| = \frac{\omega_0}{\omega_n^2} = \frac{\omega_0 L_L}{R_L^2 + (\omega_0 L_L)^2} \approx \frac{1}{\omega_0 L_L} \quad (6.99)$$

$$\Delta I_d \approx (I_{d\infty} - I_{d0}) \frac{(\omega_0 L_B)}{K_p + \omega_0 L_B} \approx \frac{L_A - L_B}{L_A (K_p + \omega_0 L_B)} V_{pqq} \quad (6.100)$$

Caso exista ganho integral, mais dominante que o proporcional no intervalo de frequências $\omega \ll K_p/K_I$, obtém-se, aplicando a aproximação da eq. (6.99), a seguinte função de transferência para o sistema:

$$\frac{I_d}{I_d^{ref}} \approx \frac{\frac{K_I}{s} G_2(s)}{1 + \frac{K_I}{s} G_2(s)} \approx \frac{1}{1 + \frac{s \omega_0 L_L}{K_I}} \quad (6.101)$$

A constante de tempo da função de transferência é dada pela eq. (6.102) e, como a aproximação da eq. (6.99) é aplicável ao regime estacionário ou a transitórios lentos sem sobre-elongação ou oscilação de potência activa, a constante de tempo tem que ser superior a $1/\omega_0$ para evitar acoplamento entre a potência activa e reactiva, eq. (6.103), o que conduz ao estabelecimento da eq. (6.104) como regra para a definição do ganho integral.

$$\tau = \frac{\omega_0 L_L}{K_I} \quad (6.102)$$

$$\tau > \frac{1}{\omega_0} \quad (6.103)$$

$$K_I \ll \omega_0^2 L_L \quad (6.104)$$

Caso não haja ganho integral a constante de tempo é calculada mediante a eq. (6.105).

$$\tau = \frac{1}{\xi \omega_n} = \frac{L_L}{K_r + R_L} \quad (6.105)$$

No caso do método de controlo avançado sem ganho integral, aplica-se a eq. (6.106) para o cálculo das referências de tensão, estando o vector de tensão injectado em fase com o erro de corrente $i^{ref} - i$, comportando-se o UPFC como uma resistência de amortecimento contra o erro de corrente $i - i^{ref}$ (Fujita, Watanabe et al. 1999).

$$\begin{bmatrix} V_{pqd}^{ref} \\ V_{pqq}^{ref} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_r & -K_q \\ K_p & K_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d^{ref} - I_d \\ I_q^{ref} - I_q \end{bmatrix} \quad (6.106)$$

Supondo que na eq (6.90) $V_{sd} = V_{rd}$, I_q permanece praticamente constante durante a falha na linha. A eq. (6.107) resulta da substituição da eq. (6.106) na eq. (6.90).

$$I_d \approx \{K_r G_1(s) + K_p G_2(s)\} (I_d^{ref} - I_d) \quad (6.107)$$

A eq. (6.107) é o controlo de realimentação de I_d , uma vez que a corrente segundo o eixo directo I_d é controlada pela diferença entre I_d e a referência I_d^{ref} . A função de transferência de malha aberta do controlo de realimentação, ou seja a função de $(I_d^{ref} - I_d)$ para I_d é dada pela eq. (6.108).

$$G(s) = \frac{I_d}{I_d^{ref} - I_d} = K_r G_1(s) + K_p G_2(s) \approx \frac{\frac{K_r (R_L + sL_L)}{L_L^2} + \frac{K_p \omega_0}{L_L}}{s^2 + \frac{2R_L s}{L_L} + \omega_n^2} \quad (6.108)$$

Desprezando a resistência da linha R_L obtém-se a resposta em frequência de $G(s)$, cujo ângulo de fase para frequências superiores a ω_n é dado pela eq. (6.110).

$$G(j\omega) \approx \frac{K_r j\omega + K_p \omega_0}{L_L (\omega_n^2 - \omega^2)} \quad (6.109)$$

$$\angle G(j\omega) \approx \tan^{-1} \left(\frac{K_r \omega}{K_p \omega_0} \right) - \pi \quad (6.110)$$

O ganho de desacoplamento K_r permite aumentar o ângulo de fase, sendo a margem de fase superior a 60° quando K_r/K_p é superior a dois, eq. (6.111). No método de controlo por acoplamento cruzado o ângulo de fase será -180° porque o ganho K_r é zero, não havendo suficiente margem de fase.

$$K_r = 2K_p \quad (6.111)$$

O erro em regime permanente do método de controlo avançado é obtido pela eq. (6.100). Comparativamente com o método de controlo por acoplamento cruzado os ganhos K_p e K_r podem ter um valor superior porque não há a limitação referida na eq. (6.97) e (6.98). Respeitar a equação (6.112) para o ganho proporcional permite reduzir o erro em regime permanente na eq. (6.100).

$$K_p \gg \omega_0 L_L \quad (6.112)$$

Pode ser demonstrado que, por o sistema exibir um comportamento de segunda ordem, a frequência natural de oscilação é traduzida pela eq. (6.113) o coeficiente de amortecimento ξ é traduzido pela eq. (6.114) e a frequência de flutuação da potência durante transitórios ω é dada pela eq. (6.115).

$$\omega_n = \frac{\sqrt{(\omega_0 L_L + K_p)(\omega_0 L_L + K_q) + (K_r + R_L)}}{L_L} \quad (6.113)$$

$$\xi = \frac{K_r + R_L}{\sqrt{(\omega_0 L_L + K_p)(\omega_0 L_L + K_q) + (K_r + R_L)^2}} \quad (6.114)$$

$$\omega = \omega_n \sqrt{1 - \xi^2} = \frac{\sqrt{(\omega_0 L_L + K_p)(\omega_0 L_L + K_q)}}{L_L} \quad (6.115)$$

A eq. (6.114) implica que quanto maior for o ganho K_r , mais próximo o factor de amortecimento estará da unidade, diminuindo o tempo de amortecimento das oscilações de potência e melhorando a estabilidade ao transitório, ao passo que a eq. (6.115) implica que, quanto maiores os ganhos K_p e K_q , maior será a frequência de flutuação de potência.

Caso haja ganho integral deve a constante de tempo cumprir com o intervalo definido na eq. (6.103). A função de transferência do UPFC já não é um sistema de segunda ordem (Fujita, Watanabe et al. 2001), no entanto o ganho de desacoplamento comporta-se como uma resistência de amortecimento a oscilações de potência, inexistente no método de controlo por acoplamento cruzado.

6.3.2.2 FUNCIONAMENTO INDEPENDENTE COMO STATIC SYNCHRONOUS SERIES COMPENSATOR

A Tabela 6-7 sumariza as expressões para dimensionamento dos ganhos para cada método, não devendo ser negligenciado o valor resultante para o factor de amortecimento e da constante de tempo de amortecimento de oscilações de potência.

Tabela 6-7 – Fórmulas para dimensionamento dos controladores para o método de controlo por acoplamento cruzado e para o método do controlo avançado.

Parâmetros	Controlo por Acoplamento Cruzado	Controlo Avançado
Ganho Proporcional K_p	$0 < K_p < 2R_L$	$K_p \gg \omega_0 L_L$
Ganho Proporcional K_q	$0 < K_q < 2R_L$	$K_q \gg \omega_0 L_L$
Ganho Integral K_I	$K_I \ll \omega_0^2 L_L$	$K_I \ll \omega_0^2 L_L$
Constante de Tempo τ	$\tau > 1/\omega_0$	$\tau > 1/\omega_0$
Ganho de Desacoplamento K_r	Não Aplicável	$K_r/K_p = 2$

A Tabela 6-8 congrega todos os parâmetros de entrada próprios da rede eléctrica correspondente ao circuito da Figura 6-23, e que serviram de base à aplicação do procedimento de dimensionamento do circuito de controlo do conversor série. O dimensionamento e parâmetros do sistema de controlo estão identificados na Tabela 6-9, a qual inclui as equações respectivas em valores absolutos e por unidade. Considera-se que o conversor série está ligado no extremo gerador de uma linha de transmissão.

Tabela 6-8 – Parâmetros da rede eléctrica correspondente ao circuito da Figura 6-23.

PARÂMETROS DA REDE ELÉCTRICA	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Frequência da Rede	f	50 Hz	50 Hz	Imposto
Frequência Angular da Rede	ω_0	314 rad/s	314 rad/s	Imposto
Indutância da Linha de Transmissão A	L_A	875 μ	1,4 H	Imposto
Resistência da Linha de Transmissão A	R_A	7,5 m	12 Ω	Imposto
Indutância da Linha de Transmissão B	L_B	875 μ	1,4 H	Imposto
Resistência da Linha de Transmissão B	R_B	7,5 m	12 Ω	Imposto
Indutância da Linha de Transmissão Paralelo	L_L	437 μ	0,7 H	Imposto
Resistência da Linha de Transmissão Paralelo	R_L	3,75 m	6 Ω	Imposto

Tabela 6-9 – Parâmetros do controlador de corrente do conversor série.

PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE	SÍMBOLO	P.U.	SI	EQUAÇÃO / ORIGEM
Ganho Proporcional	$K_p >>$	0,137	219,9	Eq. (6.112)
Ganho Proporcional	$K_q >>$	0,137	219,9	Eq. (6.112)
Ganho Integral	$K_I << \omega_0^2 L_L$	43,18	69×10^3	Eq. (6.104)
Constante de Tempo Mínima	$\tau_{min} = 1/\omega_0$	3,1 ms	3,1 ms	Eq. (6.103)
Ganho de Desacoplamento	K_r	0,274	438,8	Eq. (6.111)
Ganho Proporcional	K_p, K_q	0,729	1166,6	Eq. (6.112)
Ganho Integral	K_I	30,4	$48,6 \times 10^3$	Eq. (6.104)
Constante de Tempo	τ	4,5 ms	4,5 ms	Eq. (6.102)
Ganho de Desacoplamento	$K_r (\xi = 0,86)$	1,46	2333,3	Eq. (6.114)
Frequência Natural Não Amortecida	ω_n	3884,5 rad/s	3884,5 rad/s	Eq. (6.113)
Frequência de Flutuação de Potência no Transitório	ω	1980,8 rad/s	1980,8 rad/s	Eq. (6.115)

Para cumprir com a eq. (6.112) atribuiu-se ao ganho proporcional o valor $K_p \approx 5\omega_0 L_L$, sendo o valor de K_q igual. Relativamente ao ganho integral não foi excedido o valor máximo, que é definido pela eq. (6.104) e superado o valor mínimo de 3 ms da constante de tempo τ , cumprindo-se com o requisito da eq. (6.103), uma vez que se obteve 4,5 ms.

Considerando a eq. (6.111) resulta como valor de base para o ganho de desacoplamento o valor de $K_r = 1,46$, o qual permite garantir um amortecimento de 0,86, como pretendido, para condições de funcionamento em paralelo de ambas as linhas de transmissão.

Para avaliar o dimensionamento do circuito de controlo descrito foram efectuados testes ao conversor série em funcionamento independente, isto é, desacoplado do conversor paralelo e com uma fonte de tensão ideal a assegurar a tensão no barramento DC.

Nos testes seguintes, o contactor K1 está fechado, havendo paralelo das linhas 1 e 2, e relativamente à Figura 6-2 os contactores SHNBRK, DCLS1, DCLS2 e BYBRK estão abertos e os contactores LBRK, SRSBRK fechados.

No primeiro teste, ilustrado na Figura 6-24, são impostas referências de potência activa que, por acção do conversor série, se verificam na linha de transmissão.

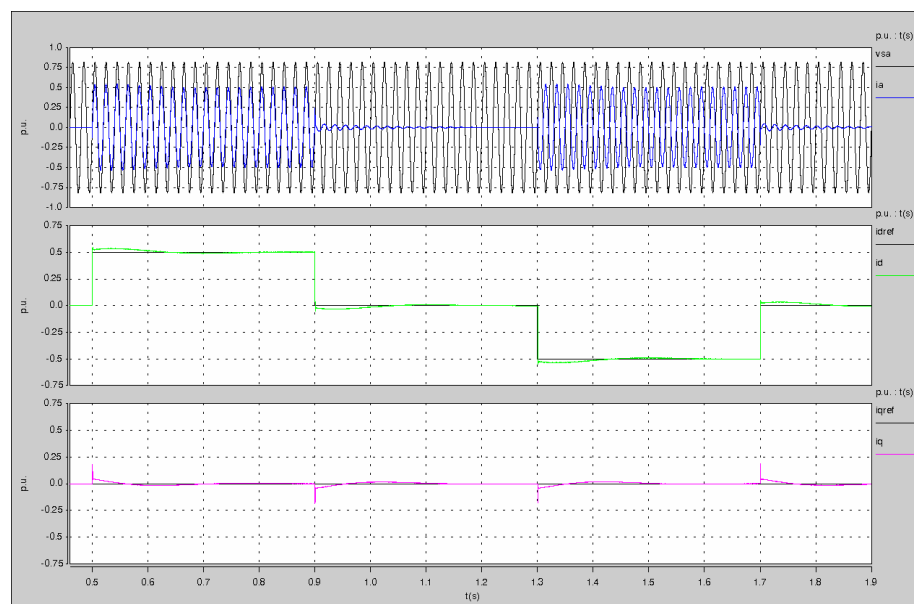


Figura 6-24 – Resposta do conversor série SSSC, no modo controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de potência activa.

Na Figura 6-25, são impostas referências de potência reactiva, que por acção do conversor série também se verificam na linha de transmissão.

Verifica-se o seguimento das referências de potência impostas P^{ref} e Q^{ref} sem oscilações de potência e com reduzido acoplamento entre os eixos directo e em quadratura. Tipicamente o VSC2 é operado no modo de regulação automática de fluxo de potência. Caso a magnitude da tensão a injectar exceda a máxima magnitude admissível para o VSC2, decorrente do dimensionamento, a tensão a injectar deve ser limitada, sendo nesse caso os fluxos de potência activa e reactiva regulados para um valor intermédio do pretendido.

Quando são impostas referências de corrente i_d^{ref} e i_q^{ref} também se verifica o seguimento sem oscilações de potência e com reduzido acoplamento entre os eixos directo e em quadratura, Figura 6-26, para o caso de um degrau de corrente activa e Figura 6-27, para o caso de um degrau de corrente reactiva.

A Figura 6-28 ilustra o funcionamento do conversor série no modo automático de injeção de tensão, referências v_{pqd}^{ref} e v_{pqg}^{ref} , o qual não é habitual num UPFC. Define-se em malha aberta a magnitude e fase da tensão série a injectar, com a correspondente variação do fluxo de potência, pelo que a estrutura de controlo do fluxo de potência e de corrente permanece desactivada. A variação da fase na tensão série injectada entre 0 e 360° com a magnitude máxima admissível permitiria aferir a máxima capacidade de transferência de potência activa e reactiva.

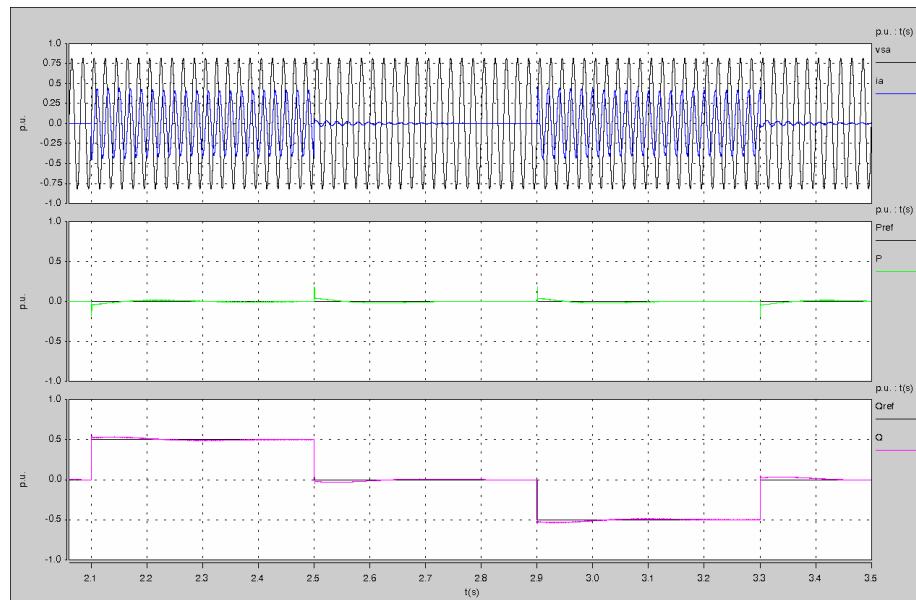


Figura 6-25 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de potência reactiva.

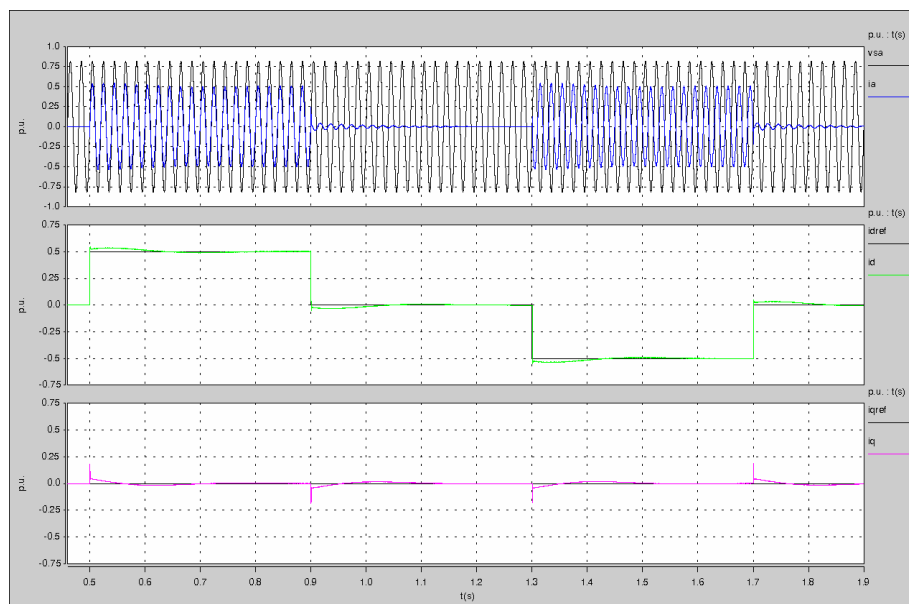


Figura 6-26 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de corrente, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de corrente activa.

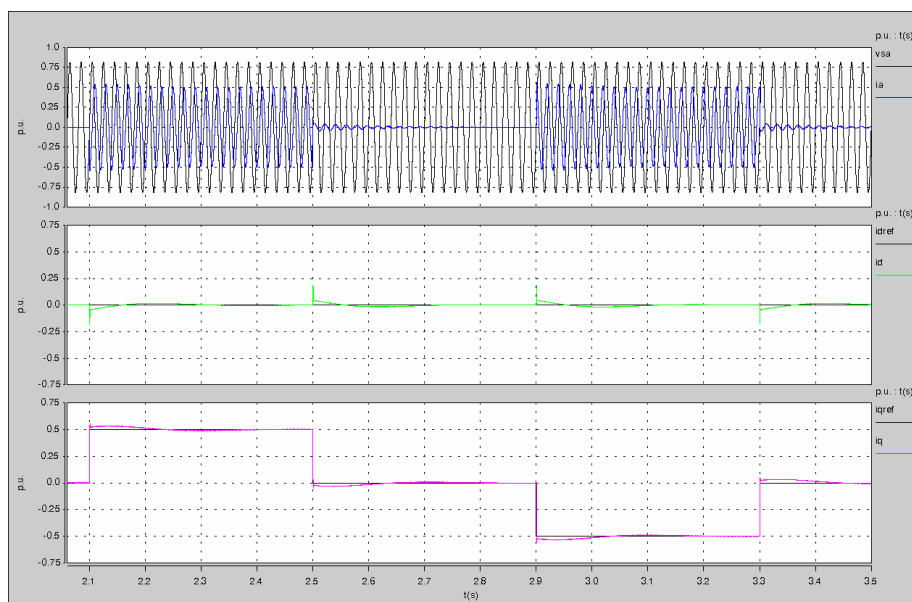


Figura 6-27 – Resposta do conversor série SSSC, no modo de controlo automático do fluxo de corrente, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, a degraus de corrente reactiva.

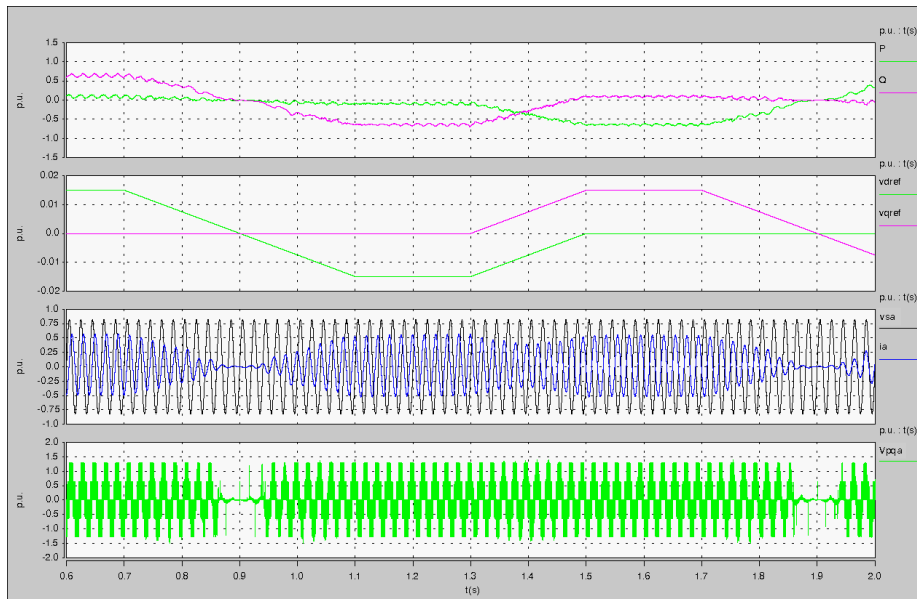


Figura 6-28 – Conversor série SSSC no modo de injeção directa de tensão na linha de transmissão, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente.

Na Figura 6-29 é ilustrada a acção do conversor série na estabilização do fluxo de potência numa linha de transmissão composta por duas linhas em paralelo quando a linha A sai de serviço por actuação das protecções devido à abertura do contactor K1, entre os instantes $t = 1,2$ s e $t = 1,8$ s .

Neste caso o fluxo de potência está a ser estabelecido pelo conversor série, a partir do instante $t = 1,2$ s .

Devido à saída de serviço da linha A, a corrente na linha ilustrada para a fase a , i_{La} , anula-se, implicando que a impedância da linha de transmissão duplique, provocando a redução para metade do fluxo de potência activa. No entanto, por acção do conversor série, por injeção da tensão necessária, o fluxo de potência é mantido de acordo com as referências P^{ref} e Q^{ref} , duplicando o fluxo de potência na linha B.

É possível verificar que o tempo de actuação do conversor série é imediato permanecendo a potência activa P praticamente inalterável.

Os ensaios anteriores demonstram o funcionamento independente do conversor série do UPFC como SSSC em distintos modos: controlo automático de fluxo de potência, controlo automático de fluxo de corrente e injeção directa de tensão na linha de transmissão; bem como a resposta a uma perturbação devida à saída de serviço de uma linha de transmissão para uma aplicação particular. Permitem comprovar a adequação dos procedimentos seguidos para dimensionamento do circuito de potência e de controlo.

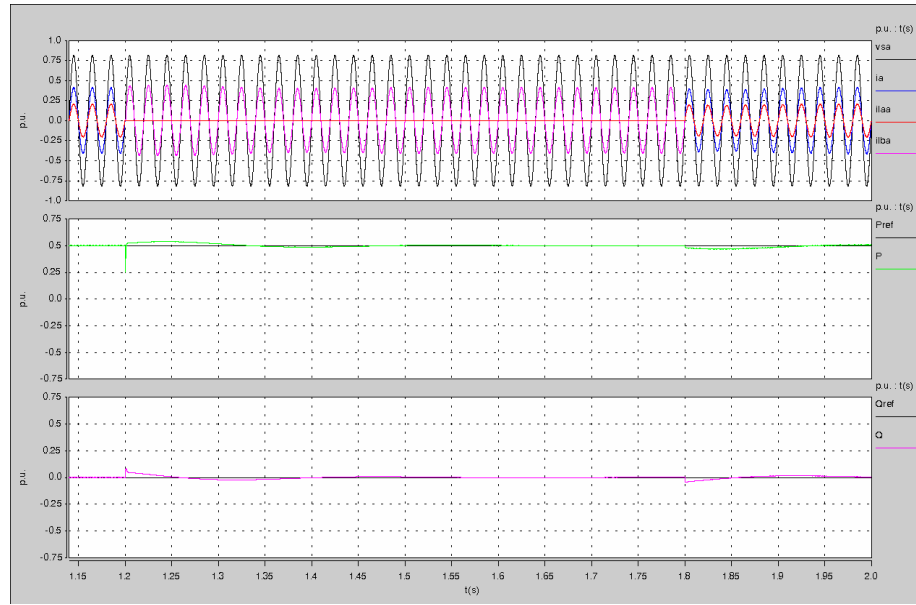


Figura 6-29 – Conversor série SSSC no modo de controlo automático de fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, com saída de serviço da linha A.

6.3.3 PROTECÇÕES

Para além das limitações já referidas à referência do componente de corrente em quadratura, I_{shq}^{ref} , incluída na eq. (6.116), no caso do VSC1, e da magnitude V_{pq} ou vector de tensão série a injectar, eq. (6.117), no caso do VSC2, é necessário implementar outras protecções para evitar danos no UPFC, esquematizadas na Figura 6-30.

As limitações internas ao funcionamento do controlador UPFC podem ser de vária ordem: injeção ou absorção de corrente paralelo I_{sh} , eq. (6.116); magnitude da tensão série injectada V_{pq} , eq. (6.117); corrente de linha no conversor série I , eq. (6.118); tensão no barramento paralelo V_s , eq. (6.119); transferência de potência activa entre o conversor paralelo e série P_{dc} , eq. (6.120); não devendo estas grandezas eléctricas ultrapassar os respectivos valores máximos suportados pelo UPFC (Song e Johns 1999).

Caso no decurso da operação um ou mais destes limites sejam ultrapassados, a convergência do sistema para cumprimento do objectivo de controlo pode falhar, e eventualmente poderão suceder oscilações ou a divergência. Para evitar estas situações, quando se prevê que os limites de operação vão ser ultrapassados, poderão ser diminuídos os níveis previstos para o objectivo de controlo ou, em alternativa, ajustados os parâmetros de controlo.

$$I_{sh} = \left| \frac{\mathbf{V}_s - \mathbf{V}_{sh}}{Z_{sh}} \right| \leq I_{shmax} \quad (6.116)$$

$$V_{pq} \leq V_{pqmax} \quad (6.117)$$

$$I = \left| \frac{\mathbf{V}_{sh} + \mathbf{V}_{pq} - \mathbf{V}_r}{Z_L} \right| \leq I_{max} \quad (6.118)$$

$$V_s \leq V_{smax} \quad (6.119)$$

$$P_{dc} = \text{Re} \left(\mathbf{V}_{pq} \left(\frac{\mathbf{V}_s + \mathbf{V}_{pq} - \mathbf{V}_r}{Z_L} \right)^* \right) \leq P_{dcmax} \quad (6.120)$$

No modo de operação independente do VSC1, funcionando como STATCOM, o comando dos semicondutores do conversor deve cessar quando a corrente instantânea ultrapassa um valor limite, eq. (6.116), ou quando a tensão no barramento é inferior a um valor definido, eq. (6.119).

No caso de funcionamento independente do VSC2, funcionando como SSSC, deve ser efectuado o *bypass* electrónico quando a corrente instantânea que flui pelo conversor excede um valor limite, eq. (6.118).

No caso em que ambos os VSC1 e VSC2 operam em conjunto, funcionando como UPFC, para além das protecções já referidas para o modo de operação independente, deve ser efectuado o *bypass* de VSC2 quando o comando do VSC1 é inibido. Esta acção deve ser feita porque a interrupção do fluxo de potência bidireccional pelo VSC1 inibido, inviabiliza a regulação da tensão no barramento DC comum, a qual é necessária em virtude do fluxo de potência activa em curso no VSC2. É possível evitar que a tensão no condensador do barramento DC suba por carga excessiva por activação e desactivação de um dispositivo de descarga por resistência em série quando a tensão sai de um intervalo pré-estabelecido, mas não que a tensão desça em demasia quando existe fluxo de potência activa do VSC2 para a rede.

Poderá suceder que os valores máximos de tensão no barramento paralelo e corrente a absorver pelo conversor paralelo, aliados à necessidade de fluxo de potência activa para o barramento DC, possibilitem ultrapassar o limite máximo admissível de trânsito de potência activa no barramento DC, eq. (6.120).

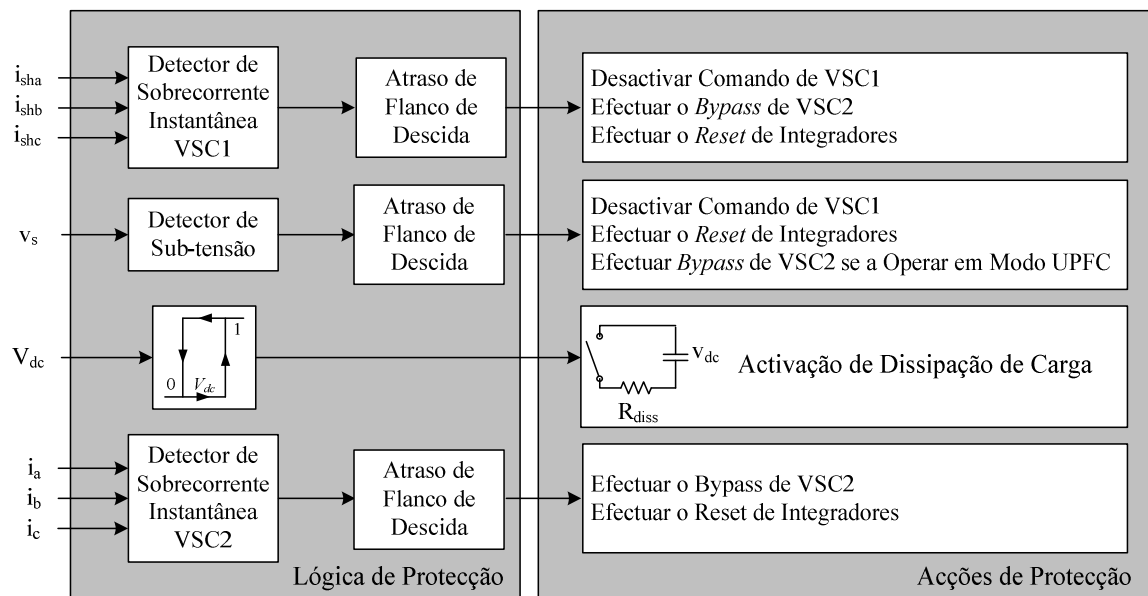


Figura 6-30 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de protecção dos conversores do UPFC.

6.3.4 INTERACÇÃO E CONTROLO COORDENADO DE CONVERSORES

A estrutura de controlo do controlador FACTS UPFC caracteriza-se por ser complexa. Adicionalmente as variáveis controladas e de controlo interagem entre si. A interacção entre a tensão série injectada e a corrente da linha de transmissão provoca que ocorra troca de potência activa e reactiva entre o conversor série e a rede eléctrica. Durante o funcionamento em regime permanente a potência activa é fornecida pelo conversor paralelo, no entanto durante o transitório é utilizada a capacidade de armazenamento de energia do condensador do barramento DC. Não obstante a respectiva tensão ser regulada convencionalmente pelo conversor paralelo, a dinâmica da regulação pode ser insuficiente, e levar a variações significativas da tensão no barramento DC, prejudicando o funcionamento do UPFC ou levando, no limite, ao colapso do sistema. Tipicamente a regulação da tensão no barramento DC realiza-se medindo a tensão no barramento e actuando sobre a referência de corrente activa para o conversor paralelo. O controlo coordenado entre as necessidades do controlador série e a acção do controlador paralelo, permitiria melhorar a dinâmica de regulação (Kannan, Jayaram et al. 2004), evitando o passo intermédio de medição de tensão no barramento DC, não havendo referências a este tipo de coordenação entre conversores série e paralelo pelos autores mais reconhecidos no domínio dos UPFC's (Hingorani e Gyugyi 1999) (Sen e Stacey 1998).

Também podem suceder variações excessivas da tensão no barramento paralelo do UPFC durante as trocas de potência reactiva, porque qualquer variação do fluxo de potência reactiva na linha de transmissão imposta pelo sistema de controlo da potência reactiva que flui na linha de transmissão, por ajuste na magnitude e fase

do ângulo da tensão série injectada, é fornecida pelo conversor paralelo.

6.3.4.1 CONTROLADOR DE COORDENAÇÃO DE POTÊNCIA ACTIVA (CCPA)

A interacção entre a tensão série injectada V_{pq} e a corrente de linha I provoca a troca de potência activa P_{pq} entre o conversor série e a linha de transmissão, e correspondente variação da tensão no condensador do barramento DC. A tensão no barramento DC é medida e regulada para um valor de referência mediante o conversor paralelo, variando em consonância com o sentido do trânsito de potência no conversor série o trânsito de potência entre o conversor paralelo e a linha. O controlo entre conversores é convencionalmente independente, Figura 6-31.

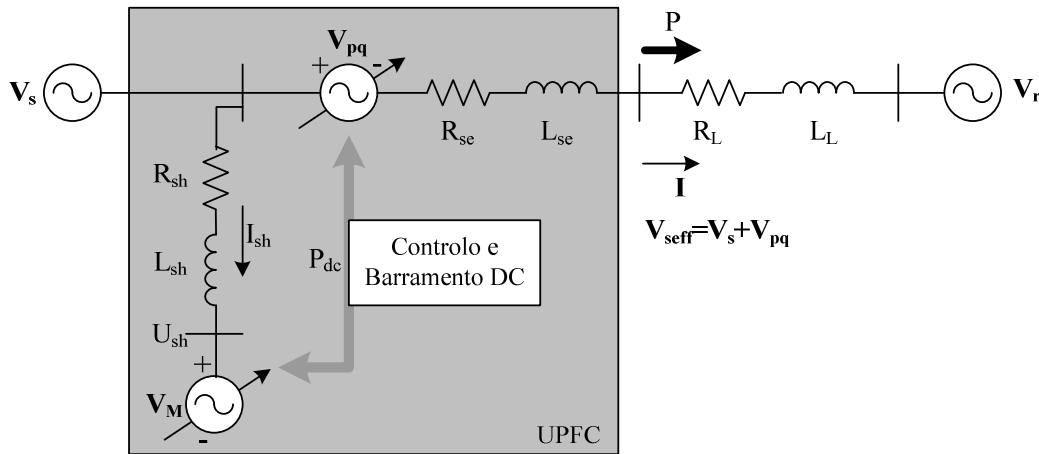


Figura 6-31 – Circuito equivalente do UPFC interligado com a rede eléctrica.

Com o objectivo de melhorar o respectivo desempenho, foi proposta uma estrutura de controlo modificada com uma malha de controlo preditiva, eq. (6.121), e um sinal de pré-controlo para controlo da tensão DC, eq. (6.122), (Papic, Zunko et al. 1997), Figura 6-31. Quando os valores de referência da corrente de linha mudam, os valores previstos da tensão série injectada podem ser calculados, eq (6.121). O sinal de pré-controlo, eq. (6.122), corresponde à troca de potência activa estimada entre o conversor série e paralelo em regime permanente e constitui um mecanismo de controlo coordenado do fluxo de potência activa entre conversores. Há uma referência de potência activa proveniente do conversor série para o conversor paralelo que inclui o erro devido à variação de tensão no barramento DC e necessidade de potência activa para troca do conversor série com a rede eléctrica, implementada de acordo com o diagrama de blocos da Figura 6-32.

$$\begin{bmatrix} v_{pqd} \\ v_{pqq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{sd} - v_{rd} \\ v_{sq} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R_{se} + R_L & -\omega(L_{se} + L_L) \\ \omega(L_{se} + L_L) & R_{se} + R_L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^{ref} \\ i_q^{ref} \end{bmatrix} \quad (6.121)$$

$$P_{pq} = \frac{3}{2} (v_{pqd} \cdot i_{sd}^{ref} + v_{pqq} \cdot i_{sq}^{ref}) \quad (6.122)$$

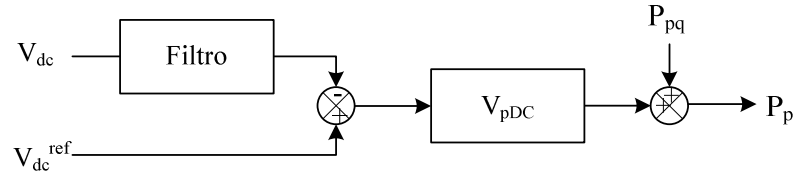


Figura 6-32 – Diagrama de blocos de controlo da tensão do barramento DC.

No entanto o desempenho do sistema de controlo é negativamente influenciado pelo atraso introduzido pela estimação do sinal de referência de potência activa para o conversor série, o que implica uma coordenação insuficiente do sistema conjunto do UPFC, a qual pode levar ao colapso da tensão no barramento DC em caso de forte transitório.

O controlo coordenado implementado, Figura 6-33, consiste na realimentação da necessidade de potência activa do conversor série para o conversor paralelo, para uma resposta mais imediata, sob a forma de corrente activa i_{pqD} a adicionar à referência de corrente activa do conversor paralelo. Este sinal é calculado de acordo com a eq. (6.123), na qual V_s é a tensão no barramento paralelo e a necessidade de potência activa do conversor série P_{pq} é a componente real do produto da tensão série injectada V_{pq} e da corrente na linha de transmissão I , eq. (6.124).

$$i_{pqD} = \frac{P_{pq}}{|V_s|} \quad (6.123)$$

$$P_{pq} = \text{Re}(V_{pq} \cdot I^*) = \frac{2}{3} (v_{pqd} \cdot i_d + v_{pqq} \cdot i_q) \quad (6.124)$$

A Figura 6-34 ilustra o desempenho do conversor paralelo, em funcionamento independente como STATCOM com uma carga de potência constante no barramento DC (PI), que simula a solicitação de potência activa do conversor série para o caso do controlo coordenado de potência activa empregue e agora descrito (CCPA1), para o método descrito na secção 6.3.1.3 (CCPA2) e quando não há controlo coordenado. Devido à rápida resposta da malha de regulação da tensão no barramento DC, a utilização dos métodos conduz a resultados semelhantes.

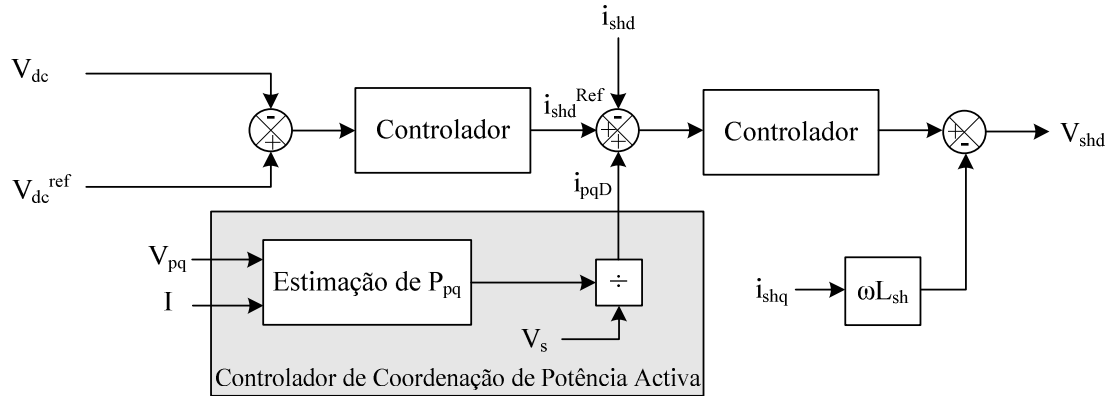


Figura 6-33 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de controlo do conversor paralelo do UPFC com controlador de coordenação de potência activa.

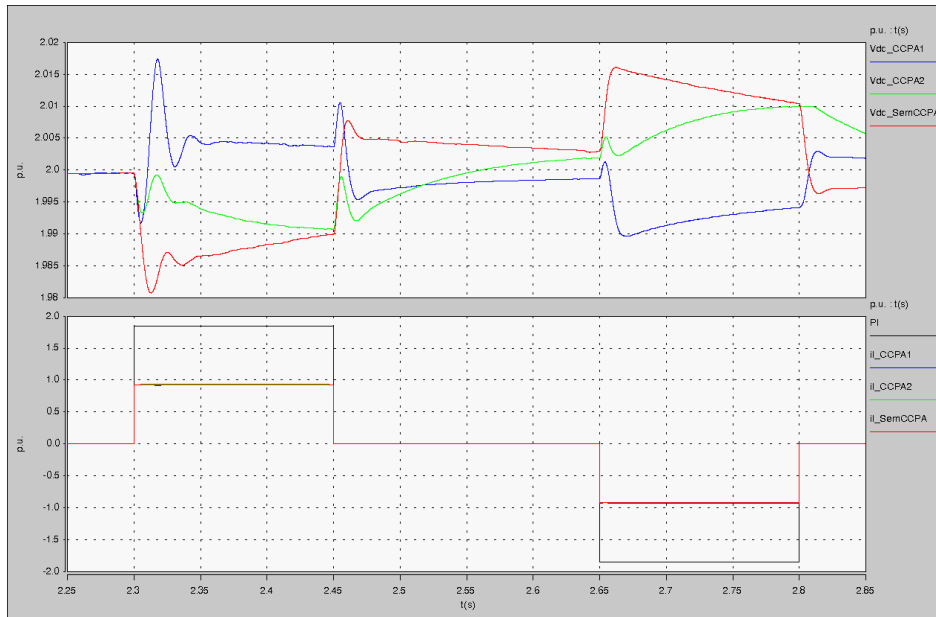


Figura 6-34 – Comparação da evolução da tensão no barramento DC do STATCOM, sob a condição da Figura 6-20, com utilização de CCPA1 e CCPA2 e ausência de CCPA.

6.3.4.2 CONTROLADOR DE COORDENAÇÃO DE POTÊNCIA REACTIVA (CCPR)

O componente da tensão série injectada em fase com a tensão no barramento paralelo do UPFC V_{pqd}

influencia a potência reactiva na linha de transmissão Q_{line} e a potência reactiva no conversor paralelo Q_{sh} . Uma variação, decréscimo ou aumento, da potência reactiva na linha de transmissão Q_{line} , devido ao componente em fase da tensão série injectada V_{pqd} , provoca igual variação da potência reactiva do conversor paralelo Q_{sh} . Resumidamente, uma variação, aumento ou decréscimo, da potência reactiva na linha de transmissão é fornecida pelo conversor paralelo, tendo efeito na tensão no barramento paralelo do UPFC. A variação na tensão do barramento sucede porque em caso de: 1) aumento da referência da potência reactiva na linha de transmissão ocorre o decréscimo momentâneo da tensão no barramento paralelo do UPFC, provocando a acção do controlador da tensão no barramento, forçando a injeção de potência reactiva pelo conversor paralelo, forçando a tensão no barramento a atingir o valor de referência (o aumento da potência reactiva gerada pelo conversor paralelo é igual ao aumento de potência requisitada pelo controlador do fluxo de potência na linha de transmissão⁵⁴); 2) um decréscimo da referência da potência reactiva na linha de transmissão sucede o aumento momentâneo da tensão no barramento paralelo do UPFC, provocando a acção do controlador da tensão no barramento, forçando o consumo de potência reactiva pelo conversor paralelo, forçando a tensão no barramento a atingir o valor de referência (o decréscimo da potência reactiva gerada pelo conversor paralelo é igual à diminuição de potência requisitada pelo controlador do fluxo de potência na linha de transmissão⁵⁵).

O controlador de coordenação de potência reactiva, eq. (6.125), é implementado como indicado na Figura 6-35, tendo como entrada a referência de potência reactiva para a linha de transmissão. O ganho do bloco respectivo é $G = 1,0$ porque a variação do fluxo de potência reactiva na linha de transmissão é suprida pelo conversor paralelo, ao passo que a constante de tempo é dimensionada com base na resposta do sistema, tempo de estabilização da potência reactiva no conversor paralelo, a um degrau na variação do fluxo de potência reactiva na linha de transmissão, na ausência do controlador de coordenação de potência reactiva.

$$G_Q(s) = G \frac{sT_{wr}}{1 + sT_{wr}} \quad (6.125)$$

A Figura 6-36 ilustra o desempenho do UPFC em modo de controlo automático do fluxo de potência sem controlo coordenado de potência reactiva e a Figura 6-37 com o controlo coordenado de potência reactiva, verificando-se que para esta situação a coordenação não acarreta vantagens.

⁵⁴ Desprezando as perdas de potência activa no transformador série.

⁵⁵ Desprezando as perdas de potência activa no transformador série.

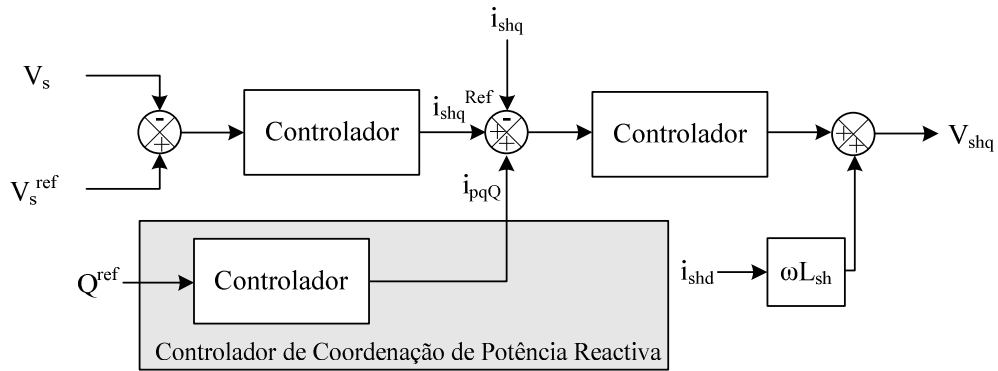


Figura 6-35 – Diagrama de blocos funcional da estrutura de controlo do conversor paralelo do UPFC com CCPR.

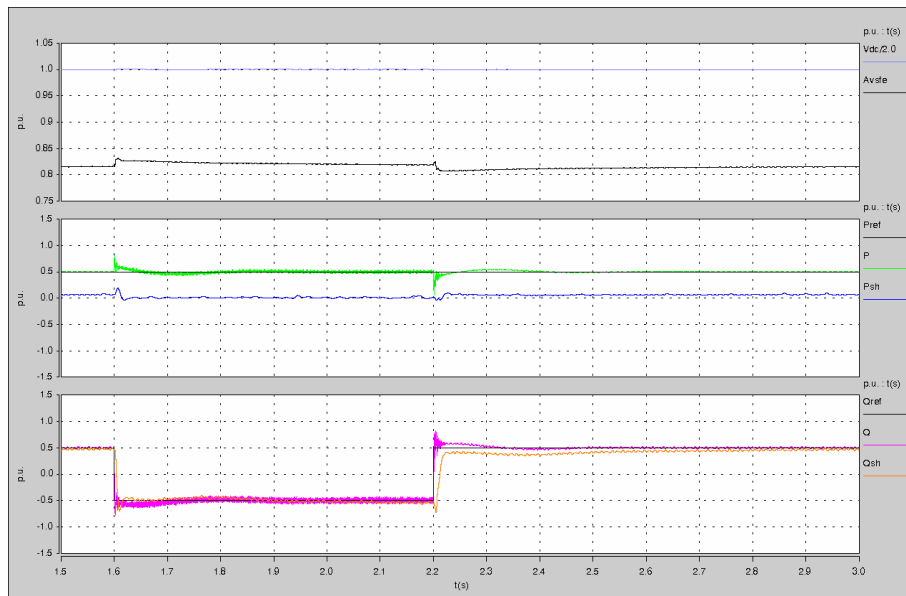


Figura 6-36 – UPFC em modo de controlo automático de fluxo de potência sem CCPR.

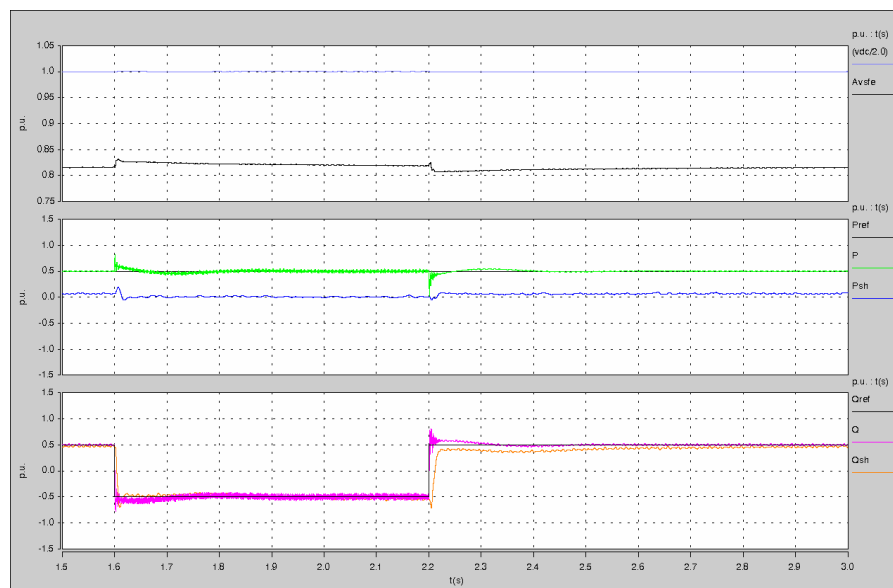


Figura 6-37 – UPFC em modo de controlo automático de fluxo de potência com CCPR.

6.4 FUNCIONAMENTO UPFC EM MODO CONTROLO COMBINADO

O funcionamento do UPFC em modo combinado compreende o controlo simultâneo da tensão, impedância e ângulo da tensão série injectada pelo SSSC, ocorrendo operação conjunta e simultânea do SSSC e do STATCOM. O SSSC opera em modo automático de fluxo de potência ou em modo automático de fluxo de corrente na linha de transmissão enquanto, em simultâneo, é garantida a regulação da tensão no barramento paralelo, ou extremo gerador da linha, e da tensão no barramento DC pelo STATCOM.

Relativamente à Figura 6-2, os contactores SHNBRK, DCLS1, DCLS2, LBRK, SRSBRK estão fechados e o contactor BYBRK aberto. Os resultados seguintes são obtidos com recurso ao circuito de teste da Figura 6-38, similar ao empregue para o SSSC, Figura 6-23, mas agora com o conversor paralelo ligado ao barramento DC, mantendo-se o valor da indutância da fonte $L_S = 252 \times 10^{-6}$.

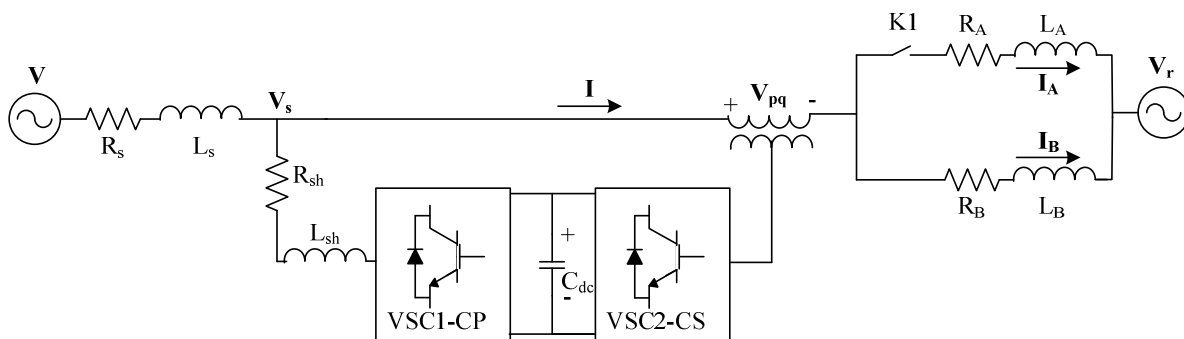


Figura 6-38 – Circuito de teste do UPFC.

6.4.1 SEGUIMENTO DE REFERÊNCIAS E RESPOSTA A PERTURBAÇÕES

A Figura 6-39 e a Figura 6-40 ilustram, respectivamente, a imposição de referências de potência activa e reactiva severas para condições reais de funcionamento, que por acção do conversor série se verificam na linha de transmissão. Devido à existência de reactância da fonte superior a zero, à variação do fluxo de potência e, logo, à corrente na linha de transmissão, sucede uma variação de tensão no extremo gerador da linha, a qual diminui gradualmente devido à acção de regulação de tensão do conversor paralelo, em particular no caso dos degraus de potência reactiva.

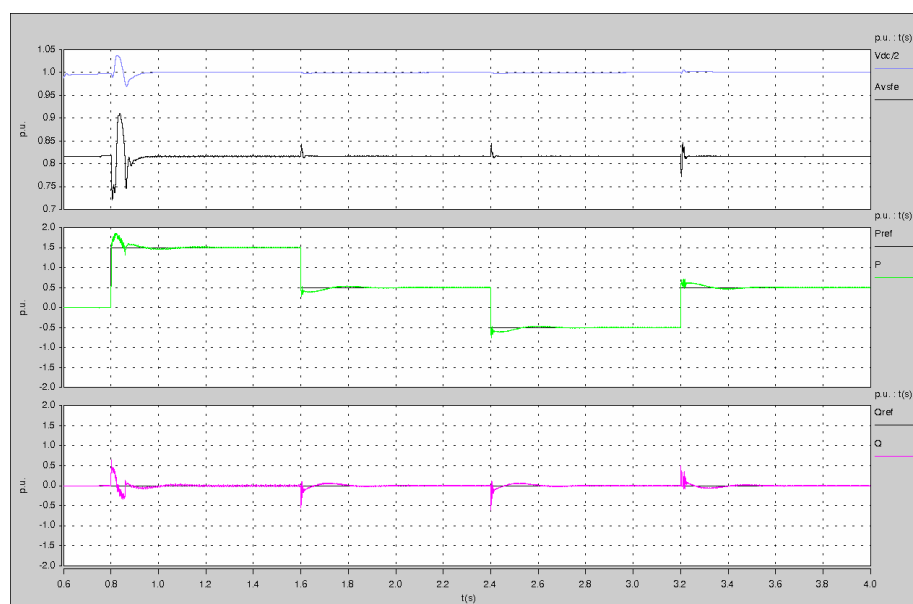


Figura 6-39 – UPFC no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências de potência activa impostas externamente.

Na Figura 6-41 é repetido o teste realizado na Figura 6-29 para o caso do SSSC, com saída de serviço da linha A entre os instantes $t = 1,4$ s e $t = 2,0$ s. O desempenho do UPFC na estabilização do fluxo de potência na linha de transmissão é ligeiramente inferior ao apresentado na Figura 6-29 devido à introdução da reactância da fonte nos ensaios e devido à presença do conversor paralelo em funcionamento simultâneo. É possível verificar que o tempo de actuação do conversor série do UPFC é igualmente imediato permanecendo a potência activa (P) próxima da referência.

Na Figura 6-42 é ilustrado o desempenho do UPFC na estabilização do fluxo de potência na linha de transmissão perante a ocorrência de uma queda de tensão no extremo receptor da linha de transmissão. A amplitude da tensão no extremo receptor da linha de transmissão (Avrf) varia entre os instantes $t = 1,4$ s e

$t = 1,7 \text{ s}$ para 95 % do valor nominal. Praticamente não são visíveis variações de potência nas referências pré-estabelecidas.

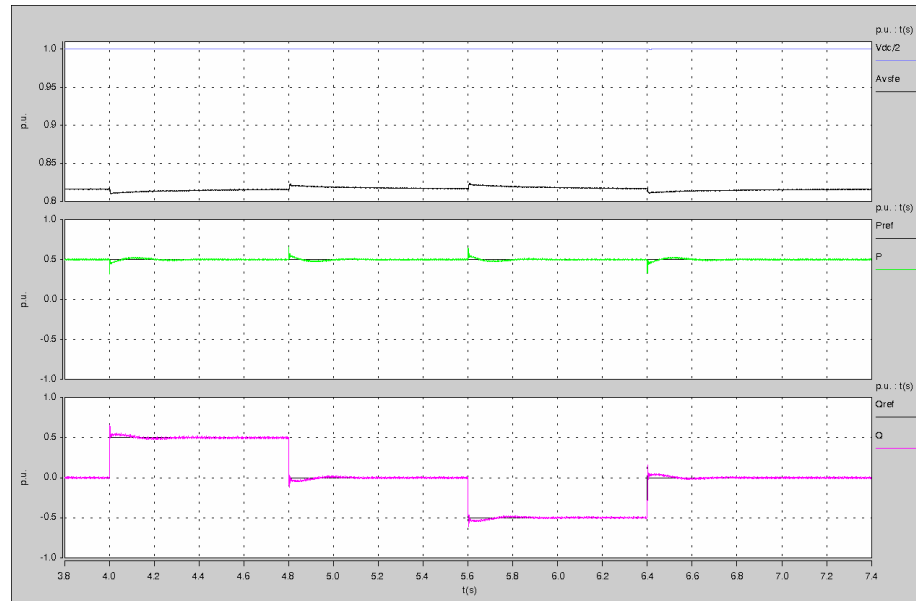


Figura 6-40 – UPFC no modo de controlo automático do fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências de potência reactiva impostas externamente.

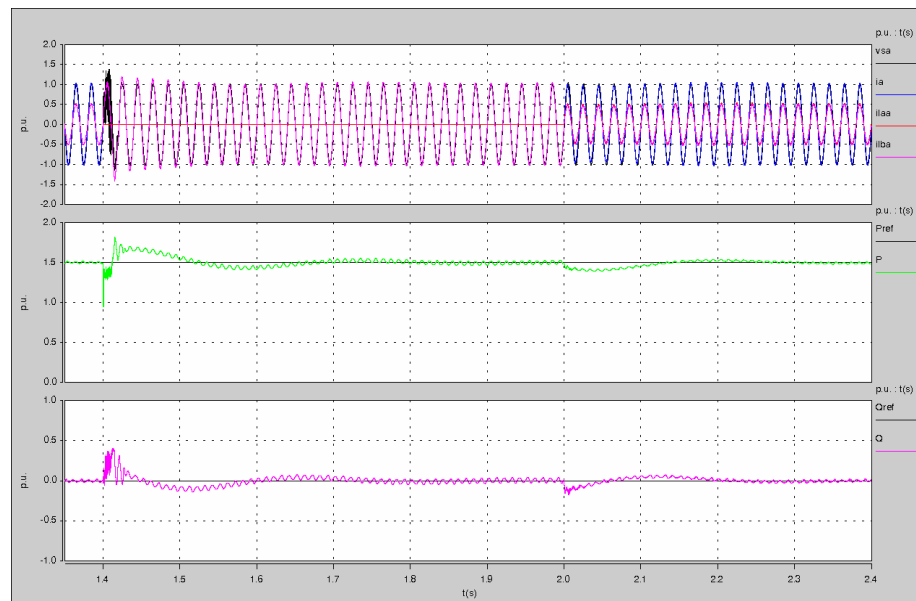


Figura 6-41 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, circuito da Figura 6-23, com referências impostas externamente, com saída de serviço da linha A.

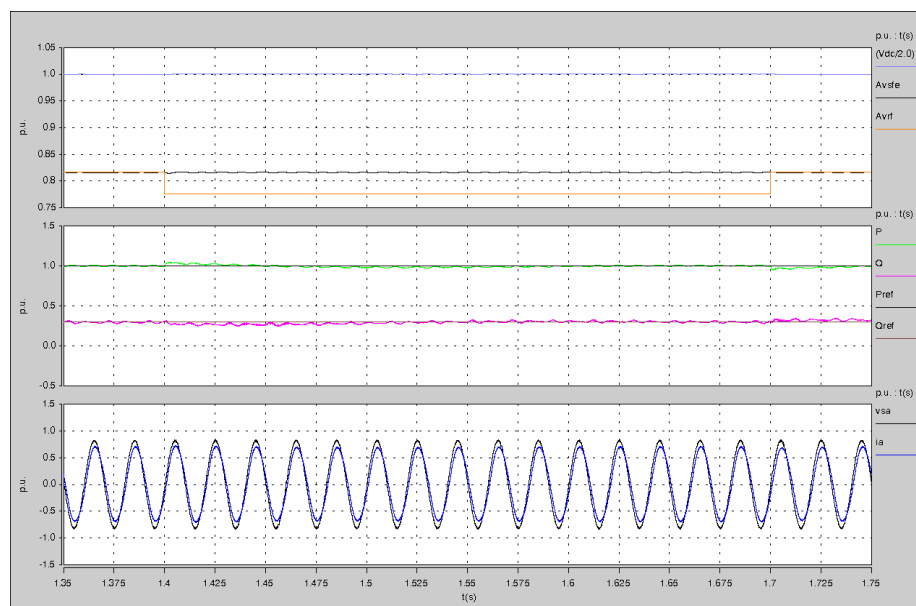


Figura 6-42 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de cava de tensão na tensão do extremo receptor da linha.

No teste da Figura 6-43 é ilustrado o desempenho do UPFC na estabilização do fluxo de potência na linha de transmissão perante a ocorrência de flutuação de tensão da onda da rede no extremo gerador da linha de transmissão. Causas comuns de flutuações de tensão são cargas reactivas comutadas e a comutação de cargas resistivas por rectificadores controlados. As cargas reactivas comutadas são, tipicamente, máquinas de soldadura de arco, mas principalmente fornos de arco, que existem em instalações industriais.

A flutuação da onda de tensão foi simulada por multiplicação de uma onda sinusoidal sobreposta a um componente de valor médio unitário pelas ondas da rede no extremo gerador, caracterizando-se a componente sinusoidal por uma amplitude máxima de 0,05 p.u., frequência de 2,5 Hz e decaimento exponencial, iniciando-se a flutuação no instante $t = 2\text{ s}$ e praticamente anulando-se cerca do instante $t = 3,1\text{ s}$. A regulação de fluxo de potência na linha de transmissão mantém-se durante a perturbação. A variação de tensão que se verifica ocorre na fonte ideal que em conjunto com a reactância da fonte compõem o modelo da fonte empregue no ensaio. A regulação de tensão efectuada pelo conversor paralelo no barramento (Avsfe) é visível, sendo reduzida a variação comparativamente com a imposta pelo gerador ideal (Avg).

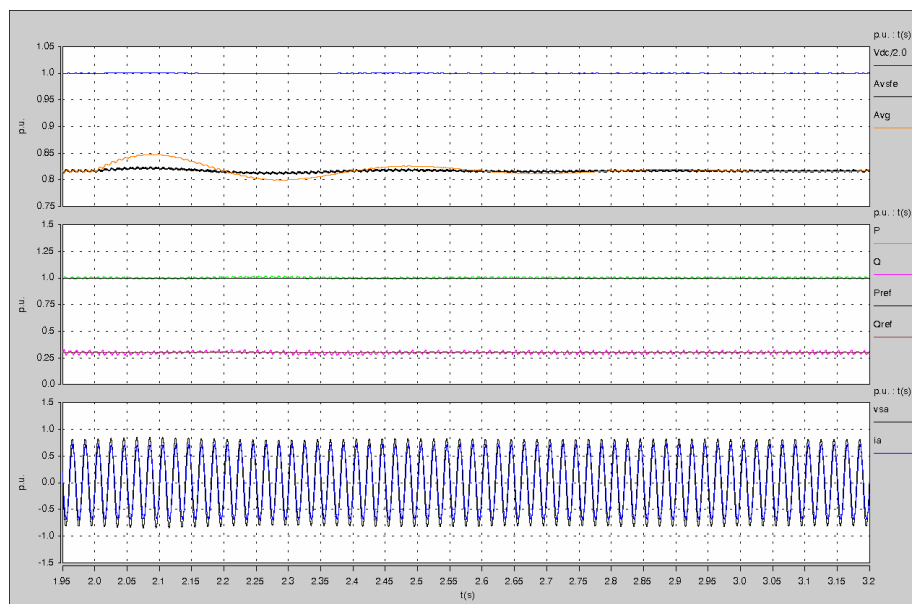


Figura 6-43 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de flutuação sinusoidal amortecida da tensão no extremo gerador.

Na Figura 6-44 é ilustrado o desempenho do UPFC na estabilização do fluxo de potência na linha de transmissão perante a ocorrência de uma variação de fase no extremo receptor da linha de transmissão. A variação de fase pode dar-se, como já referido no capítulo 3, devido a desequilíbrios entre a produção e o consumo de potência na rede eléctrica, saídas de serviço forçadas de unidades geradoras, indisponibilidade de linhas de transmissão ou devido à comutação de grandes consumidores.

A fase da onda de tensão no extremo receptor da linha de transmissão varia no instante $t = 1,4$ s para $+15^\circ$ e em $t = 1,7$ s tem nova variação de -15° , sempre instantaneamente, relativamente à fase no extremo gerador, simulando uma perturbação da rede eléctrica. A variação do fluxo de potência activa e reactiva na linha de transmissão é mantida, embora com perturbação superior ao caso da cava de tensão anterior.

Para demonstrar que a regulação do fluxo de potência da linha de transmissão não é afectada devido a variações de frequência do sistema foi simulada a ocorrência de uma variação linear da frequência da onda da rede do valor nominal, entre os instantes $t = 1,7$ s e $t = 2,2$ s para uma frequência de 49,5 Hz à taxa de variação máxima admissível de 1 Hz/s, de acordo com a norma IEC 1800-3, como já referido no capítulo 3. Como é visível na Figura 6-45 o desempenho do UPFC não é prejudicado.

Na Figura 6-46 a variação de frequência verificada é sinusoidal amortecida, com um desvio inicial de 0,5 Hz em $t = 1,7$ s anulando-se cerca de 8 segundos depois. Não é visível qualquer perturbação na regulação de fluxo de potência na linha de transmissão.

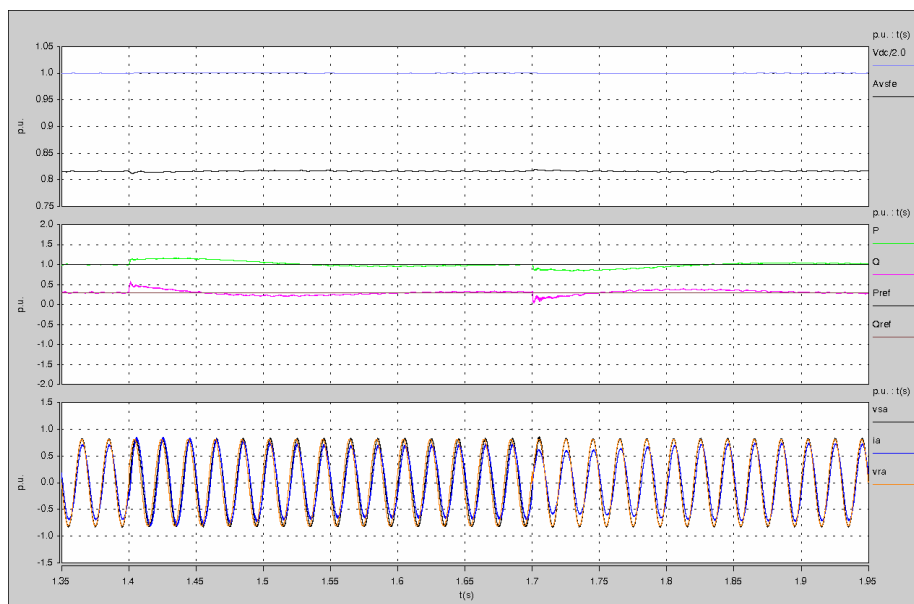


Figura 6-44 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de degrau de fase na tensão do extremo receptor.

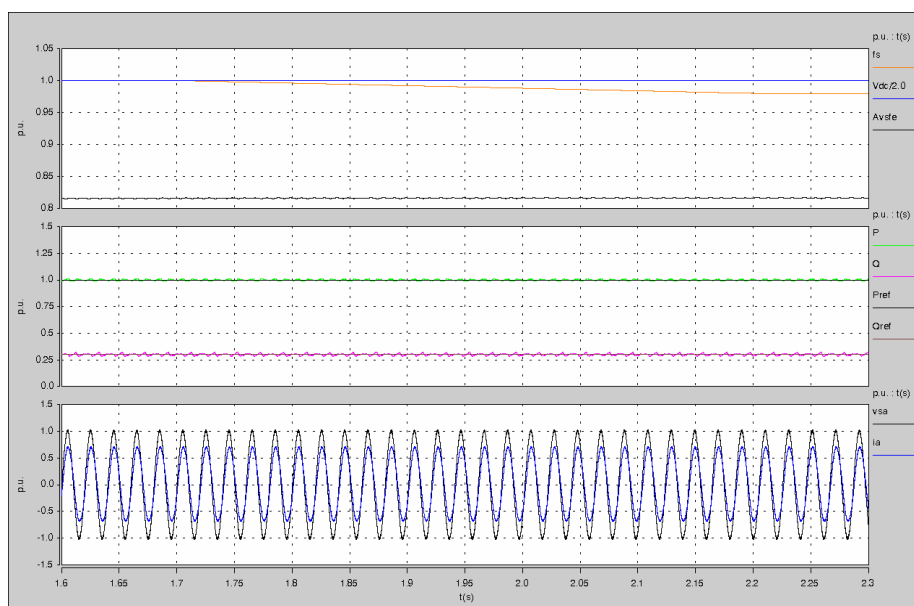


Figura 6-45 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de variação linear de frequência.

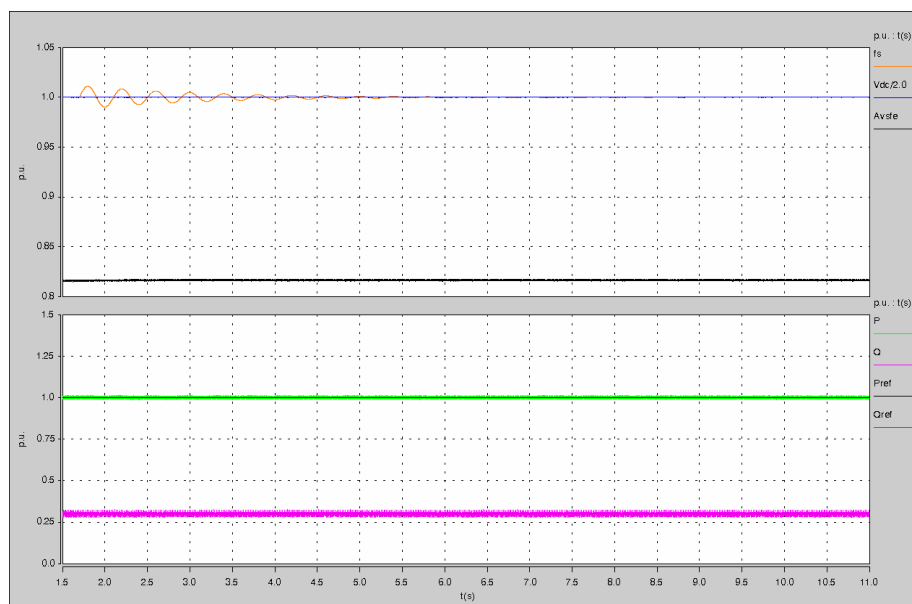


Figura 6-46 – UPFC no modo de controlo automático de fluxo de potência, com referências impostas externamente, sob condição de perturbação sinusoidal amortecida de frequência.

Os testes anteriores demonstram a capacidade do UPFC seguir referências de potência impostas e de as manter quando a respectiva operação é sujeita a perturbações comuns na rede eléctrica, nomeadamente, cavas de tensão, degraus de fase e variações de frequência. A robustez do sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental implementado, com funcionamento comprovado no capítulo 3, para além do correcto dimensionamento do circuito de potência e do circuito de controlo conferem ao UPFC projectado estas características.

6.4.2 REGULAÇÃO DE FLUXO DE POTÊNCIA EM REDES ELÉCTRICAS

Na rede eléctrica tem que haver um equilíbrio constante entre o consumo e a produção de energia mais as perdas de transmissão, havendo uma auto-regulação que determina a variação de tensão e frequência. Sucodem fluxos de potência activa entre áreas onde existe produção de energia disponível e áreas deficitárias de energia através dos caminhos disponíveis, inclusivé de distintos níveis de tensão.

Na Figura 6-47 estão representados dois corredores de linhas eléctricas, que podem incluir diversas linhas de transmissão, e que interligam uma área com capacidade de produção de energia disponível, à esquerda ($P_G > P_L$), a outra com défice de energia, à direita ($P_G < P_L$). Sem controlo do fluxo de potência a repartição

do fluxo é determinada pelo inverso da impedância das linhas, e não em função da vontade do dono da infraestrutura ou por contratos eventualmente estabelecidos.

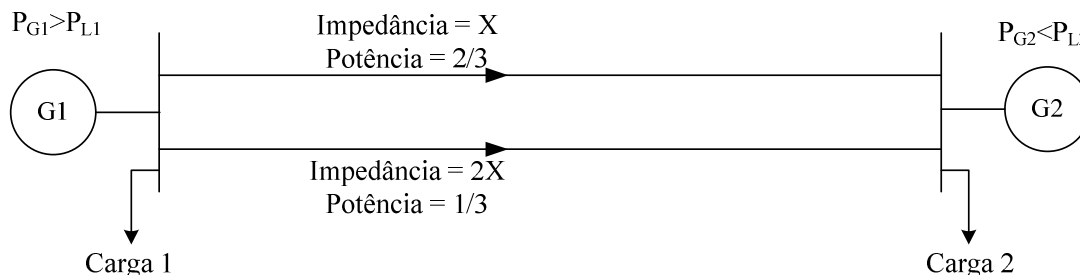


Figura 6-47 – Fluxo de potência em corredores paralelos.

O fluxo de potência ocorrerá principalmente pela linha com menor impedância, limitando eventualmente o fluxo de potência caso não se houvesse esgotado a capacidade de transporte da linha com maior impedância. Caso haja necessidade de incrementar o transporte de energia entre áreas as opções seriam: 1) aumentar a capacidade de transporte da linha sobrecarregada, o que implicaria uma diminuição adicional da impedância, desincentivando o investimento, em particular se a linha de maior impedância já dispusesse de capacidade suficiente (Hingorani e Gyugyi 1999); 2) efectuar o controlo de potência na linha com capacidade de transporte disponível com recurso a um dispositivo HVDC ou FACTS.

Na Figura 6-48 está representada a instalação de um dispositivo HVDC, cuja utilização é dispendiosa e reservada a altas tensões e longas distâncias, com o qual, desde que haja capacidade suficiente dos conversores de potência é possível aumentar o fluxo de potência na linha de transmissão até ao respectivo limite térmico.

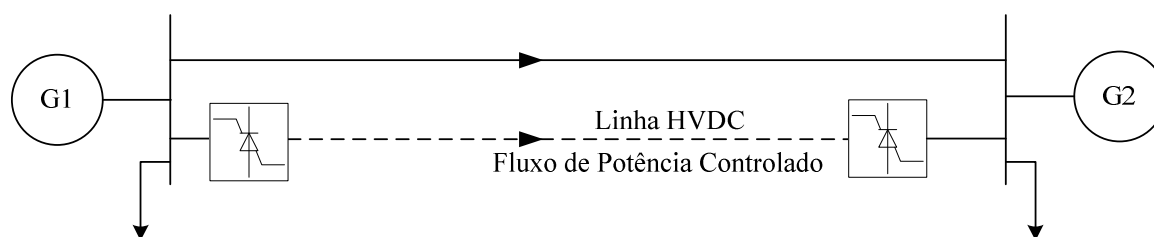


Figura 6-48 – Fluxo de potência em corredores paralelos com dispositivo HVDC instalado.

Nas figuras seguintes ilustra-se o controlo do fluxo de potência com recurso a dispositivos FACTS do tipo série: controlando a impedância, Figura 6-49; controlando o ângulo, Figura 6-50; ou por injeção de tensão série, Figura 6-51; sendo este último o correspondente ao SSSC, UPFC ou até IPFC (*Interline Power Flow Controller*).

Para além de permitirem o controlo do fluxo de potência os dispositivos HVDC ou FACTS têm a vantagem de permitir amortecer oscilações de potência na rede eléctrica aumentando a estabilidade da rede.

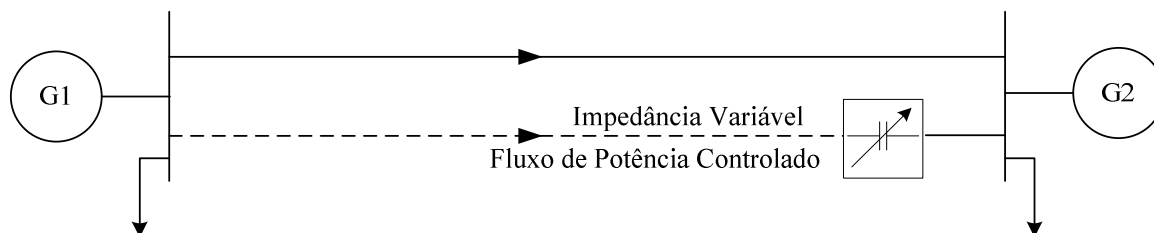


Figura 6-49 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de impedância variável.

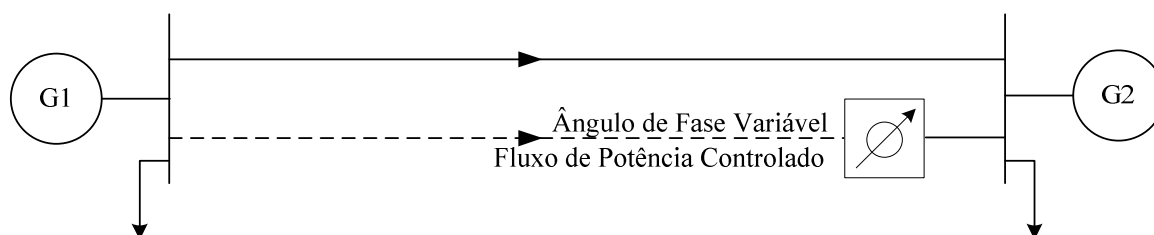


Figura 6-50 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de ângulo de fase variável.

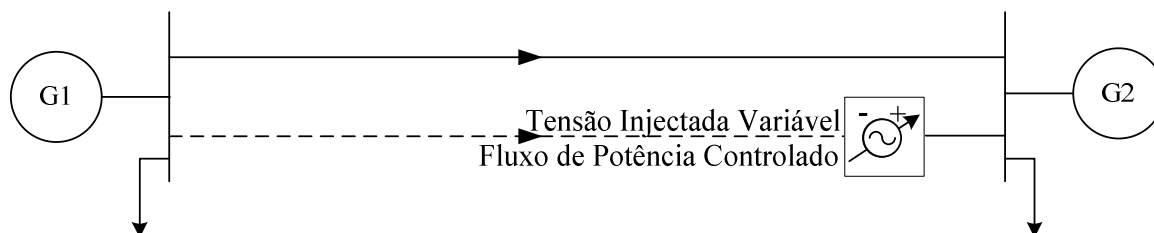


Figura 6-51 – Fluxo de potência em corredores paralelos com controlo de fluxo de potência numa linha por controlador FACTS de tensão injectada variável, por exemplo um SSSC ou UPFC.

A Figura 6-52 ilustra o circuito de teste simulado para mostrar o desempenho do UPFC numa situação análoga à Figura 6-51, na qual o UPFC efectua o controlo automático de um corredor formado por duas linhas de transmissão em paralelo. Adicionalmente existe uma linha de transmissão em paralelo. A impedância da linha paralelo, denominada linha P, corresponde a metade da impedância do corredor no qual está instalado o UPFC, ou seja a metade da impedância paralelo das linhas A e B.

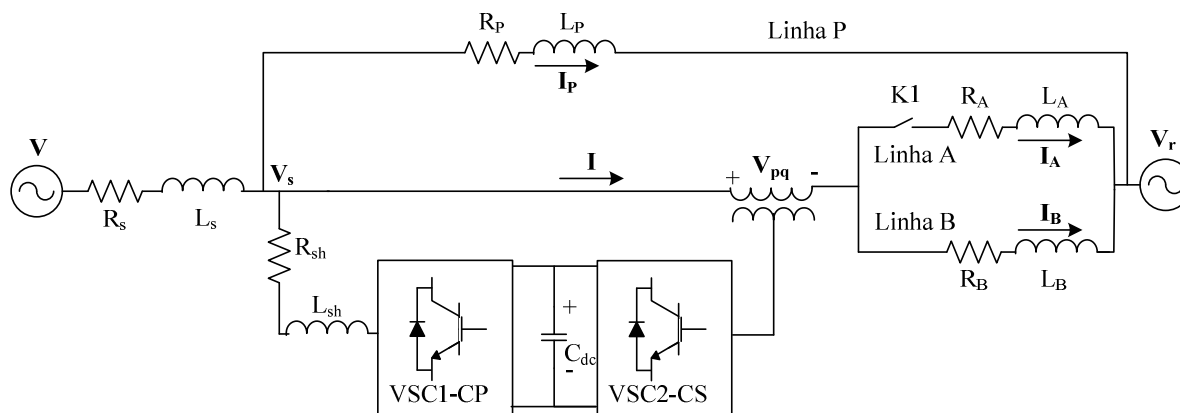


Figura 6-52 – UPFC em controlo automático de fluxo de potência num corredor composto por duas linhas em paralelo com outra linha de transmissão em paralelo, interligando o extremo gerador ao extremo receptor.

A Figura 6-53 ilustra a acção do controlo automático de fluxo de potência efectuado pelo UPFC, comparando directamente o fluxo de potência verificado quando o UPFC está instalado e actua, Figura 6-51 e Figura 6-52, com o caso idêntico em que o UPFC não existe, numa rede sujeita às mesmas condições, Figura 6-47.

Entre os instantes $t = 1,75 \text{ s}$ e $t = 2 \text{ s}$ há um fluxo de potência repartido entre o corredor formado pelas linhas A e B em paralelo e pela linha paralelo P, resultante do desfasamento de 15° existente entre a tensão no extremo gerador e receptor. [Na figura Figura 6-54, correspondente a um circuito de teste sob as mesmas condições mas sem UPFC, (Pft) corresponde ao fluxo de potência total nas três linhas que interligam o extremo gerador e receptor, (Pplt) ao verificado na linha paralelo P, e (Pt) ao verificado no corredor das linhas paralelo A e B.] Neste intervalo de tempo, e num circuito equivalente com UPFC e respectiva acção de controlo automático de fluxo de potência, Figura 6-53, verifica-se um fluxo de potência total inferior, mas devido à referência imposta (Pref) [sendo (Pf) o fluxo de potência total nas três linhas, (Ppl) o fluxo na linha paralelo P e (P) o fluxo no corredor formado pelas linhas paralelo A e B]. O fluxo de potência reactiva (Q) no corredor de linhas paralelo A e B é nulo, de acordo com a referência (Qref) fixada ao UPFC.

Havendo a possibilidade de exercer controlo sobre o fluxo de potência no corredor do UPFC a referência de potência activa (Pref) é aumentada entre os instantes $t = 2 \text{ s}$ e $t = 2,5 \text{ s}$, e posteriormente entre os instantes $t = 3 \text{ s}$ e $t = 3,5 \text{ s}$, aumentando o trânsito de potência total (Pf) entre os extremos gerador e receptor. O aumento do fluxo de potência passível de ser imposto depende do limite térmico das linhas do corredor formado pelo paralelo das linhas A e B e pelo dimensionamento do UPFC.

Entre os instantes $t = 4 \text{ s}$ e $t = 5 \text{ s}$ é ilustrado o desempenho no caso de saída de serviço da linha A do corredor formado pelas linhas A e B. Verifica-se imediata diminuição do fluxo de potência total no sistema

sem UPFC (Pft), e a manutenção do fluxo definido pela referência de potência activa (Pref), e logo do trânsito de potência total (Pf) no sistema com UPFC, não se verificando oscilações de potência no momento de religação da linha A, ao contrário do sistema sem UPFC.

No intervalo de tempo entre os instantes $t = 6\text{ s}$ e $t = 7,5\text{ s}$ a referência de potência reactiva (Qref) aumenta linearmente, para demonstrar que o controlo de fluxo de potência reactiva (Q) é possível com UPFC, verificando-se como consequência um aumento do trânsito total de potência (Pf).

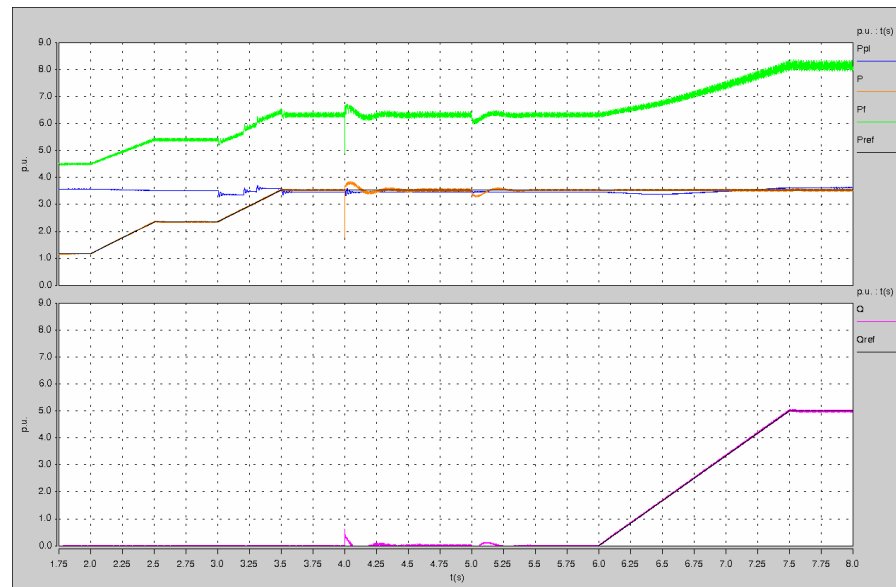


Figura 6-53 – Acção do UPFC em controlo automático de fluxo de potência para o circuito de teste da Figura 6-52.

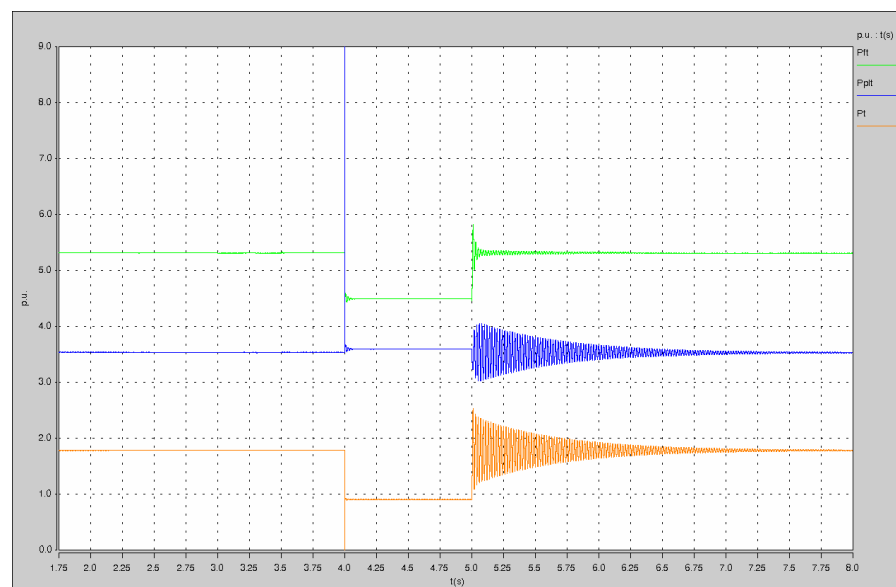


Figura 6-54 – Fluxo de potência no circuito de teste da Figura 6-52 sem acção de regulação do UPFC.

A acção do controlador FACTS UPFC na maximização do fluxo de potência foi evidenciada nos exemplos anteriores para o caso de uma linha de transmissão ou para o caso de várias linhas de transmissão em paralelo entre uma área com capacidade de produção disponível e outra com défice de energia. As mesmas vantagens podem ser estendidas a casos mais complexos em que linhas, ou corredores de linhas, limitam as capacidades de um sistema composto por múltiplas máquinas e cargas interligadas por múltiplos corredores de transmissão, onde se estabelecem interdependências diversas que limitam o desempenho da rede eléctrica global. As soluções que compreendem a instalação de dispositivos FACTS para a minimização de uma limitação da rede podem ser variadas, mediante diversos controladores a instalar em distintas localizações. Quando a infra-estrutura pertence a um só dono a decisão pode ser tomada com base em critérios económicos, no entanto, se envolve vários donos, é necessário um mecanismo de decisão ou regulação para ponderação de investimento e posse. Porém foi demonstrado que o controlador FACTS UPFC permite, ao controlar em simultâneo a tensão, impedância e ângulo da linha de transmissão, maior flexibilidade na rede eléctrica na resposta a perturbações e exigências, possibilitando a maximização da controlabilidade e capacidade de transmissão do sistema eléctrico de transmissão de potência.

CAPÍTULO 7

Conclusão e Perspectivas de Desenvolvimentos Futuros

7.1 CONCLUSÃO

Diversos desenvolvimentos recentes como a desregulação do mercado, o incremento da produção dispersa e distribuída, a globalização e o aumento da exigência de fiabilidade, tiveram impacto na capacidade de transmissão e qualidade de potência da rede eléctrica.

Para além de limitações contratuais ao uso de uma linha de transmissão existem limitações físicas e operacionais, agrupáveis em condicionalismos térmicos, dieléctricos e de estabilidade. A existência de interligações entre sistemas de transmissão de potência implica a existência de linhas paralelas ou malhas, surgindo limitações porque o fluxo de corrente é determinado pela impedância das linhas, e não pelo limite de capacidade de corrente.

Convencionalmente a protecção e controlo da rede é assegurado por reserva de margens de segurança e redundâncias, que ora foram reduzidas devido à pressão competitiva do mercado energético ora permaneceram como activos por rentabilizar.

As primeiras técnicas de compensação, baseadas em dispositivos electromecânicos, tinham utilização limitada devido ao tempo de actuação e desgaste. O aparecimento dos controladores FACTS, com resposta dinâmica muito superior, permite regular o nível compensação e contrariar perturbações estáticas e dinâmicas na rede eléctrica, mantendo a tensão na carga constante independentemente do factor de potência e consumo.

Os controladores FACTS baseados em conversores estáticos de potência como o STATCOM, SSSC, UPFC e IPFC permitem uma acção de controlo mais uniforme do que os baseados em tirístores sobre a tensão de transmissão, impedância da linha ou ângulo de controlo, parâmetros que determinam o fluxo de transmissão.

As novas possibilidades como o controlo do fluxo de potência, aumento da capacidade de transmissão, redução de fluxos de potência reactivos traduzem-se em vantagens diversas como o aumento de utilização da energia com menor custo, aumento da segurança do sistema, aumento da flexibilidade da instalação de pontos de produção ou protelação da necessidade de construção de novas infraestruturas de transmissão.

Os sistemas HVDC complementam a tecnologia FACTS constituindo alternativa mais económica em linhas submarinas, linhas aéreas longas e na interligação de sistemas AC com controlo de frequência distinto.

O controlador FACTS UPFC permite actuar simultaneamente ou selectivamente em todos os parâmetros operacionais de uma linha de transmissão que determinam o fluxo de potência: tensão, impedância e ângulo, mediante injeção de tensão série com magnitude e ângulo de fase ajustáveis. É o único controlador FACTS que permite controlar independentemente tanto o fluxo de potência activa como o fluxo de potência reactiva na linha de transmissão.

O desempenho de sistemas de condicionamento de potência depende dos parâmetros do circuito de potência, do método de controlo e do sistema gerador de referências.

O sistema gerador de referência deve devolver correntes e tensões a impor pelos conversores do UPFC que atendam aos objectivos de controlo específicos da aplicação, no entanto serão sempre função da fase e frequência da rede, a qual é variável, devendo ser garantida a sincronização com imunidade a perturbações. A estimação de fasor e frequência da onda da rede tem múltiplas aplicações em sistemas de protecção e controlo havendo diversos métodos digitais que poderão diferir na necessidade de instrumentação especializada, sensibilidade a variações de parâmetros na onda da rede, resposta dinâmica e precisão.

Os métodos EPLL, FPBAEM, DFTC e DFTS testados indiciam aplicabilidade a sistemas reais, sendo de realçar: no método EPLL, a simplicidade estrutural e robustez, que constituem vantagem para aplicações com poucos recursos computacionais ou de baixo custo; no FPBAEM a excelente dinâmica, apenas comprometida pela adaptação lenta a variações de frequência, e que faz perspectivar aplicabilidade a redes fortes sendo de realçar como desvantagem a complexidade do algoritmo; no DFTC e DFTS a boa dinâmica, acrescida no caso do DFTS de excelente precisão e imunidade a perturbações, sendo este último o método preferencial quando haja disponibilidade computacional.

O inversor de tensão tem sido preferido ao inversor de corrente devido aos menores custos na implementação de controladores FACTS. Existem actualmente limitações de disponibilidade de inversores de elevada potência, baixo custo e elevado desempenho devido à indisponibilidade de semicondutores de potência que permitam operação com elevadas tensões e sem limitações de frequência de comutação. Por este motivo há várias configurações de conversores com distintas associações de semicondutores de potência, sendo de destacar o multipulso e multinível. O conversor multinível *multipoint-clamped* (MPC) permite fluxo de potência activa pelo barramento DC em configurações *back-to-back* sendo atractivo para implementação de UPFC's e IPFC's. O *chain-converter* é atractivo para aplicações que não envolvam a troca de potência activa mas apenas reactiva, como STATCOM's e SSSC's. Antevê-se que com o desenvolvimento dos semicondutores de potência, permitindo operação com níveis de tensão e frequências superiores, os conversores para aplicações de alta potência e alta tensão possam ser estruturalmente simplificados. O método de modulação e comando é relevante, interferindo no intervalo de modulação linear, perdas de comutação, distorção harmónica total no espectro da onda de tensão, simplicidade de implementação e tempo de processamento.

A indutância do filtro de ligação e a capacidade do barramento DC do UPFC, em conjunto com o índice de modulação, determinam o limite físico de seguimento das referências. Os critérios de projecto correspondentes, para dimensionamento do circuito de potência, são baseados, respectivamente, na variação de corrente e de tensão.

O sistema de controlo implementado, do tipo vectorial e consistindo em controladores do tipo proporcional-integral para o conversor paralelo e série, foi dimensionado por métodos analíticos. Revelou-se eficaz em funcionamento independente dos conversores, como STATCOM e SSSC, e em funcionamento conjunto, como UPFC, em diversos modos de funcionamento e objectivos de controlo: regulação automática de tensão,

injecção directa de tensão, controlo automático de fluxo de corrente e controlo automático de fluxo de potência.

Foi comprovada a capacidade do UPFC de estabilizar o fluxo de potência na linha, sob diversas perturbações de qualidade de potência como variações de tensão, fase e frequência, no extremo gerador e no extremo receptor da linha de transmissão.

Em sistemas de transmissão compostos por múltiplas linhas de transmissão ou corredores de linhas, a capacidade de regulação do fluxo de potência do UPFC foi exemplificada sob a condição de saída de serviço de uma linha ou corredores de linhas. A aplicabilidade do UPFC foi também demonstrada no aproveitamento da capacidade de transporte de linhas de transmissão em corredores ou em malhas em que se verifiquem condições de interdependência, devido a diferentes impedâncias ou capacidades de transmissão, que condicionam o aproveitamento da capacidade de transmissão total disponível do corredor ou malha.

As potencialidades referidas e exemplificadas podem ser aplicadas em infraestruturas já existentes rentabilizando activos instalados ou protelando investimentos, ou em novas infraestruturas. Oferecem novas oportunidades e soluções, embora sempre condicionadas a cada caso particular, para a maximização da controlabilidade e maximização da capacidade de transmissão do sistema eléctrico de transmissão de potência.

7.2 PERSPECTIVAS DE DESENVOLVIMENTOS FUTUROS

Esta dissertação inclui o projecto de um sistema de controlo completo para um UPFC e a avaliação do desempenho correspondente, mediante *software* de simulação específico.

O carácter abrangente do trabalho apresentado implica que sejam inúmeras as perspectivas de desenvolvimento futuras. Presentemente, a pesquisa em controladores FACTS, em particular UPFC's, envolve áreas tão distintas como: a modelização do UPFC na rede eléctrica, a integração do UPFC em soluções de controlo do fluxo de potência e o controlo dinâmico do UPFC, sendo obviamente esta última a área em que se enquadra o trabalho que agora termina.

O estudo de novos tipos de controladores é naturalmente primordial no domínio do controlo dinâmico do UPFC, e aí se incluem os baseados em técnicas adaptativas, lógica difusa e redes neuronais, com o objectivo de melhorar, para além da resposta dinâmica e precisão, a robustez à variação de parâmetros e condições de funcionamento.

Uma possível linha de desenvolvimento futuro prende-se com o estudo do desempenho do UPFC sob condições de desequilíbrio, área pouco explorada actualmente, o que se perspectiva desde logo simplificado pela disponibilidade de um sistema de estimação do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental.

O desenvolvimento dos semicondutores de potência implica que diferentes topologias e conversores devam ser testadas, sendo relevante a optimização da frequência de comutação, técnicas de modulação e rendimento do conversor.

No domínio da aplicação prática de todos estes conceitos surgem diversos e multidisciplinares desafios tecnológicos.

REFERÊNCIAS

- Afonso, J. (2000). "Filtro activo paralelo com controlo digital para melhoria da qualidade de energia eléctrica". Tese de Doutoramento, Universidade do Minho, Guimarães, Portugal.
- Aredes, M., Monteiro, L. F. C. e Miguel, J. M. (2003). "Control strategies for series and shunt active filters". *Proceedings of the IEEE Power Tech Conference*, Bolonha, Itália, pp. 1-6.
- Ashmore, C. (2006). "Transmit the light fantastic [HVDC power transmission]". *Power Engineering Journal* 20(2), pp. 24-27.
- Backmutsky, V., Shenkman, A., Shklyar, B., Zmudikov, V., Kottick, D. e Blau, M. (1996). "A new DSP-method for frequency average estimation in power systems". *Electric Machines and Power Systems* 24(7), pp. 785-800.
- Bojrup, M. (1999). "Advance control of active filters in a battery charger application". Tese de Licenciatura, Lund University, Lund, Suécia.
- Bollen, M. H. J. (2000). *Understanding power quality - voltage sags and interruptions*. Piscataway, EUA, IEEE Press.
- Cavaliere, C. (2001). "Análise de statcom operando em sistemas desbalanceados". Dissertação de Mestrado, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, Brasil.
- CENELEC (2001). "NP EN 50160:2001 - Características da tensão fornecida pelas redes de distribuição pública de energia eléctrica", CENELEC BTTF 68-6, IEP (EDP e DGE).
- Chung, S.-K. (2000). "A phase tracking system for three phase utility interface inverters". *IEEE Transactions on Power Electronics* 15(3), pp. 431-438.
- Dash, P. K., Mishra, B. R., Jena, R. K. e Liew, A. C. (1998). "Estimation of power system frequency using adaptive notch filters". *Proceedings of the International Conference on Energy Management and Power Delivery, EMPD '98*, Singapura, Singapura, pp. 143-148.
- Dash, P. K., Panda, S. K., Mishra, B. e Swain, D. P. (1997). "Fast estimation of voltage and current phasors in power networks using an adaptive neural network". *IEEE Transactions on Power Systems* 12(4), pp. 1494-1499.
- DGGE (2007). "Renováveis - Estatísticas rápidas - Janeiro 2007". Lisboa, Portugal, Direcção Geral de Geologia e Energia.
- Dizdarevic, N. (2001). "Unified power flow controller in the alleviation of voltage stability problem". Tese de Doutoramento, Universidade de Zagreb, Zagreb, Croácia.
- Dugan, R. C., McGranaghan, M. F., Santoso, S. e Beaty, H. W. (2003). *Electrical power systems quality*. Nova Iorque, EUA, McGraw-Hill.

- Edris, A. A., Zelingher, S., Gyugyi, L. e Kovalsky, L. J. (2002). "Squeezing more power form the grid". *IEEE Power Engineering Review* 22(6), pp. 4-6.
- Elshatshat, R., Kazerani, M. e Salama, M. M. A. (1999). "ADALINE-based controller for active power-line conditioners". *Proceedings of the IEEE Transmission and Distribution Conference*, Nova Orleans, EUA, pp. 566-571.
- Energy Information Administration (2006). "Capacity of distributed generator by tecnology type". Official Energy Statistics form U.S. Government. Acedido em 10 de Fevereiro de 2007, em: <http://www.eia.doe.gov>.
- Eybalin, A. e Shahidehpour, M. (2003). "Electricity restructuring in Iberian Peninsula". *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Toronto, Canadá, pp. 336-341.
- Flores, R. A., Gu, I. Y. H. e Bollen, M. H. J. (2003). "Positive and negative sequence estimation for unbalanced voltage dips". *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting*, Toronto, Canadá, pp. 2498-2592.
- Fujita, H., Akagi, H. e Yasushiro, W. (2006). "Dynamic control and performance of a unified power flow controller for stabilizing an AC transmission system". *IEEE Transactions on Power Electronics* 21(4), pp. 1013-1020.
- Fujita, H., Tominaga, S. e Akagi, H. (1996). "Analysis and design of a DC voltage-controlled static VAR compensator using quad-series voltage-source inverters". *IEEE Transactions on Industry Applications* 32(4), pp. 970-978.
- Fujita, H., Watanabe, Y. e Akagi, H. (1999). "Control and analysis of a unified power flow controller". *IEEE Transactions on Power Electronics* 14(6), pp. 1021-1027.
- Fujita, H., Watanabe, Y. e Akagi, H. (2001). "Transient analysis of a unified power flow controller and its application to design of the DC-link capacitor". *IEEE Transactions on Power Electronics* 16(5), pp. 735-740.
- Gao, Y., Zhang, Y. e Kang, Y. (2005). "Control design and analysis of UPFC shunt converter". *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology, ICIT 2005*, Hong Kong, China, pp. 536-540.
- Grainger, J. J. e Stevenson, W. D. (1994). *Power system analysis*. Nova Iorque, EUA, McGraw-Hill.
- Gyugyi, L. (1992). "Unified power-flow control concept for flexible AC transmission systems". *IEE Proceedings C - Generation, Transmission and Distribution* 139(4), pp. 323-331.
- Gyugyi, L., Sen, K. K. e Schauder, C. D. (1999). "The interline power flow controller concept: a new approach to power flow management in transmission systems". *IEEE Transactions on Power Delivery* 14(3), pp. 1115-1123.
- Hamoud, G. e El-Nahas, I. (2003). "Assessment of customer supply reliability in performance-based contracts". *IEEE Transactions on Power Systems* 18(4), pp. 1587-1593.

- Hart, D., Novosel, D., Hu, Y., Smith, B. e Egolf, M. (1997). "A new frequency tracking and phasor estimation algorithm for generator protection". *IEEE Transactions on Power Delivery* 12(3), pp. 1064-1073.
- Hingorani, N. G. e Gyugyi, L. (1999). *Understanding FACTS - concepts and technology of flexible AC transmission systems*. Piscataway, EUA, IEEE Press.
- Hocaoglu, A. K. e Devaney, M. J. (1996). "Using bilinear and quadratic forms for frequency estimation". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 45(4), pp. 787-792.
- Hochgraf, C. e Lasseter, R. H. (1998). "Statcom controls for operation with unbalanced voltages". *IEEE Transactions on Power Delivery* 13(2), pp. 538-544.
- Holtz, J. (1994). "Pulsewidth modulation for electronic power conversion". *Proceedings of the IEEE* 82(8), pp. 1194-1214.
- Hsieh, G.-C. e Hung, J. C. (1996). "Phase-locked loop techniques. A survey". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 43(6), pp. 609-615.
- Huang, Z., Ni, Y., Shen, C. M., Wu, F. F., Chen, S. e Zhang, B. (2000). "Application of unified power flow controller in interconnected power systems - modeling, interface, control strategy, and case study". *IEEE Transactions on Power Systems* 15(2), pp. 817 - 824.
- IEEE (1997). "Proposed terms and definitions for flexible AC transmission system (FACTS)". *IEEE Transactions on Power Delivery* 12(4), pp. 1848-1853.
- IEEE (2001). "IEEE Power quality event characterization (1159.2) - test waves". 10 de Fevereiro de 2006, em: <http://grouper.ieee.org/groups/1159/2/testwave.html>.
- Iravani, M. R. e Karimi-Ghartemani, M. (2003). "Online estimation of steady state and instantaneous symmetrical components". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 150(5), pp. 616-622.
- Jou, H.-L., Chu, H.-Y., Huang, C.-L. e Chen, C.-H. (1990). "A shortest data window algorithm for detecting the peak value of sinusoidal signals". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 37(5), pp. 424-425.
- Jovcic, D. (2003). "Phase locked loop system for FACTS". *IEEE Transactions on Power Systems* 18(3), pp. 1116-1124.
- Kannan, S., Jayaram, S. e Salama, M. M. A. (2004). "Real and reactive power coordination for a unified power flow controller". *IEEE Transactions on Power Systems* 19(13), pp. 1454-1461.
- Karimi-Ghartemani, M. e Iravani, M. R. (2001). "A new phase-locked loop (PLL) system". *Proceedings of the 44th IEEE 2001 Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2001.*, Dayton, EUA, pp. 421-424.
- Karimi-Ghartemani, M. e Iravani, M. R. (2002). "A nonlinear adaptive filter for online signal analysis in power systems: applications". *IEEE Transactions on Power Delivery* 17(2), pp. 617-622.

- Karimi-Ghartemani, M. e Iravani, M. R. (2004a). "A method for synchronization of power electronic converters in polluted and variable-frequency environments". *IEEE Transactions on Power Systems* 19(3), pp. 1263-1270.
- Karimi-Ghartemani, M. e Iravani, M. R. (2004b). "Robust and frequency-adaptive measurement of peak value". *IEEE Transactions on Power Delivery* 19(2), pp. 481-489.
- Karimi-Ghartemani, M., Karimi, H. e Iravani, M. R. (2004). "A magnitude/phase-locked loop system based on estimation of frequency and in-phase/quadrature-phase amplitudes". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51(2), pp. 511-517.
- Karimi-Ghartemani, M., Mokhtari, H., Iravani, M. R. e Sedighy, M. (2004). "A signal processing system for extraction of harmonics and reactive current of single-phase systems". *IEEE Transactions on Power Delivery* 19(3), pp. 979-986.
- Karimi-Ghartemani, M. e Reza Iravani, M. (2003). "A signal processing module for power system applications". *IEEE Transactions on Power Delivery* 18(4), pp. 1118-1126.
- Katic, V. A., Knezevic, J. M. e Graovac, D. (2003). "Application-oriented comparison of the methods for AC/DC converter harmonics analysis". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50(6), pp. 1100-1108.
- Kazemi, A. e Andami, H. (2004). "FACTS devices in deregulated electric power systems: a review". *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, DRPT 2004*, Hong-Kong, China, pp. 337-342.
- Kezunovic, M., Spasojevic, P. e Perunicic, B. (1992). "New digital signal processing algorithms for frequency deviation measurement". *IEEE Transactions on Power Delivery* 7(3), pp. 1563-1573.
- Kim, C. H., Park, S. W., Aggarwal, R. K. e Johns, A. T. (1999). "A noise suppression method for improvement of power quality using wavelet transforms". *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Summer Meeting*, Edmonton, Canada, pp. 414-419.
- Krah, J.-O. e Holtz, J. (1999). "High-performance current regulation and efficient PWM implementation for low-inductance servo motors". *IEEE Transactions on Industry Applications* 35(5), pp. 1039-1049.
- Kundur, P. (1993). *Power System Stability and Control*. Nova Iorque, EUA, McGraw-Hill.
- Kusljevic, M. D. (2004). "A simple recursive algorithm for frequency estimation". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 53(2), pp. 335-340.
- Lai, Y.-S. (1997). "Random space vector modulation technique for high switching frequency inverter control". *IEE Electronics Letters* 33(17), pp. 1425-1426.
- Lamich, M., Balcells, J., Gonzalez, D. e Gago, J. (2003). "Power conditioners synchronisation in networks with large frequency deviation". *Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2003*, pp. 1326-1330.

- Lee, S.-J., Kim, H., Sul, S.-K. e Blaabjerg, F. (2004). "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory". *IEEE Transactions on Power Electronics* 19(3), pp. 814-827.
- Limyingcharoen, S., Annakkage, U. D. e Pahalawaththa, N. C. (1998a). "Effects of unified power flow controllers on transient stability". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 135(2), pp. 182-188.
- Limyingcharoen, S., Annakkage, U. D. e Pahalawaththa, N. C. (1998b). "Fuzzy logic based unified power flow controllers for transient stability improvement". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 145(3), pp. 225-232.
- Liserre, M. (2001). "Innovative control techniques of power converters for industrial automation". PhD Thesis, Politecnico di Bari, Bari, Itália.
- Liu, Y. H., Zhang, R. H., Arrillaga, J. e Watson, N. R. (2005). "An overview of self-commutating converters and their application in transmission and distribution". *Proceedings of the IEEE/PES Transmission and Distribution Conference & Exhibition: Asia and Pacific*, Dalian, China, pp. 1-7.
- Lombard, X. e Therond, P. G. (1997). "Control of unified power flow controller: comparison of methods on the basis of a detailed numerical model". *IEEE Transactions on Power Systems* 12(2), pp. 824-830.
- Losic, N. A. (2003). "A quadrature-based phase-locked loop". *Proceedings of the 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, IECON 2003*, Roanoke, EUA, pp. 2957-2962.
- Madami, V. e Novosel, D. (2005). "Getting a grip on the grid". *IEEE Spectrum* 42(12), pp. 42-47.
- Marei, M. I., El-Saadany, E. F. e Salama, M. M. A. (2004). "A processing unit for symmetrical components and harmonics estimation based on a new adaptive linear combiner structure". *IEEE Transactions on Power Delivery* 19(3), pp. 1245-1252.
- Mathur, R. M. e Varma, R. K. (2002). *Thyristor-based FACTS controllers for electrical transmission systems*. Piscataway, EUA, IEEE Press.
- McGrath, B. P., Holmes, D. G. e Galloway, J. (2002). "Improved power converter line synchronisation using an adaptive Discrete Fourier Transform (DFT)". *Proceedings of the IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference, PESC 2002*, Londres, Reino Unido, pp. 821-826.
- Moore, P. J., Carranza, R. D. e Johns, A. T. (1994). "A new numeric technique for high-speed evaluation of power system frequency". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 141(5), pp. 529-536.
- Moore, P. J., Carranza, R. D. e Johns, A. T. (1996). "Model system tests on a new numeric method of power system frequency measurement". *IEEE Transactions on Power Delivery* 11(2), pp. 696-701.
- Morcos, M. M. e Gomez, J. C. (2003). "Electric power quality-the strong connection with power electronics". *IEEE Power and Energy Magazine* 1(5), pp. 18-25.

- Nedeljkovic, D., Nastran, J., Voncina, D. e Ambrozic, V. (1999). "Synchronization of active power filter current reference to the network". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 46(2), pp. 333-339.
- Newman, M. J., Zmood, D. N. e Holmes, D. G. (2002). "Stationary frame harmonic reference generation for active filter systems". *IEEE Transactions on Industry Applications* 38(6), pp. 1591-1599.
- Nishiyama, K. (1997). "A nonlinear filter for estimating a sinusoidal signal and its parameters in white noise: on the case of a single sinusoid". *IEEE Transactions on Signal Processing* 45(4), pp. 970-981.
- Noroozian, M., Angquist, L., Ghandari, M. e Andersson, G. (1997). "Use of UPFC for optimal power flow control". *IEEE Transactions on Power Delivery* 12(4), pp. 1629-1634.
- Osagawara, O., Akagi, H. e Nabae, A. (1989). "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory". *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications, EPE 1989, Aachen, Alemanha*, pp. 1197-1202.
- Ovaska, S. J. e Vainio, O. (2004). "Evolutionary-programming-based optimization of reduced-rank adaptive filters for reference generation in active power filters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 51(4), pp. 910-916.
- Padiyar, K. R. e Kulkarni, A. M. (1998). "Control design and simulation of unified power flow controller". *IEEE Transactions on Power Delivery* 13(4), pp. 1348-1354.
- Padiyar, K. R. e Uma Rao, K. (1999). "Modeling and control of unified power flow controller for transient stability". *Electrical Power Energy Systems* 21, pp. 1-11.
- Paiva, J. P. S. (2005). *Redes de energia eléctrica: uma análise sistémica*. Lisboa, Portugal, IST Press.
- Papic, I., Zunko, P., Povh, D. e Weinhold, M. (1997). "Basic control of unified power flow controller". *IEEE Transactions on Power Systems* 12(4), pp. 1734-1739.
- Paserba, J. J. (2004). "How FACTS controllers benefit AC transmission systems". *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society General Meeting, Denver, EUA*, pp. 1257-1262.
- Philipson, L. e Willis, H. L. (2006). *Understanding electric utilities and deregulation*. Boca Raton, EUA, CRC Press.
- Puttgen, H. B., MacGregor, P. R. e Lambert, F. C. (2003). "Distributed generation: semantic hype or the dawn of a new era?" *IEEE Power and Energy Magazine* 1(1), pp. 22-29.
- Reddy, G. S. e Singh, R. K. (2006). "An improved on-line neural network controller for multi-variable control of UPFC". *Proceedings of the IEEE Power India Conference, Nova Deli, Índia*, pp n.d.
- Renz, B. A., Keri, A., Mehraban, A. S., Schauder, C., Stacey, E., Kovalsky, L., Gyugyi, L. e Edris, A. (1999). "AEP unified power flow controller performance". *IEEE Transactions on Power Delivery* 14(4), pp. 1374-1381.
- Rodríguez, J., Lai, J.-S. e Peng, F. Z. (2002). "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(4), pp. 724-738.

- Routray, A., Pradhan, A. K. e Rao, K. P. (2002). "A novel Kalman filter for frequency estimation of distorted signals in power systems". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 51(3), pp. 469-479.
- Sachdev, M. S. e Das, R. (2004). "Understanding microprocessor-based technology applied to relaying". Piscataway, EUA, IEEE.
- Schauder, C., Stacey, E., Lund, M., Gyugyi, L., Kovalsky, L., Keri, A., Mehraban, A. e Edris, A. (1998). "AEP UPFC project: installation, commissioning and operation of the ± 160 MVA STATCOM (phase I)". *IEEE Transactions on Power Delivery* 13(4), 1550-1535.
- Schauder, C. D., Gyugyi, L., Lund, M. R., Hamai, D. M., Rietman, T. R., Torgerson, D. R. e Edris, A. (1998). "Operation of the unified power flow controller (UPFC) under practical constraints". *Power Delivery, IEEE Transactions on* 13(2), 630-639.
- Sen, K. K. e Keri, A. J. F. (2003). "Comparison of field results and digital simulation results of voltage-sourced converter-based FACTS controllers". *IEEE Transactions on Power Delivery* 18(1), pp. 300-306.
- Sen, K. K. e Stacey, E. J. (1998). "UPFC-unified power flow controller: theory, modeling, and applications". *IEEE Transactions on Power Delivery* 13(4), pp. 1453-1460.
- Sezi, T. (1999). "A new method for measuring power system frequency". *IEEE Transmission and Distribution Conference*, Nova Orleans, EUA, pp. 400-405.
- Sidhu, T. S. (1999). "Accurate measurement of power system frequency using a digital signal processing technique". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 48(1), pp. 75-81.
- Sidhu, T. S. e Sachdev, M. S. (1998). "An iterative technique for fast and accurate measurement of power system frequency". *IEEE Transactions on Power Delivery* 13(1), pp. 109-115.
- Skvarenina, T. L. (2001). *The power electronics handbook*. Boca Raton, EUA, CRC Press.
- Smith, K. S., Ran, L. e Penman, J. (1996). "Dynamic modelling of a unified power flow controller". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 144(1), pp. 7-12.
- Soares, V. (2004). "Filtros activos de potência - metodologias de controlo e implementação digital". Tese de Doutoramento, Universidade Técnica de Lisboa, Lisboa, Portugal.
- Song, H.-S. e Nam, K. (2000). "Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 147(6), pp. 409-415.
- Song, Y. H. e Johns, A. T. (1999). *Flexible AC transmission systems (FACTS)*. Londres, Reino Unido, The Institution of Electrical Engineers (IEE).
- Sood, V. K. (2004). *HVDC and FACTS controllers - applications of static converters in power systems*. Norwell, Massachusetts, EUA, Kluwer Academic Publishers.
- Soto, D. e Green, T. C. (2002). "A Comparison of high-power converter topologies for the Implementarion of FACTS controllers". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(5), pp. 1072-1080.

- Sreenivasachar, K. (2001). "Unified power flow controller: modeling, stability analysis, control strategy and control system design". PhD Thesis, University of Waterloo, Waterloo, Canada.
- Staroszczyk, Z. (2000). "Correlative zero-phase fundamental component notch filter for power signals". *Proceedings of the 10th Mediterranean Electrotechnical Conference, MELECON 2000*, Larnaka, Chipre, pp. 587-590.
- Svensson, J. (2001). "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 148(3), pp. 229-235.
- Terzija, V. V. (2003). "Improved recursive Newton-type algorithm for frequency and spectra estimation in power systems". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 52(5), pp. 1654-1659.
- Terzija, V. V., Djuric, M. B. e Kovacevic, B. D. (1994). "Voltage phasor and local system frequency estimation using Newton type algorithm". *IEEE Transactions on Power Delivery* 9(3), pp. 1368-1374.
- Terzija, V. V. e Markovic, D. (2003). "Symmetrical components estimation through nonrecursive Newton-type numerical algorithm". *IEEE Transactions on Power Delivery* 18(2), pp. 359-363.
- Thomas, D. W. P. e Woolfson, M. S. (2001). "Evaluation of frequency tracking methods". *IEEE Transactions on Power Delivery* 16(3), pp. 367-371.
- Vainio, I. e Ovaska, S. J. (2002). "Adaptive lowpass filters for zero-crossing detectors". *Proceedings of the 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society, IECON 2002*, Sevilha, Espanha, pp. 1483-1486.
- Vainio, O. e Ovaska, S. J. (1995). "Noise reduction in zero crossing detection by predictive digital filtering". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 42(1), pp. 58-62.
- Vainio, O. e Ovaska, S. J. (1996). "Digital filtering for robust 50/60 Hz zero-crossing detectors". *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement* 45(2), pp. 426-430.
- Vainio, O. e Ovaska, S. J. (1997). "Multistage adaptive filters for in-phase processing of line-frequency signals". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 44(2), pp. 258-264.
- Vainio, O., Ovaska, S. J. e Polla, M. (2003). "Adaptive filtering using multiplicative general parameters for zero-crossing detection". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 50(6), pp. 1340-1342.
- Valiviita, S. e Ovaska, S. J. (1998). "Delayless method to generate current reference for active filters". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 45(4), pp. 559-567.
- Wagner, V. E., Balda, J. C., Griffith, D. C., McEachern, A., Barnes, T. M., Hartmann, D. P., Phileggi, D. J., Emmanuel, A. E., Horton, W. F., Reid, W. E., Ferraro, R. J. e Jewell, W. T. (1993). "Effects of harmonics on equipment". *IEEE Transactions on Power Delivery* 8(2), pp. 672-680.
- Walton, S. J. (2005). "Voltage regulation and flicker control using VECTEK IGBT static var compensators". Boletim Técnico, Omniverter Inc.

- Wang, H. F. (2002). "Interactions and multivariable design of multiple control functions of a unified power flow controller". *Electrical Power and Energy Systems* 24, pp. 591-600.
- Wang, H. F., Jazaeri, M. e Cao, Y. J. (2005). "Operating modes and control interaction analysis of unified power flow controllers". *IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution* 152(2), pp. 264-270.
- Wang, L. (1999). "Frequency responses of phasor-based microprocessor relaying algorithms". *IEEE Transactions on Power Delivery* 14(1), pp. 98-109.
- Wang, M. e Sun, Y. (2004). "A practical, precise method for frequency tracking and phasor estimation". *IEEE Transactions on Power Delivery* 19(4), pp. 1547-1552.
- Watanabe, E. H., Barbosa, P. G., Almeida, K. C. e Taranto, G. N. (1998). "Tecnologia FACTS - tutorial". *SBA Controle & Automação* 9(1), pp. 39-55.
- Webster, J. G. (1999). *The measurement, instrumentation and sensors handbook*. Boca Raton, EUA, CRC Press.
- Weidenbrug, R., Dawson, F. P. e Bonert, R. (1993). "New synchronization method for thyristor power converters to weak AC-systems". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 40(5), pp. 505-511.
- Wenhui, Z., Lili, L., Xiuqing, Y. e Weikang, G. (2003). "Wavelet transform based new methods for voltage flicker signal and harmonic detection". *Proceedings of the 5th International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS 2003*, Singapura, Singapura, pp. 805-810.
- Xu, Q.-Q., Suonan, J. e Ge, Y.-Z. (2004). "Real-time measurement of mean frequency in two-machine system during power swings". *IEEE Transactions on Power Delivery* 19(3), pp. 1018-1023.
- Yang, J.-Z. e Liu, C.-W. (2000). "A precise calculation of power system frequency and phasor". *IEEE Transactions on Power Delivery* 15(2), pp. 494-499.
- Yang, J.-Z. e Liu, C.-W. (2001). "A precise calculation of power system frequency". *IEEE Transactions on Power Delivery* 16(3), pp. 361-366.
- Youssef, O. A. S. (2003). "Online applications of wavelet transforms to power system relaying". *IEEE Transactions on Power Delivery* 18(4), pp. 1158-1165.
- Yu, Q., Li, P., Liu, W. e Xie, X. (2004). "Overview of STATCOM technologies". *Proceedings of the IEEE International Conference on Electric Utility Deregulation, Restructuring and Power Technologies, DRPT 2004*, Hong-Kong, China, 647-652 Vol.2.
- Zebirate, S., Chaker, A. e Feliachi, A. (2004). "Neural network control of the unified power flow controller". *Proceedings of the IEEE Power Engineering Society Meeting*, Nova Iorque, EUA, pp. 536-541.
- Zheng, T., Makram, E. B. e Girgis, A. A. (2003). "Evaluating power system unbalance in the presence of harmonic distortion". *IEEE Transactions on Power Delivery* 18(2), pp. 393-397.

- Zhou, K. e Wang, D. (2002). "Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: a comprehensive analysis [three-phase inverters]". *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(1), pp. 186-196.
- Zhu, P., Liu, L., Liu, X., Kang, Y. e Chen, J. (2006). "A novel control scheme for a unified power flow controller". *Proceedings of the IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition*, Dallas, EUA, pp. 684- 692.
- Ziarani, A. K., Blumenfeld, I. M. e Konrad, A. (2002). "Experimental verification of a novel method of extraction of nonstationary sinusoids". *Proceedings of the 45th Midwest Symposium on Circuits and Systems, MWSCAS 2002*, Tulsa, EUA, pp. 455-458.

ANEXOS

Anexo A

Componentes Simétricos

A.1 DEFINIÇÕES DE COMPONENTES SIMÉTRICOS

O conceito de componentes simétricos foi introduzido por C. L. Fortescue em 1918 para análise de sistemas polifásicos desequilibrados. Consiste em decompor um sistema desequilibrado composto por n fasores relacionados em n sistemas de fasores equilibrados denominados componentes simétricos (Grainger e Stevenson 1994).

Os componentes simétricos podem ser: 1) de sequência positiva, $+$, (Figura A- 1), consistindo em três fasores de igual magnitude desfasados de 120° , com a mesma sequência de fase que os fasores originais (abc); 2) de sequência negativa, $-$, (Figura A- 2), fasores de igual magnitude desfasados de 120° , mas com sequência de fase oposta à dos fasores originais (acb); 3) de sequência nula, 0 , (Figura A- 3), consistindo em três fasores de igual magnitude com desfaseamento nulo entre si.

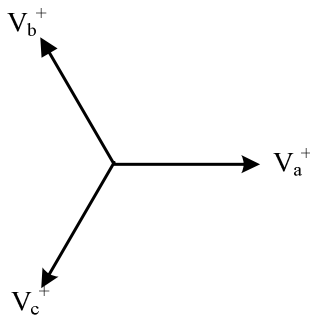


Figura A- 1 – Componentes da Sequência Positiva

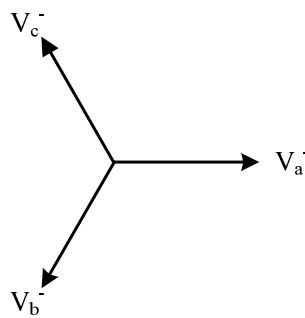


Figura A- 2 – Componentes da Sequência Negativa

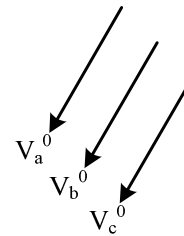


Figura A- 3 – Componentes da Sequência Nula

O conceito convencional de componentes simétricos estacionários assenta na definição de fasores das tensões da rede, e é do domínio das frequências. Tem aplicabilidade na análise de falhas e em relés de protecção de sistemas de potência, mas limitada a regime permanente, devido à reduzida dinâmica e a problemas de ressonância em compensação de tensão, associados à comutação do compensador (Lee, Kim et al. 2004).

O conceito de componentes simétricos instantâneos pertence ao domínio dos tempos, e assenta na definição de vectores no espaço. Permite a análise em regime transitório, tendo aplicação em: 1) controlo dinâmico e compensação de sistemas desequilibrados, principalmente mediante o uso de conversores de potência de comutação forçada; e 2) extracção de fasores instantâneos (Iravani e Karimi-Ghartemani 2003).

A.1.1 COMPONENTES SIMÉTRICOS ESTACIONÁRIOS

O método dos componentes simétricos estacionários consiste na análise de um sistema polifásico

decompondo-o num conjunto de seqüências simétricas: seqüência positiva, negativa e nula.

Supondo que, F_a , F_b e F_c correspondem aos fasores das fases a , b e c de um sistema eléctrico trifásico, então o sistema pode ser decomposto em três sistemas equilibrados.

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_a^+ \\ F_b^+ \\ F_c^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^- \\ F_b^- \\ F_c^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} F_a^0 \\ F_b^0 \\ F_c^0 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

Podem ser estabelecidas as relações das eqs. (A.2) a (A.7), nas quais $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$ a partir da observação da Figura A- 1 à Figura A- 2.

$$F_b^0 = F_a^0 \quad (\text{A.2})$$

$$F_b^+ = a^2 F_a^+ \quad (\text{A.3})$$

$$F_b^- = a F_a^- \quad (\text{A.4})$$

$$F_c^0 = F_a^0 \quad (\text{A.5})$$

$$F_c^+ = a F_a^+ \quad (\text{A.6})$$

$$F_c^- = a^2 F_a^- \quad (\text{A.7})$$

A substituição das relações das eq. (A.2) a (A.7) na eq. (A.1), conduz às eqs. (A.8) a (A.10), colocadas sob a forma matricial em (A.11).

$$F_a = F_a^0 + F_a^+ + F_a^- \quad (\text{A.8})$$

$$F_b = F_a^0 + a^2 F_a^+ + a F_a^- \quad (\text{A.9})$$

$$F_c = F_a^0 + a F_a^+ + a^2 F_a^- \quad (\text{A.10})$$

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} F_a^0 \\ F_a^+ \\ F_a^- \end{bmatrix} = \mathbf{A} \begin{bmatrix} F_a^0 \\ F_a^+ \\ F_a^- \end{bmatrix} \quad (\text{A.11})$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \quad (\text{A.13})$$

Multiplicando a eq. (A.13) por ambos os membros da eq. (A.11), obtém-se a relação (A.14), que permite obter os componentes simétricos a partir de três fasores assimétricos.

$$\begin{bmatrix} F_a^0 \\ F_a^+ \\ F_a^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (\text{A.14})$$

Se necessário, os componentes $F_b^0, F_b^+, F_b^-, F_c^0, F_c^+$ e F_c^- podem ser calculados com recurso às eqs. (A.2) a (A.7).

Os resultados anteriores podem ser aplicados a grandezas compostas substituindo F_a, F_b e F_c por, respectivamente, F_{ab}, F_{bc} e F_{ca} .

Não haverá componente de sequência nula se o sistema for equilibrado ou se a soma dos fasores desequilibrados for nula. No caso em que a análise se faça a partir das tensões compostas, não haverá componente de sequência nula independentemente do grau de desequilíbrio.

A.1.2 COMPONENTES SIMÉTRICOS INSTANTÂNEOS

O conceito de componentes simétricos pode ser estendido para permitir a análise em regime transitório. Supondo que $f_a(t), f_b(t)$ e $f_c(t)$ são os correspondentes sinais instantâneos das três fases obtém-se:

$$\begin{bmatrix} f_a^0(t) \\ f_a^+(t) \\ f_a^-(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.15})$$

Os componentes de sequência positiva e negativa definidos em (A.15) são sinais complexos. Substituindo o

fasor complexo a por um operador desfasador S_x de x graus implementado no domínio dos tempos resulta:

$$\begin{bmatrix} f_a^0(t) \\ f_a^+(t) \\ f_a^-(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) \\ f_a(t) + S_{120}f_b(t) + S_{240}f_c(t) \\ f_a(t) + S_{240}f_b(t) + S_{120}f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.16})$$

Outra hipótese é alterar esta definição utilizando um operador de 90° para ser mais simples de implementar.

$$e^{\pm j120^\circ} = -\frac{1}{2} \pm \frac{\sqrt{3}}{2} e^{j90^\circ} \quad (\text{A.17})$$

$$\begin{bmatrix} f_a^0(t) \\ f_a^+(t) \\ f_a^-(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} f_a(t) + f_b(t) + f_c(t) \\ f_a(t) - \frac{1}{2}(f_b(t) + f_c(t)) + \frac{\sqrt{3}}{2}S_{90}(f_b(t) - f_c(t)) \\ f_a(t) - \frac{1}{2}(f_b(t) + f_c(t)) - \frac{\sqrt{3}}{2}S_{90}(f_b(t) - f_c(t)) \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

O conceito pode ser aplicado ao sinal total ou apenas ao componente fundamental.

A.2 PROCESSAMENTO DE COMPONENTES SIMÉTRICOS

As anteriores definições permitem efectuar a decomposição do sistema trifásico em componentes simétricos estacionários ou instantâneos.

A.2.1 COMPONENTES SIMÉTRICOS ESTACIONÁRIOS

Os componentes simétricos estacionários são obtidos a partir dos fasores dos sinais das fases, eqs. (A.19), (A.20) e (A.21), de acordo com a definição da eq. (A.15):

$$F_a = A_{va} e^{j\phi_{va}} \quad (\text{A.19})$$

$$F_b = A_{vb} e^{j\phi_{vb}} \quad (\text{A.20})$$

$$F_c = A_{vc} e^{j\phi_{vc}} \quad (\text{A.21})$$

$$F_a^0 = \frac{1}{3}(F_a + F_b + F_c) = \text{Re}\{F_a^0\} + j \text{Im}\{F_a^0\} \quad (\text{A.22})$$

$$F_a^+ = \frac{1}{3}(F_a + \beta F_b + \beta^2 F_c) = \text{Re}\{F_a^+\} + j \text{Im}\{F_a^+\} \quad (\text{A.23})$$

$$F_a^- = \frac{1}{3}(F_a + \beta^2 F_b + \beta F_c) = \text{Re}\{F_a^-\} + j \text{Im}\{F_a^-\} \quad (\text{A.24})$$

A.2.2 COMPONENTES SIMÉTRICOS INSTANTÂNEOS

A definição de componentes simétricos instantâneos da eq. (A.15) resulta em sinais complexos ao passo que as definições das eqs. (A.16) e (A.18) resultam em sinais reais.

Todas as definições da secção A.1.2 são válidas para sinais totais, no entanto, é o componente fundamental que transporta mais informação para aplicações de condicionamento de potência como equilíbrio de cargas e correcção do factor de potência.

A definição da eq. (A.15) conduz a três quantidades independentes, visto que o componente de sequência nula é real, e os componentes simétricos de sequência positiva e negativa são complexos conjugados:

$$v_a^0(t) = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_a^f(t) + v_b^f(t) + v_c^f(t)) \quad (\text{A.25})$$

$$\text{Re}\{v_a^0(t)\} = \frac{1}{\sqrt{3}}(v_a^f(t) - (v_b^f(t) + v_c^f(t))) \quad (\text{A.26})$$

$$\text{Im}\{v_a^0(t)\} = \frac{1}{2}(v_b^f(t) - v_c^f(t)) \quad (\text{A.27})$$

A definição das eq. (A.16) e (A.18) pode ser usada com base no conhecimento do componente fundamental e dos componentes fundamentais desfasados de 120° ou 90°, respectivamente.

Se um sistema de extracção de componente fundamental permitir obter o fasor, então pode ser automaticamente implementado o desfasamento do componente fundamental definido pelo operador desfasamento das eqs. (A.16) ou (A.18) e processado de imediato o componente simétrico.

O componente simétrico instantâneo de sequência positiva tem a seguinte definição do domínio dos tempos:

$$\begin{bmatrix} v_a^+(t) \\ v_b^+(t) \\ v_c^+(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a^f(t) \\ v_b^f(t) \\ v_c^f(t) \end{bmatrix} \quad (\text{A.28})$$

o que permite, com recurso à implementação do operador desfasador de 90°, obter os componentes simétricos instantâneos de sequência positiva segundo cada fase:

$$\begin{bmatrix} v_a^+(t) \\ v_b^+(t) \\ v_c^+(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3}v_a(t) - \frac{1}{6}(v_b(t) + v_c(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}}S_{90}(v_b(t) - v_c(t)) \\ -v_a^+(t) - v_c^+(t) \\ \frac{1}{3}v_c(t) - \frac{1}{6}(v_a(t) + v_b(t)) - \frac{1}{2\sqrt{3}}S_{90}(v_a(t) - v_b(t)) \end{bmatrix} \quad (\text{A.29})$$

A eq. (A.29) pode ser representada pelo seguinte diagrama de blocos:

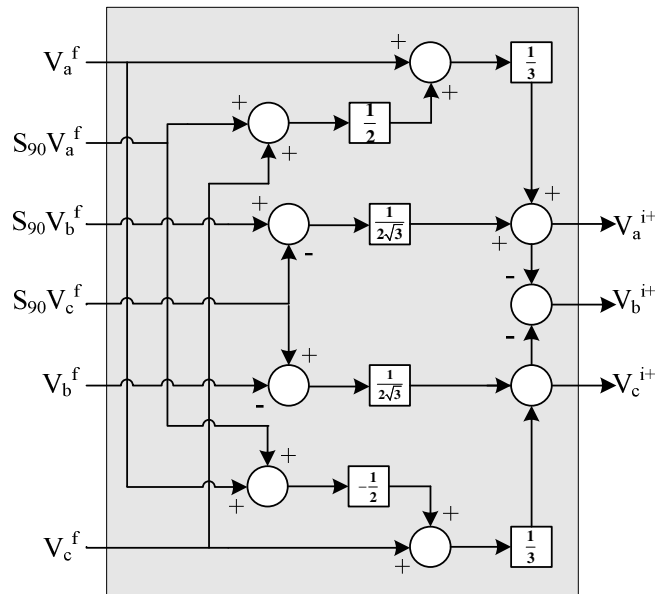


Figura A- 4 – Diagrama do Bloco de Cálculo (BC) do Componente Simétrico Instantâneo de Sequência Positiva (CSISP) pela definição da Eq. (A.29) (Iravani e Karimi-Ghartemani 2003)

No contexto da compensação da qualidade da potência na rede o conceito de componente simétrico instantâneo pode ser usado na compensação dinâmica, equilíbrio e controlo de sistemas por intermédio de compensadores estáticos de potência. O valor exacto do componente simétrico de sequência positiva é necessário para impor factor de potência unitário e tensão de saída constante, ao passo que o componente

simétrico de sequência negativa (e componente simétrico de sequência nula em sistemas com neutro) é necessário para compensação de desequilíbrios, devendo ser eliminado (Song e Nam 2000).

Os componentes simétricos permitem também a caracterização de abaixamentos de tensão (*voltage dip*) desequilibrados, e descrever o comportamento da carga durante abaixamentos de tensão e outras perturbações (Flores, Gu et al. 2003).

A.3 REFERÊNCIAS

- Flores, R. A., Gu, I. Y. H. e Bollen, M. H. J. (2003). "Positive and negative sequence estimation for unbalanced voltage dips". IEEE Power Engineering Society General Meeting, Toronto, Canadá, pp. 2498-2592.
- Grainger, J. J. e Stevenson, W. D. (1994). *Power System Analysis*. Nova Iorque, EUA, McGraw-Hill.
- Iravani, M. R. e Karimi-Ghartemani, M. (2003). "Online estimation of steady state and instantaneous symmetrical components". IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution 150(5), pp. 616-622.
- Lee, S.-J., Kim, H., Sul, S.-K. e Blaabjerg, F. (2004). "A novel control algorithm for static series compensators by use of PQR instantaneous power theory". IEEE Transactions on Power Electronics 19(3), pp. 814-827.
- Song, H.-S. e Nam, K. (2000). "Instantaneous phase-angle estimation algorithm under unbalanced voltage-sag conditions". IEE Proceedings Generation, Transmission & Distribution 147(6), pp. 409-415.

Anexo B

Sistema Por Unidade

B.1 VALORES POR UNIDADE

A utilização de valores por unidade ou por percentagem na análise de redes eléctricas para exprimir as diversas grandezas eléctricas, nomeadamente impedâncias, admitâncias, correntes e tensões, é mais informativa do que a utilização das respectivas unidades.

O método por unidade ou por percentagem possui diversas vantagens (Paiva 2005): 1) nas redes eléctricas existem diversos transformadores, e consequentemente diversos níveis de tensão, permitindo a utilização destes métodos eliminar do modelo do transformador a relação de transformação, ou seja, o transformador ideal; 2) a comparação de grandezas eléctricas, nomeadamente tensões, em distintos níveis de tensão fica facilitada porque, por estarem expressas como uma fracção dos valores nominais correspondentes, adquirem determinadas gamas de valores típicos, permitindo a identificação de erros; 3) a utilização do factor $\sqrt{3}$ é reduzida; 4) a utilização de valores próximos da unidade é propícia para o cálculo digital e apresentação de dados.

O método por unidade tem a vantagem adicional sobre o método por percentagem de permitir a multiplicação ou divisão de dois valores sem a correspondente divisão ou multiplicação por cem respectiva (Grainger e Stevenson 1994).

O valor por unidade de uma grandeza é adimensional e obtém-se pela fórmula básica da eq. (B.1) na qual o valor da grandeza pode ser uma quantidade expressa em unidades do Sistema Internacional proveniente de um fasor, um número complexo relativo a um circuito de corrente alternada, valor instantâneo, ou outro. O valor de base é um número real do tipo postulado ou base derivada, seleccionado para maximizar a usabilidade do sistema por unidade.

$$\text{Valor por unidade} = \frac{\text{Valor da grandeza}}{\text{Valor de base}} \quad (\text{B.1})$$

A tensão, corrente, impedância e potência aparente estão relacionadas de tal forma que a selecção de valores de base para quaisquer duas destas grandezas determina os valores de base das restantes.

B.1.1 SISTEMAS MONOFÁSICOS

Num sistema monofásico é necessário postular as seguintes bases, na qual V_{LN} corresponde à tensão simples e S_b à potência aparente:

Base de Tensão (kV)

$$V_b = V_{LN}$$

Base de Potência (MVA)

$$S_b$$

E calcular os seguintes valores de bases derivados:

Base de Corrente (kA)

$$I_b = \frac{S_b}{V_b} \quad (\text{B.2})$$

Base de Impedância (Ω)

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_b^2}{S_b} \quad (\text{B.3})$$

Base de Admitância (S)

$$Y_b = \frac{I_b}{V_b} = \frac{S_b}{V_b^2} \quad (\text{B.4})$$

Os valores por unidade obtêm-se mediante as equações:

$$V_{pu} = \frac{V}{V_b} \quad (\text{B.5})$$

$$I_{pu} = \frac{I}{I_b} \quad (\text{B.6})$$

$$S_{pu} = \frac{S}{S_b} = \frac{VI^*}{V_b I_b} = V_{pu} I_{pu}^* \quad (\text{B.7})$$

$$Z_{pu} = \frac{Z}{Z_b} = Z \frac{S_b}{V_b^2} \quad (\text{B.8})$$

$$Y_{pu} = \frac{Y}{Y_b} = Y \frac{V_b^2}{S_b} \quad (\text{B.9})$$

B.1.2 SISTEMAS TRIFÁSICOS

Num sistema trifásico é necessário postular as seguintes bases, na qual V_{LL} corresponde à tensão composta e S_b à potência aparente trifásica total:

$$\text{Base de Tensão (kV)} \quad V_b = V_{LL} = \sqrt{3}V_{LN}$$

$$\text{Base de Potência (MVA)} \quad S_b$$

E calcular os seguintes valores de bases derivados:

$$\text{Base de Corrente (kA)}$$

$$I_b = \frac{S_b}{\sqrt{3}V_b} \quad (\text{B.10})$$

$$\text{Base de Impedância } (\Omega)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{\sqrt{3}I_b} = \frac{V_b}{\sqrt{3} \frac{S_b}{\sqrt{3}V_b}} = \frac{V_b^2}{S_b} \quad (\text{B.11})$$

$$\text{Base de Admitância (S)}$$

$$Y_b = \frac{\sqrt{3}I_b}{V_b} = \frac{\sqrt{3} \frac{S_b}{\sqrt{3}V_b}}{V_b} = \frac{S_b}{V_b^2} \quad (\text{B.12})$$

Os valores por unidade obtêm-se mediante as seguintes equações, na qual V corresponde à tensão simples:

$$V_{pu} = \frac{\sqrt{3}V}{V_b} \quad (\text{B.13})$$

$$I_{pu} = \frac{I}{I_b} \quad (\text{B.14})$$

$$S_{pu} = \frac{S}{S_b} = \frac{3VI^*}{\sqrt{3}V_b I_b} = \frac{\sqrt{3}\sqrt{3}VI^*}{\sqrt{3}V_b I_b} = V_{pu} I_{pu}^* \quad (\text{B.15})$$

$$Z_{pu} = \frac{Z}{Z_b} = Z \frac{S_b}{V_b^2} \quad (\text{B.16})$$

$$Y_{pu} = \frac{Y}{Y_b} = Y \frac{V_b^2}{S_b} \quad (\text{B.17})$$

Excepto quando indicado o valor dado de uma base de tensão de um sistema trifásico é uma tensão composta e o valor dado de uma base de potência é a potência total trifásica (Grainger e Stevenson 1994).

B.2 MUDANÇA DE BASE DE IMPEDÂNCIAS OU ADMITÂNCIAS

Por vezes um componente de um sistema está expresso segundo uma base distinta da base correspondente à parte do sistema em que está localizado. Para efeitos de análise do sistema torna-se necessário efectuar a conversão de uma base para a outra, mediante a eq. (B.18) para o caso de impedâncias e mediante a eq. (B.19) para o caso de admitâncias.

$$Z_{pu}^{nova} = Z_{pu}^{actual} \frac{S_b^{nova}}{S_b^{actual}} \left(\frac{V_b^{actual}}{V_b^{nova}} \right)^2 \quad (\text{B.18})$$

$$Y_{pu}^{nova} = Y_{pu}^{actual} \frac{S_b^{actual}}{S_b^{nova}} \left(\frac{V_b^{nova}}{V_b^{actual}} \right)^2 \quad (\text{B.19})$$

B.3 REFERÊNCIAS

Grainger, J. J. e Stevenson, W. D. (1994). *Power System Analysis*. Nova Iorque, EUA, McGraw-Hill.
 Paiva, J. P. S. (2005). *Redes de Energia Eléctrica: uma análise sistémica*. Lisboa, Portugal, IST Press.

Anexo C

Modelo e Ambiente de Simulação Saber Designer

C.1 MODELO DE SIMULAÇÃO

O projecto de um sistema de condicionamento de potência, no caso de um controlador FACTS UPFC, é uma tarefa interdisciplinar, complexa e de difícil tratamento analítico.

A utilização de ferramentas de simulação que permitam a verificação do funcionamento dos componentes sob a perspectiva do dimensionamento, resposta dinâmica, precisão e robustez a variação de condições de funcionamento é essencial para reduzir o tempo de projecto e garantir a funcionalidade dos equipamentos, por exemplo nas vertentes da fiabilidade e segurança.

O software de simulação electromecânica *Saber Designer* permite a simulação conjunta de sistemas analógicos e digitais, ou seja do *hardware* e *software* de supervisão e controlo, possibilitando a validação do funcionamento de todo o sistema UPFC.

O modelo de simulação foi desenvolvido em ambiente *Saber Sketch* em grande parte a partir dos modelos de semicondutores de potência e de interface disponibilizados. A Figura C- 1 ilustra um extracto do modelo de simulação correspondente ao inversor de tensão série salientando-se que os modelos dos transformadores de inserção série foram propositadamente desenvolvidos por inexistência de modelos similares.

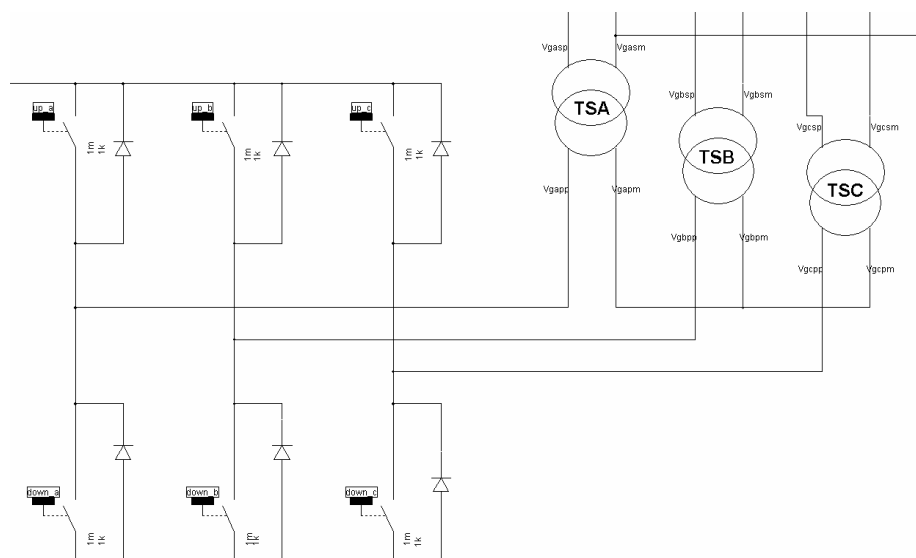


Figura C- 1 – Extracto do modelo de simulação do controlador FACTS UPFC correspondente ao conversor série e transformadores de inserção de tensão série na linha de transmissão.

Na Figura C- 2 é visível o modelo implementado de modulação por largura de impulsos para o conversor série do UPFC, sendo o modelo correspondente para o conversor paralelo similar.

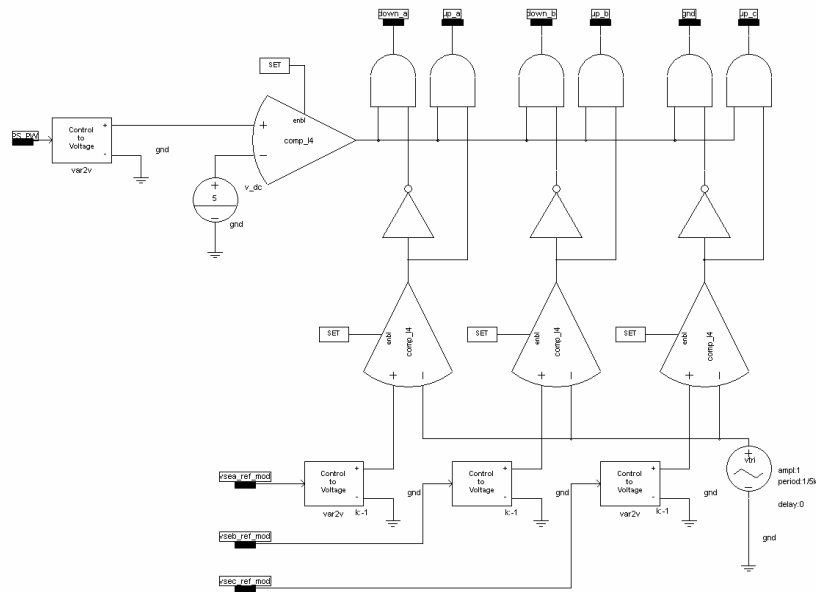


Figura C- 2 – Extracto do modelo de simulação do controlador FACTS UPFC correspondente à modulação por largura de impulsos do conversor série.

O modelo da unidade de controlo digital, que poderá ser por exemplo um microcontrolador, foi desenvolvido mediante código MAST com código C embestado. Será posteriormente executado ciclicamente a uma frequência fixa, de forma similar à que uma unidade de controlo digital real funcionaria. Sendo o algoritmo de controlo desenvolvido em C, há a vantagem de poder ser migrado, uma vez concluído, directamente para a plataforma de desenvolvimento da unidade de controlo digital de forma mais fácil e segura, sendo apenas necessário substituir o código intrínseco ao funcionamento e interface da unidade.

A Figura C- 3 exemplifica a estrutura do bloco correspondente à unidade de controlo digital. A função deste bloco é simular uma unidade de controlo digital programável em código C e com cálculo em vírgula flutuante. Foi desenvolvido com as entradas (E_n) e saídas (S_n) necessárias ao desempenho das funções pretendidas e algumas saídas de uso geral cuja função é permitir visualizar alguma variável interna de interesse adicional em particular durante o desenvolvimento do código. Possui uma entrada que funciona como relógio (CLK) impondo a frequência de execução do código C embestado correspondente ao controlo e supervisão.

Foram executadas análises transitórias no domínio dos tempos (*Time-domain Tansient Analysis*) em ambiente *Saber Sketch* para verificação do funcionamento do controlador UPFC e respectivos componentes como, no capítulo 3, os sistemas de estimação de fasor e frequência e do componente simétrico instantâneo de sequência positiva fundamental. O passo de simulação variou entre 10 e 100 μ s, e a frequência de

execução do código da unidade de processamento entre 10 e 5 kHz, respectivamente, nas simulações do capítulo 3 e do capítulo 6.

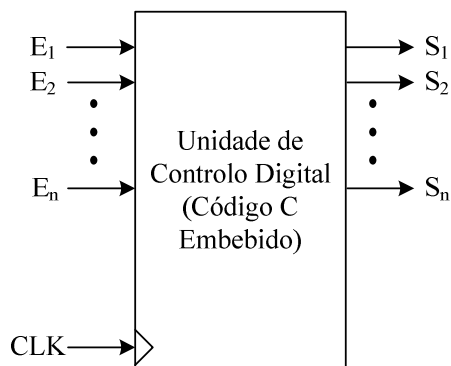


Figura C- 3 – Unidade de controlo digital com código C embebido.

Os valores de distorção harmónica total indicados, no capítulo 3, foram obtidos mediante análises de Fourier para sinais periódicos (*Fourier Analysis for Periodic Signals*). Foi considerada uma frequência fundamental igual à frequência da tensão de alimentação dos testes, harmónicos até à ordem 40, janela rectangular e um período de análise com início coincidente com a janela temporal e centrado no período da onda.

Os resultados das análises transitórias no domínio dos tempos são posteriormente observados e recolhidos no *Saber Scope*, tendo sido aplicadas as várias funções de análise gráfica disponibilizadas, como por exemplo: máximo, mínimo, valor eficaz, frequência, período, declive, etc.