



UNIVERSIDADE D  
COIMBRA

Tiago Miguel Correia Baptista

**DIAGNÓSTICO DE AVARIAS EM FONTES DE ENERGIA  
ININTERRUPTA LIGADAS EM PARALELO**

**Dissertação no âmbito do Mestrado integrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores, no ramo de especialização em Energia, orientada pelo Professor Doutor André Manuel dos Santos Mendes e coorientada pelo Doutor Luís Miguel Antunes Caseiro e apresentada ao Departamento de Engenharia Eletrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra**

Fevereiro de 2021



1 2



9 0

UNIVERSIDADE D  
COIMBRA

Diagnóstico de avarias em fontes de  
energia ininterrupta ligadas em  
paralelo

Tiago Miguel Correia Baptista

Coimbra, Fevereiro de 2021





FACULDADE DE  
CIÊNCIAS E TECNOLOGIA  
UNIVERSIDADE DE  
COIMBRA

**Diagnóstico de avarias em fontes de energia  
ininterrupta ligadas em paralelo**

Dissertação submetida ao departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologias da Universidade de Coimbra, em cumprimento dos requisitos para obtenção do grau Mestre em Engenharia Electrotécnica e de Computadores, no ramo de especialização em Energia

**Orientadores:**

Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes  
Doutor Luís Miguel Antunes Caseiro

**Júri:**

Prof. Doutor Sérgio Manuel Ângelo da Cruz  
Prof. Doutora Marina Mendes Sargento Domingues Perdigão  
Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes

Coimbra, Fevereiro de 2021



O trabalho realizado no âmbito desta dissertação de mestrado insere-se no projeto SAICT-45-2017-POCI-01-0145-FEDER-029112 - PTDC/EEI-EEE/29112/2017, financiado pelo “Programa Operacional Temático Competitividade e Internacionalização” – FEDER e pela Fundação para a Ciência e a Tecnologia (FCT).

## **FCT** Fundação para a Ciência e a Tecnologia

MINISTÉRIO DA CIÊNCIA, TECNOLOGIA E ENSINO SUPERIOR



UNIÃO EUROPEIA

Fundo Europeu  
de Desenvolvimento Regional



# Agradecimentos

Em primeiro lugar, gostaria de expressar os meus sinceros agradecimentos ao meu orientador Prof. Doutor André Manuel dos Santos Mendes e ao meu co-orientador Doutor Luís Miguel Antunes Caseiro pelo contínuo apoio, pela paciência, incentivo e pelos conhecimentos transmitidos.

Agradeço ao Instituto de Telecomunicações de Coimbra pela oportunidade de participar no projecto DRIFT e por me fornecer todas as condições para o contributo no mesmo. Em particular, um obrigado aos colegas de laboratório David Gomes, Diogo Caires, Tiago Oliveira e Válder Costa por todas as sugestões e momentos de descontração.

Agradeço também aos meus colegas e amigos mais próximos, pois tornaram meu percurso académico mais agradável e marcante. Vou lembrar de toda a ajuda, trabalho conjunto e diversão que todos vocês me proporcionaram ao longo desses cinco anos.

Por fim, gostaria de expressar a minha imensa gratidão e carinho aos meus pais, Joaquim e Fátima, que sempre me ajudaram e deram força. Nada disso seria possível sem o seu apoio.

A todos vocês, os meus mais sinceros agradecimentos por tudo.



# Resumo

A maioria dos sistemas de energia atuais apresentam uma eficiência e performance de nível elevado, fruto da evolução de processos de conversão de energia e aplicações robustas, motivadas pelo desenvolvimento da eletrônica de potência. Posto isto, surge a necessidade de criar não só sistemas funcionais ao nível da qualidade do serviço, mas também garantir a segurança e manutenção de estabilidade dos próprios sistemas.

As fontes de tensão ininterruptas garantem o abastecimento de cargas críticas num sistema de energia elétrico e o seu funcionamento em paralelo garante uma maior disponibilidade de potência instalada. A crucial importância destes sistemas de energia requer uma atenção especial aos elementos com maior propensão a falhas, como os elementos passivos, nomeadamente condensadores e bobinas. Sendo assim, tendo como garantia que a conexão em paralelo é alcançada, resta agora dotar este tipo de sistemas de mecanismos de aprovisionamento e deteção de falhas que lhes confirmem um carácter de excelência.

Esta dissertação tem como principal objetivo a avaliação da implicação que alterações graduais nos elementos de filtragem têm na performance dos sistemas UPS, bem como implementação de mecanismos de deteção de parâmetros em tempo real, indicadores da degradação desses elementos críticos. Neste sentido, foram implementados métodos de simulação capazes de detetar alterações desses elementos passivos.

*Palavras – chave* : fontes de tensão ininterruptas, conversores multinível, deteção de falhas, elementos passivos, estimação de parâmetros em tempo real.



# Abstract

Most current energy systems have a high-level efficiency and performance resulting from the evolution of energy conversion processes and robust applications, motivated by the development of power electronics. As such, there is a need to create not only functional systems with regard to the quality of service but also to ensure the safety and maintenance of the stability of the systems themselves.

The uninterruptible power supplies guarantee the energy supply of critical loads in the electrical system, and their parallel connection offers greater availability of installed power. The crucial importance of these energy systems requires that special attention be given to the elements that constitute a higher risk of failures, such as the passive elements, namely capacitors and coils. Therefore, as long as the parallel connection is achieved, it is imperative that these systems are equipped with provisioning mechanisms and fault detection which ensure a high level of excellence.

The main objective of this thesis is to evaluate the effect that gradual changes in filtering elements have on the performance of the UPS systems and concomitantly implement parameter estimation mechanisms in real-time, which are useful indicators of the degradation of these critical elements. In order to do this, simulation methods which were able to detect changes in the inductors and capacitors were implemented.

*Keywords* : uninterruptible power supplies (UPS), multilevel converters, failures detection, passive elements, online parameters estimation .



# Conteúdo

<b>Lista de Figuras</b>	<b>vi</b>
<b>Lista de Tabelas</b>	<b>viii</b>
<b>1 Introdução</b>	<b>1</b>
1.1 Motivação e Contexto . . . . .	1
1.2 Objetivos . . . . .	2
1.3 Implementações e contribuições . . . . .	2
1.4 Estrutura da Dissertação . . . . .	2
<b>2 Estado da Arte</b>	<b>3</b>
2.1 Sistemas UPS . . . . .	3
2.1.1 Configuração típica de um sistema UPS . . . . .	3
2.1.2 Conversores multinível . . . . .	6
2.1.3 Estratégias de controlo . . . . .	8
2.2 Diagnóstico de avarias em conversores de potência . . . . .	11
2.2.1 Elementos críticos num sistema UPS . . . . .	11
2.2.2 Ocorrência de falhas em elementos indutivos . . . . .	12
2.2.2.1 Métodos de deteção de falhas em elementos indutivos . . . . .	15
2.2.3 Ocorrência de falhas em elementos capacitivos . . . . .	17
2.2.3.1 Métodos de deteção de falhas em elementos capacitivos . . . . .	21
<b>3 Trabalho desenvolvido e métodos de diagnóstico implementados</b>	<b>25</b>
3.1 Proposta de trabalho . . . . .	25
3.2 Análise do impacto de performance causado pela variação de indutância e capacidade no Sistema UPS . . . . .	26
3.3 Método de estimação de resistência e indutância no Sistema UPS . . . . .	26
3.3.1 Estimação de resistência e indutância do filtro lado da rede . . . . .	29
3.3.2 Estimação de resistência e indutância do filtro lado da carga . . . . .	30
3.3.3 Análise de validação do estimador de indutância . . . . .	31
3.4 Método de estimação de capacidade e resistência série equivalente no Sistema UPS . . . . .	31
3.4.1 Estimação capacidade e ESR dos condensadores no barramento DC . . . . .	31

3.4.2	Estimação da capacidade dos condensadores no filtro LC do lado da carga . . . . .	33
3.4.3	Análise de validação do estimador de capacidade . . . . .	34
<b>4</b>	<b>Discussão de resultados</b>	<b>35</b>
4.1	Resultados de Simulação . . . . .	35
4.1.1	Análise do impacto de performance causado pelas variações de indutância em filtros passivos com sistemas UPS em paralelo . . . . .	36
4.1.1.1	Variação simétrica de indutância de entrada . . . . .	36
4.1.1.2	Variação simétrica de indutância de saída . . . . .	37
4.1.2	Análise do impacto de performance causado pelas variações de capacidade dos condensadores no barramento DC e filtro LC . . . . .	39
4.1.2.1	Variação simétrica de capacidade no barramento DC. . . . .	39
4.1.2.2	Variação simétrica de capacidade nos filtro LC de saída . . . . .	40
4.1.3	Resultados de estimação do método Adaline em regime permanente	41
4.1.3.1	Estimação do valor de indutância do lado da rede através de grandezas de tensão e corrente medidas . . . . .	42
4.1.3.2	Estimação do valor de indutância do lado da carga através de grandezas de tensão e corrente medidas . . . . .	43
4.1.3.3	Estimação do valor de indutância do lado da rede com grandeza de tensão da bobina estimada . . . . .	44
4.1.3.4	Estimação do valor de indutância do lado da carga com grandeza de tensão da bobina estimada . . . . .	45
4.1.3.5	Resposta dinâmica do estimador à variação do valor de indutância . . . . .	46
4.1.3.6	Estimação do valor de capacidade e ESR de condensadores do barramento DC através das grandezas de tensão e corrente medidas . . . . .	47
4.1.3.7	Estimação do valor de capacidade de condensadores do filtro LC através das grandezas de tensão e corrente medidas	48
4.1.3.8	Estimação do valor de capacidade e ESR de condensadores do barramento DC através das grandeza de corrente do condensador estimada . . . . .	49
4.1.3.9	Estimação do valor de capacidade de condensadores do filtro LC através da grandeza de corrente do condensador estimada . . . . .	50
4.1.3.10	Resposta dinâmica do estimador à variação do valor de capacidade e ESR do condensador presente no barramento DC . . . . .	51
4.1.3.11	Resultados de estimação com a variação da parametrização da taxa de aprendizagem $\eta$ na função de adaptação . . . . .	52

<b>5 Conclusões e trabalho futuro</b>	<b>53</b>
5.1 Conclusões . . . . .	53
5.2 Sugestões de Trabalho Futuros . . . . .	54
<b>Bibliografia</b>	<b>56</b>
<b>A Modelos de Simulação</b>	<b>60</b>
A.1 Sistema de simulação de unidades UPS em paralelo . . . . .	60
A.2 Blocos de estimadores Adaline . . . . .	61
A.3 Implementação Adaline para a estimação de resistência e indutância . . . . .	62
A.4 Estimador Adaline para a estimação da ESR e capacidade . . . . .	63
A.5 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização online da indutância das bobinas do lado da rede no modelo UPS . . . . .	64
A.6 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização online da indutância das bobinas do lado da carga no modelo UPS. . . . .	65
A.7 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização online da ESR e capacidade dos condensadores do barramento DC . . . . .	66
A.8 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização online da capacidade dos condensadores do filtro LC. . . . .	67
<b>B Artigo científico submetido e aceite</b>	<b>68</b>

# Lista de Acrónimos

**UPS** Uninterruptible Power Supply

**IEC** International Electrotechnical Commission

**AC** Alternating Current

**DC** Direct Current

**VI** Voltage Independent

**VFI** Voltage Frequency Independent

**VFD** Voltage Frequency Dependent

**THD** Total Harmonic Distortion

**NPC** Neutral-Point-Clamped

**3LNPC** 3-Level Neutral-Point-Clamped

**EMC** Electromagnetic Compatibility

**DTC** Direct Torque Control

**DPC** Direct Power Control

**PI** Proportional Integrator

**FOC** Field-Oriented Control

**VOC** Voltage-Oriented Control

**PWM** Pulse Width Modulation

**MPC** Model Predictive Control

**EKF** Extended Kalman Filter

**MRAS** Model Reference Adaptive System

**ANN** Artificial Neural Network

**ADALINE** Adaptive Linear Neuron

**IGBT** Insulated Gate Bipolar Transistor

# Nomenclaturas

$\bar{x}$	Vetor espacial de tensão no referencial estacionário $\alpha\beta$
$I_{C_X}$	Tensões aos terminais do condensador arbitrário $X \in \{1, 2\}$
$S_x$	Estados de comutação de fase arbitrária com $x \in \{-1, 0, 1\}$
$V_{C_X}$	Tensões aos terminais do condensador arbitrário $X \in \{1, 2\}$
$V_{DC}$	Tensão do barramento DC
$V_{load_x}$	Tensões de fase arbitrária x do lado da carga
$V_{OM}$	Tensão de modo comum
$V_{XM}$	Tensão de pólo de fase arbitrária X
$X$	Fases arbitrárias dos conversores NPC $X \in \{R, S, T\}$ do lado da rede e $X \in \{A, B, C\}$ do lado da carga
$x$	Variável arbitrária x
$x_\alpha, x_\beta$	Variáveis trifásicas arbitrárias no referencial estacionário $\alpha\beta$
$\epsilon_d$	Permitividade intrínseca dielétrico
$\mathcal{F}$	Força eletromotriz induzida
$\mathcal{R}$	Relutância do circuito magnético
$\mu$	Permeabilidade magnética
$\vec{B}$	Densidade de fluxo magnético
$\vec{H}$	Intensidade de campo magnético
$\phi$	Fluxo magnético
$\rho$	Densidade de cargas no dielétrico
$A$	Área de secção do material magnético
$C$	Capacidade
$d$	Distância entre placas condutoras
$e$	Força eletromotriz induzida
$L$	Indutância
$l$	Comprimento médio da bobina
$N$	Número de espiras
$Q$	Carga elétrica de um condutor
$R$	Resistência
$w$	Frequência angular elétrica
$ESL$	Indutância série equivalente

$ESR$	Resistência série equivalente
$F_r$	Frequência de ressonância
$X_C, X_L$	Reatância (Capacitiva e indutiva)
$\delta$	Erro absoluto entre a grandeza real e estimada no método Adaline
$I_{C_{LX}}$	Corrente que percorre o condensador presente no filtro LC numa fase arbitrária X
$I_{Load_X}$	Corrente que flui para a carga a a partir do sistema UPS numa fase arbitrária X
$V_{C_x^*}$	Tensão referente à capacidade do condensador $X \in \{1, 2\}$
$V_{ESR}$	Tensão referente à ESR do condensador $X \in \{1, 2\}$
$V_{sX}$	Tensão de fase da fonte AC do lado da rede
$W$	Vetor de pesos $W_1$ e $W_2$
$X_x$	Vetor de entrada do neurónio Adaline com as grandezas de fase arbitrária X
$\hat{I}_{X_{est}}$	Corrente estimada aos terminais da bobina da fase arbitrária X
$\hat{L}_G$	Indutância do filtro do lado da rede estimada
$\hat{L}_L$	Indutância do filtro do lado da carga estimada
$\hat{R}_G$	Resistência do filtro lado da rede estimada
$\hat{R}_L$	Resistência do filtro lado da carga estimada
$\hat{V}_{C_X}$	Tensão estimada aos terminais do condensador $X \in \{1, 2\}$
$\hat{C}_{L_X}$	Capacidade do filtro LC estimada
$\hat{C}_X$	Capacidade estimada
$\hat{E}\hat{S}\hat{R}$	Resistência série equivalente estimada
$i_0$	Corrente homopolar circulação entre as unidades UPS
$i_{g_X}$	Correntes de fase arbitrária X do conversor do lado da rede
$i_{l_X}$	Correntes de fase arbitrária X do conversor do lado da carga
$R_G, L_G$	Parâmetros do filtro do lado da rede (resistência e indutância)
$R_L, L_L$	Parâmetros do filtro do lado da carga (resistência e indutância)
$V_{C_1}, V_{C_2}$	Tensões dos condensadores do barramento DC
$\epsilon$	Valor arbitrário que impede divisão por zero
$\eta$	Taxa de aprendizagem - <i>learning rate</i>
$e_X$	Tensão da rede de fase arbitrária X
$T_s$	Tempo de amostragem
$V_X$	Tensão à entrada do conversor de fase arbitrária X
$i_{P_G}, i_{M_G}, i_{N_G}$	Correntes fornecidas ao barramento DC pelo conversor do lado da rede
$i_{P_L}, i_{M_L}, i_{N_L}$	Correntes provenientes do barramento DC para conversor do lado da carga



# Lista de Figuras

2.1	Configurações típicas de sistemas UPS. . . . .	4
2.2	Sistema UPS online com ligação em paralelo. . . . .	5
2.3	Estrutura dos conversores 3LNPC presente numa UPS de dupla conversão. . . . .	6
2.4	Vetores espaciais de tensão de pólo no plano $\alpha\beta$ . . . . .	7
2.5	Diferentes tipos de controlo de conversores de potência. . . . .	9
2.6	Razões da viabilidade do controlo preditivo em conversores de potência. . . . .	10
2.7	Distribuição de falhas em componentes de potência. . . . .	11
2.8	Curva de magnetização característica de um material ferromagnético. . . . .	13
2.9	Constituição de um condensador. . . . .	17
2.10	Modelo equivalente simplificado do condensador electrolítico. . . . .	19
2.11	Impedância característica do condensador eletrolítico. . . . .	19
2.12	Principais causas de falhas em condensadores eletrolíticos. . . . .	20
2.13	Curvas de indicadores C/ESR de condensadores em sistemas eléctricos de conversão. . . . .	21
2.14	Classificação de métodos de diagnóstico de falhas em condensadores. . . . .	21
3.1	Representação das unidades UPS em paralelo. . . . .	26
3.2	Algoritmo Adaline para estimação de resistência e indutância de uma bobina. . . . .	28
3.3	Algoritmo Adaline para estimação de capacidade de um condensador e valor de ESR. . . . .	33
4.1	Modelo de carga em funcionamento no sistema UPS. . . . .	35
4.2	Resultados da variação simétrica de indutância de entrada das unidades UPS. . . . .	36
4.3	Resultados da variação simétrica de indutância de saída das unidades UPS. . . . .	37
4.4	Resultados da variação simétrica de capacidade no barramento DC. . . . .	39
4.5	Resultados da variação simétrica de capacidade nos filtros LC. . . . .	40
4.6	Modelo da função de adaptação dos pesos do método Adaline. . . . .	41
4.7	Estimação de resistência e indutância do lado da rede. . . . .	42
4.8	Estimação de resistência e indutância do lado da carga. . . . .	43
4.9	Estimação de indutância da rede através da estimação de tensão na bobina da fase R. . . . .	44

4.10	Estimação de indutância da carga através da estimação de tensão na bobina da fase A. . . . .	45
4.11	Resposta dinâmica da variação de indutância na fase R. . . . .	46
4.12	Estimação de capacidade de condensador do barramento DC. . . . .	47
4.13	Estimação de capacidade de condensador da fase A do filtro LC. . . . .	48
4.14	Estimação de capacidade de condensador do barramento DC com o cálculo da corrente do condensador $C_1$ . . . . .	49
4.15	Estimação de capacidade de condensador da fase A do filtro LC com cálculo da corrente do condensador. . . . .	50
4.16	Resposta dinâmica da variação de capacidade e ESR do condensador $C_1$ . . . . .	51
4.17	Estimação de indutância da rede para a fase R, tendo em conta diferentes valores de $\eta$ . . . . .	52
A.1	Modelo de simulação das unidades UPS em <i>Matlab/Simulink</i> [1]. . . . .	60
A.2	Blocos de estimadores Adaline em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	61
A.3	Estimador Adaline para estimação de resistência e indutância em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	62
A.4	Estimador Adaline para estimação da ESR e capacidade em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	63
A.5	Estimador Adaline para estimação online de indutâncias da rede no modelo UPS em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	64
A.6	Estimador Adaline para estimação online de indutâncias do lado da carga no modelo UPS em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	65
A.7	Estimador Adaline para estimação online da ESR e capacidade dos condensadores no barramento DC em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	66
A.8	Estimador Adaline para estimação online da capacidade dos condensadores do filtro LC em <i>Matlab/Simulink</i> . . . . .	67

# Lista de Tabelas

2.1	Estados de comutação do braço R do conversor. . . . .	7
4.1	Parâmetros elétricos do modelo de simulação. . . . .	35
4.2	Parâmetros do estimador no modelo de simulação. . . . .	41



# 1

## Introdução

### 1.1 Motivação e Contexto

Nos tempos atuais, os sistemas de energia elétrica têm uma importância fundamental em todos os sectores da sociedade, fruto da disponibilidade, eficiência e capacidade de abastecimento que oferecem às cargas. A dependência energética criada por estes sistemas levou ao investimento e evolução dos processos de controlo e monitorização dos conversores de potência, com o objetivo de proporcionar estabilidade e continuidade aos serviços de energia.

As fontes de energia ininterruptas, ou sistemas UPS, garantem o abastecimento energético limpo e ininterrupto de cargas críticas, mesmo na ocorrência de um evento de rutura total da rede. Ao longo dos últimos anos, o desenvolvimento destes sistemas em configurações multinível proporcionaram um aumento da performance de aprovisionamento das cargas, com níveis de distorção harmónica de forma de onda de tensão baixos e proteção adicional a perturbações e desequilíbrios da rede. Com isto, as unidades UPS estão presentes numa elevada gama de aplicações desde baixa potência (como redes informáticas domésticas) até elevada potência (como serviços industriais, serviços hospitalares, *data-centers*).

Em virtude do papel fundamental que os sistemas UPS desempenham na manutenção e resiliência de cargas no sistema elétrico, surge a necessidade de munir este tipo de sistemas de mecanismos de deteção de falhas de modo a assegurar a qualidade e continuidade do abastecimento energético. Neste sentido, torna-se importante a monitorização contínua de elementos estruturais que sejam potenciais origens de falhas ou agentes redutores da boa performance espectável destes sistemas.

Em síntese, é de considerável relevância o estudo e implementação de métodos de diagnóstico de avarias de elementos críticos, como condensadores e bobinas cujas degradações, embora lentas, apresentam implicações negativas no despenho global do sistema, que no limite poderão por em causa a sua integridade. Ademais, é conveniente a escolha de mecanismos de deteção de falhas que não impliquem a interrupção do funcionamento do sistema e que não requeiram o uso de *hardware* adicional.

## 1.2 Objetivos

Esta tese tem como meta a monitorização da degradação de elementos passivos, bobinas e condensadores, presentes fontes de tensão ininterruptas com funcionamento em paralelo, através de métodos de diagnóstico de avarias testados e validados em contexto real em conversores de potência.

Neste sentido, os objetivos propostos são:

- Avaliar as implicações das alterações graduais de indutância e capacidade nos elementos de filtragem e barramento DC no desempenho do sistema UPS.
- Aplicação em contexto de simulação (Matlab/Simulink) de métodos online capazes de detectar alterações nos elementos de filtragem e barramento DC no sistema UPS e avaliação crítica de resultados.

## 1.3 Implementações e contribuições

A dissertação enquadra-se no projeto DRIFT (*Datacenter Resilience Increase through Fault Tolerance*) que consiste no desenvolvimento de um protótipo de uma fonte de alimentação ininterrupta (UPS) de alta fiabilidade, a decorrer no laboratório de Sistemas de Energia do pólo de Coimbra do Instituto de Telecomunicações. O suporte de simulação tem como base a tese de mestrado "*Model Predictive Control Of Parallel Connected Uninterruptible Power Supplies*" [1] também desenvolvida no âmbito do projeto.

## 1.4 Estrutura da Dissertação

Esta dissertação está subdividida em 5 capítulos. No capítulo 1 são apresentadas as motivações e o contexto da realização da dissertação, bem como a estrutura do trabalho e objectivos propostos nesse âmbito.

O capítulo 2 expõe um levantamento realizado na literatura científica acerca de fontes de tensão ininterruptas, estrutura de conversores multinível e tipos de controlo. Dentro da temática objectivo, explora-se as principais contribuições realizadas nas áreas de diagnóstico de falhas em elementos passivos presentes em sistemas de conversão de energia através de métodos de deteção.

No capítulo 3 são apresentados os modelos matemáticos dos métodos implementados em contexto de simulação para a deteção da degradação de bobinas e condensadores presentes em filtros passivos e barramento DC num sistema UPS com um controlo FCS-MPC.

Seguidamente, no capítulo 4, são apresentados os resultados da aplicação dos métodos de deteção. De uma forma geral, pretende-se demonstrar a abrangência e a aplicabilidade dos métodos de estimação de indutância e capacidade dos elementos passivos a fim de verificar o seu estado de vida.

Por fim, o capítulo 5 detém todas as conclusões acerca da dissertação realizada bem como os potenciais tópicos de abordagem futura.

# 2

## Estado da Arte

Este capítulo faz uma apresentação geral da estrutura e funcionamento das fontes de tensão ininterruptas, principais causas de avarias de elementos passivos em conversores de potência. Também são apresentados mecanismos de deteção e falhas nesses elementos e desafios atuais na área do diagnóstico de avarias.

### 2.1 Sistemas UPS

#### 2.1.1 Configuração típica de um sistema UPS

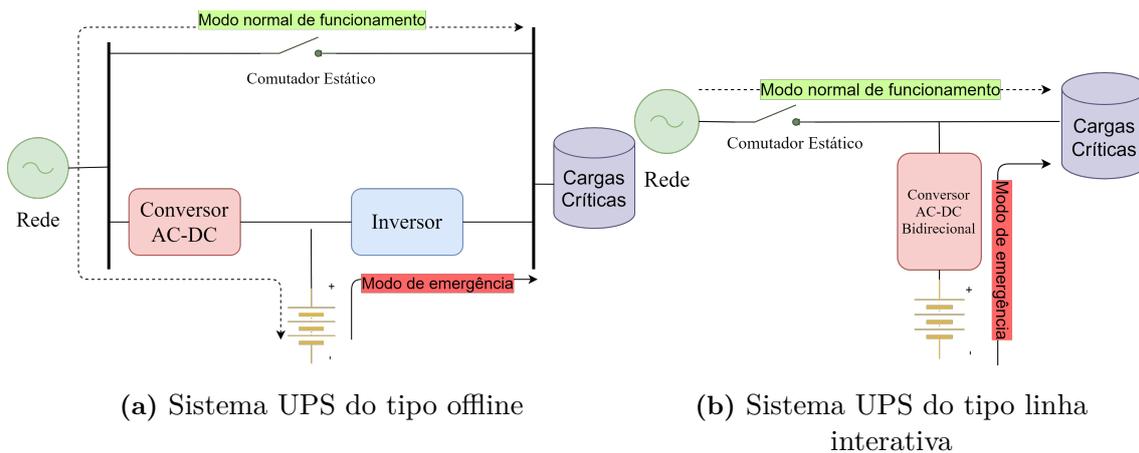
Um sistema UPS têm como característica o fornecimento de uma onda de tensão de saída sinusoidal controlada, com baixa componente harmónica e uma resposta transitória rápida, independentemente das variações de carga. Segundo regras da comissão electrotécnica internacional (IEC) todas as unidades UPS devem satisfazer as condições [2]:

- O valor de distorção harmónica total da tensão de saída deve ser inferior a 4 % qualquer que sejam as condições de carga.
- A queda de tensão não pode ser superior a 5% independentemente das condições de carga.
- A tensão eficaz de saída deve ser constante, independentemente das variações de parâmetros do sistema, como temperatura, variações de carga, etc.

Os sistemas UPS são definidos segundo a norma internacional IEC 62040-3 [3] em 3 tipos de soluções: *offline*, linha interativa e *online*. Os critérios de distinção entre as diferentes configurações tem em conta a dependência em relação à rede de alimentação, a forma de onda e a resposta dinâmica da tensão de saída. Nos sistemas UPS do tipo offline, em modo de operação normal, as cargas dependentes são abastecidas directamente pela rede. Paralelamente, o sistema detém um conversor AC-DC de carregamento de baterias e um inversor em modo *standby* para o abastecimento de emergência das cargas. Usualmente, a transição entre circuitos é realizada com um tempo superior a 10ms, através de um comutador eletromecânico na ocorrência de uma interrupção na alimentação por parte da rede ou alteração das condições de abastecimento espectável das cargas. A topologia enunciada está representada na Fig. 2.1a. Em operação normal de funcionamento, este tipo de solução não confere protecção contra eventuais fenómenos anómalos na rede e não consegue realizar a regulação dos parâmetros em magnitude e frequência de tensão

(VFD) direcionada às cargas. Tendo em conta as características, os sistemas *offline* não são adequados para cargas sensíveis de operação, sendo mais utilizadas em aplicações domésticas, como redes informáticas.

Os sistemas UPS do tipo linha interativa, com a topologia apresentada na Fig. 2.1b, são constituídos por um comutador estático, um conversor bidireccional (retificador/inversor) e um banco de baterias. Durante o modo de operação normal, a rede abastece as cargas enquanto o conversor bidireccional carrega as baterias. Na ocorrência de uma falha, o comutador estático desconecta o fornecimento por parte da rede, enquanto o inversor redirecciona o fluxo de energia para as cargas através do banco de baterias. A maior diferença em relação às soluções *offline* é a coexistência da rede e conversores bidireccionais em simultâneo no abastecimento de cargas. Através do conversor é possível regular a amplitude da tensão fornecida, tornando este sistemas independentes de tensão (VI), segundo a classificação do IEC 62040-3. Geralmente, estes tipo de sistemas UPS são utilizados em aplicações de baixa a média potência (0.5kVA a 5kVA) tendo como vantagens o seu tamanho compacto, boa relação custo/benefício e elevada eficiência. Em termos de proteção, têm a desvantagem de não conseguir garantir um isolamento de transitórios da rede, variações de frequência e distorção harmónica.

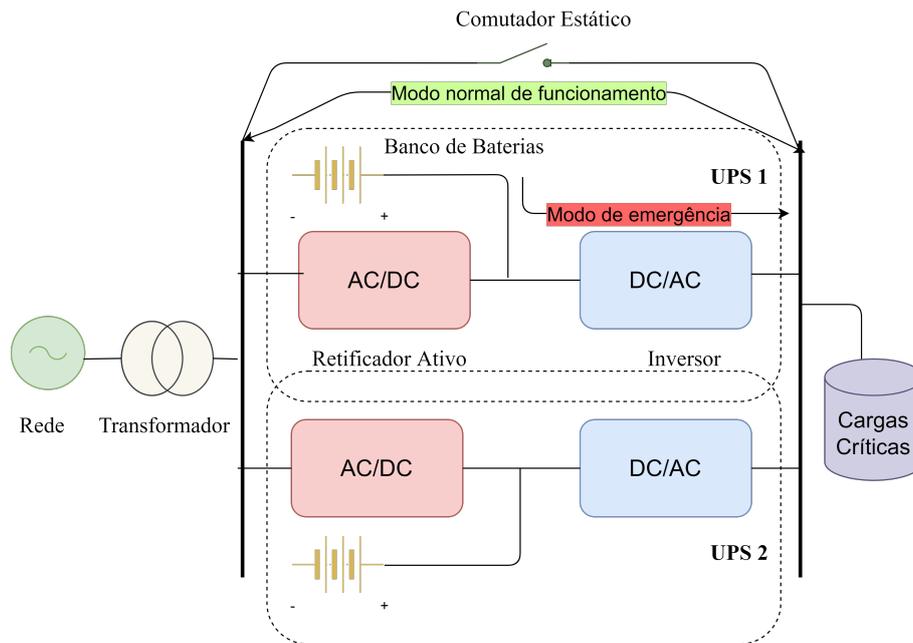


**Figura 2.1:** Configurações típicas de sistemas UPS.

As unidades UPS do tipo *online*, ou também conhecidas como UPS de dupla conversão, são as mais utilizadas em aplicações de elevada potência, devido à sua capacidade, eficiência e grau de proteção. Além disso, são inúmeras as vantagens da sua utilização, pelo facto de providenciar completa independência em parâmetros de tensão e frequência (VFI) entre rede e a carga, segundo IEC 62040-3. A topologia consiste num retificador controlado, um banco de baterias e um inversor. Em modo de funcionamento normal, o retificador permite o carregamento das baterias, mantém controlada a tensão no barramento DC enquanto o inversor direciona o fluxo de energia para as cargas. No caso de ocorrer uma falha no abastecimento energético por parte da rede, o inversor suprime as necessidades das cargas através das baterias. A ligação rede-carga é realizada, com acionamento do comutador estático, em casos de manutenção do sistema UPS ou eventuais

fenômenos de sobrecarga não controlados.

Para colmatar as necessidades da crescente demanda de cargas críticas, o funcionamento em paralelo dos sistemas UPS aparece como solução viável, embora mais exigente em termos de sincronização e controle das suas unidades. Como vantagens deste tipo de implementações temos a redução do custo de manutenção e o aumento de capacidade global do sistema, sem que para isso seja necessário a melhoria das unidades individuais [4]. A Fig. 2.2 é representativa da estrutura enunciada.



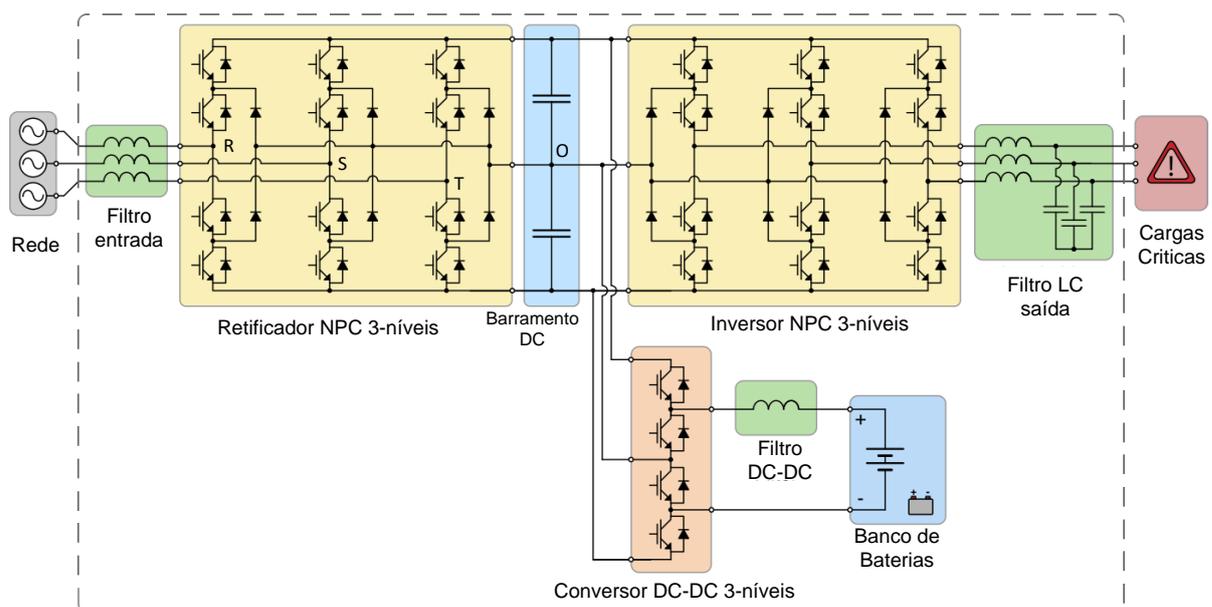
**Figura 2.2:** Sistema UPS online com ligação em paralelo.

Cada unidade UPS é composta por um sistema trifásico, cuja a soma de correntes de fase pode ter um valor diferente de zero. Esse aspecto pode ser explicado através de um fenómeno característico e indesejável em unidades UPS com funcionamento em paralelo, que é a existência de correntes de circulação. Nestes sistemas, estas correntes surgem devido a diferenças entre os estados de comutação aplicados aos conversores presentes em ambas as unidades. As suas amplitudes dependem da diferença de tensão entre barramentos DC e do valor de impedância dos filtros de entrada e saída dos sistemas [1].

### 2.1.2 Conversores multinível

Os conversores multinível têm sido objeto de estudo ao longo das últimas três décadas e são inúmeras as contribuições da sua aplicação no contexto industrial. Com a sua maturação e desenvolvimento de novas topologias, as configurações multinível apresentam-se hoje como escolhas fiáveis para aplicações de média e elevada potência. Os conversores multinível apresentam grandes vantagens quando comparados a conversores de dois níveis, nomeadamente na qualidade da forma de onda de tensão à saída e no aumento da potência nominal disponível. O aumento dos níveis de tensão à saída do conversor permite uma maior aproximação da forma sinusoidal, o que reduz significativamente a distorção harmónica total (THD) e possibilita uma redução dos requisitos de filtragem. A viabilidade económica dos conversores multinível também é reforçada com a maior eficiência energética face aos conversores de dois níveis, com redução do tensão suportada por cada semicondutor, e conseqüente diminuição de perdas por efeito joule. [5, 6, 7, 8].

Uma das topologias de conversores multinível mais utilizada é a Neutral-Point-Clamped (NPC), em particular em conversores de três níveis (3LNPC), representados na Fig. 2.3 por um conversor rectificador e inversor.



**Figura 2.3:** Estrutura dos conversores 3LNPC presente numa UPS de dupla conversão.

A utilização da topologia 3LNPC permite a redução da tensão aplicada a cada semicondutor em cerca de metade da tensão de barramento DC ( $V_{DC}/(n - 1)$ ), sendo  $n$  o número de níveis de tensão, e a redução do número de condensadores necessários para a aplicação. Em contrapartida, além do aumento do número de componentes e semicondutores, os conversores NPC exigem uma complexidade adicional por parte do sistema de controlo de forma a manter as tensões nos condensadores estáveis e equilibradas.

No caso da utilização de retificadores ativos, espera-se a diminuição da distorção harmônica e um valor de fator de potência do lado da rede próximo do valor unitário, mantendo constante a tensão no barramento DC. Relativamente ao inversor, é desejável um valor de THD na onda da tensão baixo sem o desequilíbrio de tensão entre os condensadores no barramento DC.

Para cada fase de um conversor NPC existem 3 estados de comutação possíveis, apresentados na Tabela 2.1, que definem a tensão de fase  $V_X$ , com  $X = (R, S, T)$ , e o ponto médio M do barramento DC.

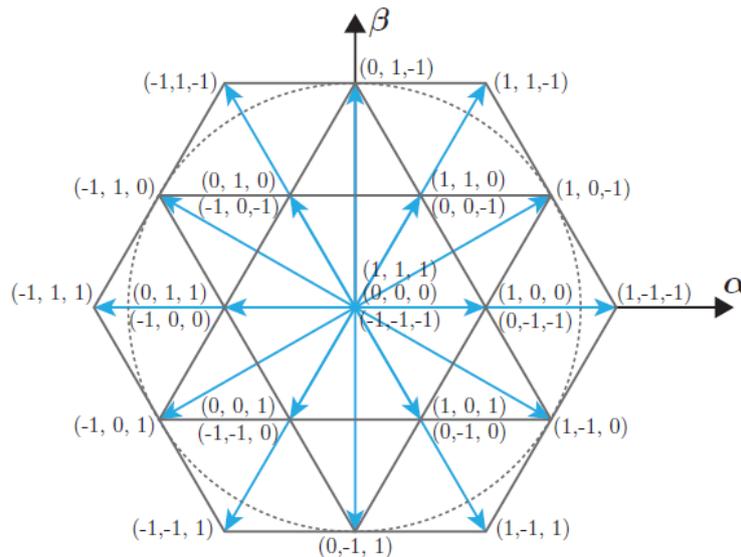
**Tabela 2.1:** Estados de comutação do braço R do conversor.

Estado de Comutação	Tensão de pólo ( $V_{XM}$ )	Estado dos semicondutores			
		S1	S2	S3	S4
P(1)	+Vdc/2	ON	ON	OFF	OFF
O(0)	0	OFF	ON	ON	OFF
N(-1)	-Vdc/2	OFF	OFF	ON	ON

Por norma, ao nível do controlo, as variáveis de fase são representadas na sua forma vetorial:

$$\bar{x} = \frac{2}{3}(x_a + axb + a^2x_c) = x_\alpha + jx_\beta \quad (2.1)$$

A representação vetorial 2.1, ilustrada na Fig. 2.4, detém todos os 27 estados de comutação possíveis, ao qual correspondem 19 vetores espaciais de tensão, uma vez que diferentes estados de comutação podem dar origem ao mesmo vetor de tensão.



**Figura 2.4:** Vetores espaciais de tensão de pólo no plano  $\alpha\beta$ .

No caso particular dos conversores 3LNPC, para além da identificação de falhas críticas em elementos passivos, o diagnóstico de avarias também pode passar pelo estudo de falhas de curto-circuito e circuito aberto que ocorrem nos semicondutores. Nas falhas em curto-circuito é expectável a atuação das proteções contra sobrecorrentes, simplificando a fase de deteção da falha. Por outro lado, as falhas de circuito aberto são especialmente críticas para os sistemas de diagnóstico, devido ao facto de poderem permanecer indetectáveis por tempo indefinido, potenciando a ocorrência de mais falhas e prejudicando o desempenho do sistema. Os conversores multinível 3LNPC são considerados circuitos redundantes, na medida em múltiplos estados de comutação dos semicondutores das 3 fases fazem corresponder o mesmo valor de tensão de saída. Neste sentido, a localização da falha impõe que sejam aplicados métodos que eliminem a possível redundância existente entre pares de semicondutores que possam corresponder ao mesmo valor de tensão de saída [9, 10].

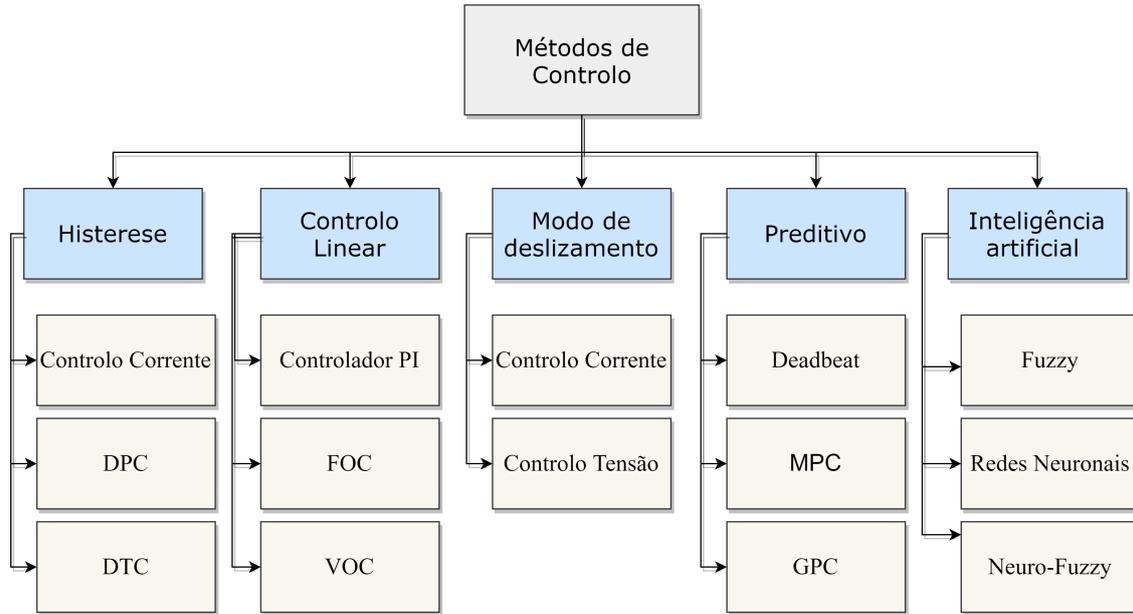
Por todos os motivos expostos, são inequívocas as vantagens e razões da aplicabilidade dos conversores multinível nos sistemas UPS, no entanto o aumento da complexidade associado ao aumento de semicondutores de potência e outros componentes necessários ao seu funcionamento, constituem ainda um grande desafio na área de diagnóstico e tolerância a falhas [11].

### **2.1.3 Estratégias de controlo**

Atualmente as exigências de controlo vão muito além de critérios de estabilidade e performance dinâmica do sistema. Neste sentido, de uma metodologia de controlo aplicado a um conversor de potência deve esperar-se [12]:

- Um reduzido valor de erro nas variáveis controladas pelo sistema, com uma resposta rápida às variações do valor de referência e capacidade de resistir a perturbações;
- Eficiência no controlo dos semicondutores de potência de modo a reduzir as perdas de comutação;
- Limitações na distorção harmónica total (THD) resultante do processo de conversão;
- Compatibilidade electromagnética (EMC) do sistema segundo as normas regulamentadas para o efeito;
- A minimização das tensões em modo comum de modo a que as correntes de fuga resultantes não reduzam a segurança e o tempo de vida dos elementos do sistema;
- Bom desempenho numa vasta gama de condições operacionais, salvo sistemas concebidos para funcionar num determinado ponto de operação.

A teoria de controlo clássica tem evoluído com base no desenvolvimento de plataformas digitais com uma elevada capacidade de processamento. Essas plataformas permitem aplicação de algoritmos complexos e computacionalmente exigentes, fazendo parte de estratégias de controlo eficientes e maturadas nos dias de hoje. Na Fig. 2.5 estão representadas algumas das estratégias de controlo mais utilizadas:



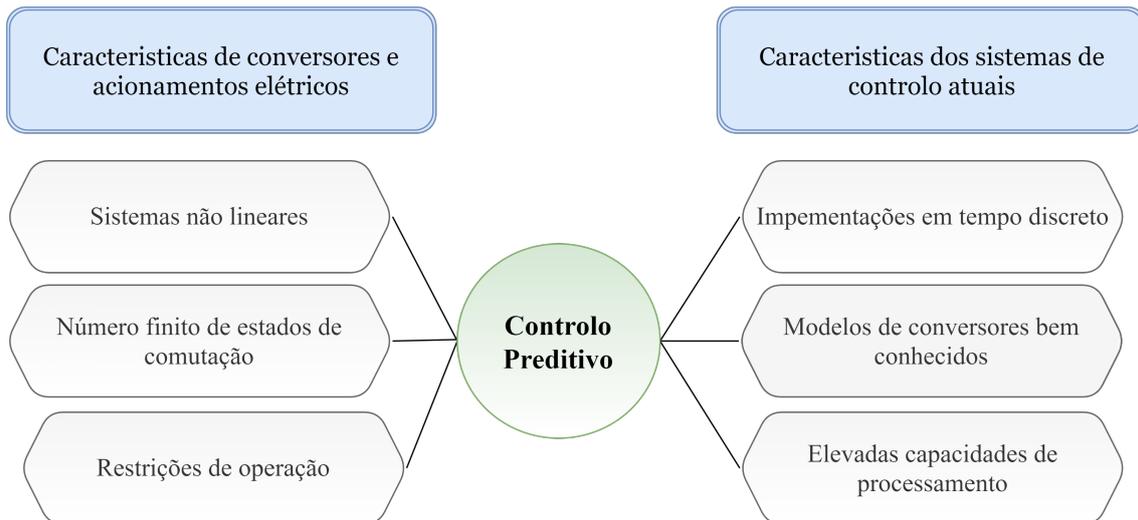
**Figura 2.5:** Diferentes tipos de controlo de conversores de potência.

O controlo por histerese tem como base uma concepção simples e a sua implementação não requer circuitos elaborados nem níveis de processamento elevados. Num controlo de corrente, a corrente medida na carga é comparada com o valor de referência, usando comparadores de histerese. Cada comparador determina o estado de comutação dos semicondutores de acordo com a banda de histerese regulada. Os mesmos controladores de histerese são também aplicados em esquemas de controlo mais complexos, como controlo direto de binário (DTC) e controlo direto de potência (DPC). Como limitações, este tipo de controlo tem a sua frequência de comutação dependente dos parâmetros da carga e condições de operação, levando a possíveis problemas de ressonância nos sistemas [12, 13].

Outro tipo de controlo clássico reconhecido é o controlo linear onde as grandezas medidas e o erro gerado, em comparação com valores de referência, são processadas por controladores proporcionais-integrais (PI). Soluções lineares que utilizam este princípio, como o controlo por orientação do campo (FOC) e tensão (VOC) são utilizadas em acionamentos elétricos e aplicações conectadas à rede, respectivamente. As limitações deste tipo de controlo estão na complexidade de aplicação de esquemas de modelação linear em aplicações de sistemas não lineares. Além do desempenho do sistema poder ser irregular na sua faixa de funcionamento, os sistemas de conversores de energia estão sujeitos a restrições de sistema e requisitos técnicos, como corrente máxima de funcionamento, distorção harmónica total (THD) e frequência de comutação máxima, que podem não ser exequíveis por projetos de controladores lineares.

Parte da inovação no controlo de conversores de potência tem sido conseguido através de aplicações onde são utilizadas metodologias novas de inteligência artificial, controlo de deslizamento e controlo preditivo. Atualmente as plataformas de controlo oferecem uma capacidade computacional elevada, o que permite uma implementação fiável de algoritmos

de controlo em tempo discreto mais exigentes a nível de processamento de cálculo. Aliado ao conhecimento cada vez maior dos modelos de conversores em sistemas de energia, o controlo preditivo apresenta-se como uma estratégia viável e serve como base ao controlo das unidades UPS em estudo. O princípio por detrás do controlo preditivo prende-se com a previsão do comportamento de variáveis controladas e uso de critérios de optimização da atuação de um modelo do sistema. As vantagens deste tipo de controlo estão representados na Fig. 2.6 e demonstram a capacidade e flexibilidade deste tipo de controladores [12].



**Figura 2.6:** Razões da viabilidade do controlo preditivo em conversores de potência.

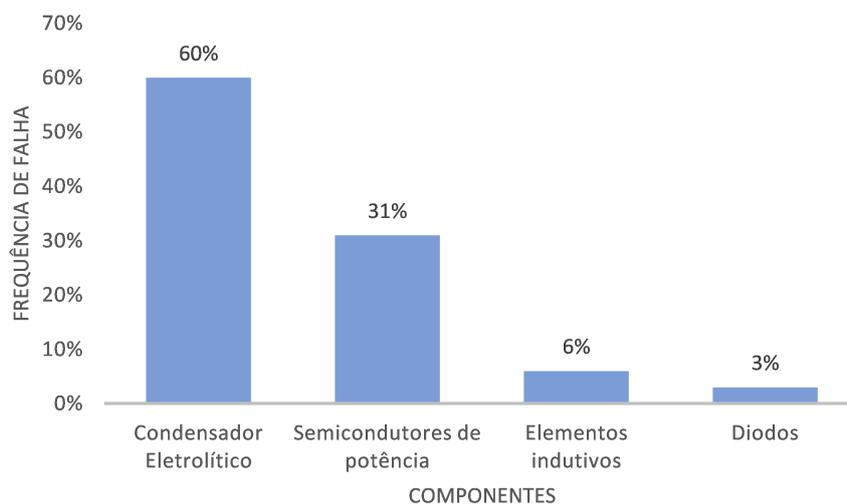
Uma das mais promissoras propostas de controlo preditivo de conversores de potência é denominada de *Model Predictive Control (MPC)*, onde o vetor de tensão mais eficaz para o próximo período de amostragem é selecionado, devido à minimização de uma função de custo que define o comportamento do sistema. Dentro das técnicas MPC podem ser classificadas duas categorias: *Continuous set MPC (CS-MPC)* e *Finite set MPC (FS-MPC)*. No primeiro grupo, um modelador gera os sinais de comutação fixa dos semicondutores, de acordo com a saída do modelo preditivo do controlador. Por outro lado, o conceito do FS-MPC utiliza o modelo discreto que considera apenas os estados de comutação admissíveis que minimizem uma função de custo. A maior vantagem do FS-MPC está na aplicação do controlo sem necessidade de modelador, menor complexidade, capacidade de comutação variável dos semicondutores e possibilidade de optimização online do controlo [12].

## 2.2 Diagnóstico de avarias em conversores de potência

### 2.2.1 Elementos críticos num sistema UPS

Para a elaboração do estudo é importante clarificar o significado entre falha e avaria. Estes dois conceitos são usados vulgarmente como sinónimos, todavia o termo 'avaría' tem um sentido mais amplo, no sentido em que é visto o sistema como um todo, ao passo que o termo 'falha' é utilizado com um objetivo mais restrito, sendo um órgão de sistema. Sendo assim, uma avaria é consequência de falha ou conjunto de falhas, embora uma falha não implique necessariamente uma avaria [14].

Um sistema de diagnóstico pode ser circunscrito a três etapas sequenciais que são a fase de deteção da avaria, identificação do tipo de avaria e por fim a sua localização. Para o desenvolvimento do estudo é importante identificar as principais causas de avarias e elementos críticos em sistemas de conversão. A identificação empírica dos elementos de maior risco em topologias *back-to-back* é representada na Fig. 2.7 [15].



**Figura 2.7:** Distribuição de falhas em componentes de potência.

Atendendo à Fig. 2.7, é possível verificar que os elementos passivos, nomeadamente condensadores e bobinas, constituem a maior causa de falhas neste tipo de conversores e como tal requerem uma especial atenção no processo de diagnóstico. Também é particularmente importante a análise de falhas em semicondutores de potência, onde falhas de curto-circuito e circuito-aberto assumem maior relevância. As falhas de circuito aberto são especialmente críticas para os sistemas de diagnóstico, devido ao facto de poderem permanecer indetetáveis por tempo indefinido, potenciando a ocorrência de mais falhas e prejudicando o desempenho do sistema. Por outro lado, nas falhas em curto-circuito é expectável a atuação das proteções a correntes elevadas, simplificando a fase de deteção.

Ao longo dos anos têm sido realizados estudos sobre diagnósticos de falhas que têm como base métodos baseados em corrente e tensão. A aplicação destes métodos tem em comum o

compromisso custo/benefício da utilização de hardware adicional para a sua implementação. Geralmente os métodos de corrente consomem mais tempo de diagnóstico comparado com os métodos de tensão e têm uma dependência direta com a carga. Em contrapartida os métodos de tensão requerem a utilização de mais sensores, o que aumenta o custo de implementação e a sua complexidade. Além disso, a adição de hardware adicional deve ser evitado caso seja possível obter sinais de medida diretamente dos sensores existentes, utilizados no controlo do sistema [16, 17, 18].

É conveniente referir que ao contrário do que acontece no diagnóstico de falhas nos semicondutores de potência, em que há uma clara importância de todas as fases de diagnóstico, a fase mais em foco nos elementos passivos de filtragem e condensadores do barramento DC é a fase de deteção do momento em que degradação dos valores de indutância e capacidade prejudicam o desempenho dos sistemas de que fazem parte.

### 2.2.2 Ocorrência de falhas em elementos indutivos

As bobinas presentes em aplicações de potência, são componentes robustos, geralmente sujeitas a grande stress elétrico devido às elevadas e rápidas variações de tensão na proximidade de conversores de potência. Como resultado, o aumento de perdas no cobre e ferro leva ao aumento de temperatura da bobina, promovendo uma gradual degradação da sua indutância [19].

Uma corrente ( $I$ ) quando percorre uma bobina estabelece um campo magnético  $\vec{H}$  dependente da intensidade da corrente e do número de espiras ( $N$ ) pela qual é constituída. A força eletromotriz induzida ( $\mathcal{F}$ ) na bobina pode ser deduzida segundo a equação:

$$\mathcal{F} = NI = \oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} \quad (2.2)$$

Se a intensidade de campo magnético for considerado uniforme ao longo do núcleo magnético então:

$$Hl = NI, \quad (2.3)$$

onde  $l$  representa o comprimento médio da bobina.

O campo magnético aplicado cria um fluxo magnético  $\vec{B}$  de densidade proporcional à permeabilidade  $\mu$  do material magnético do elemento indutivo e à intensidade do campo  $\vec{H}$ , de tal forma que:

$$B = \mu H = \frac{\mu NI}{l} \quad (2.4)$$

O fluxo no material magnético ( $\phi$ ) determina-se através de:

$$\phi = \int_s \vec{B} \cdot d\vec{s} = BA = \frac{\mu NIA}{l}, \quad (2.5)$$

onde  $A$  contempla a área de secção do material magnético.

A equação (2.5) pode ser reescrita como:

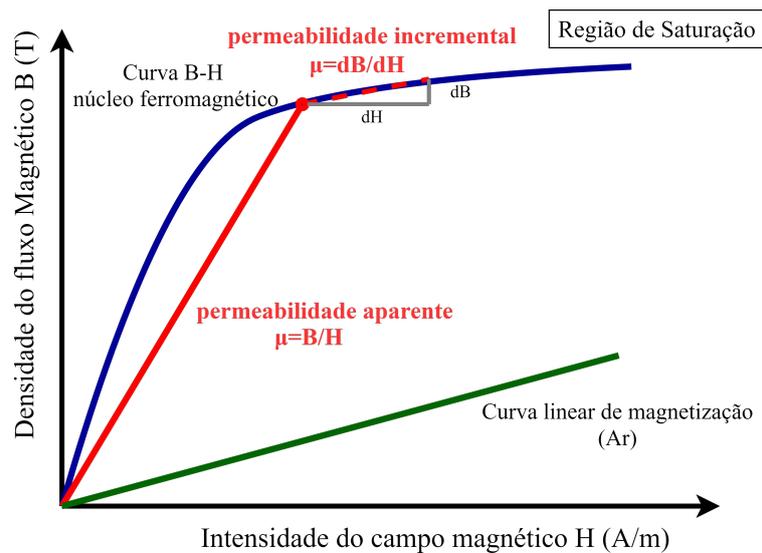
$$\phi = \frac{NI}{\frac{l}{\mu A}} = \frac{\mathcal{F}}{\frac{l}{\mu A}} \quad (2.6)$$

O termo em denominador presente na equação (2.6), representa a relutância ( $\mathcal{R}$ ) de um circuito magnético, e pode ser visto como um conceito análogo à resistência de um condutor elétrico.

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (2.7)$$

Atendendo à equação (2.7), quanto maior for a permeabilidade de um material magnético, menor a sua relutância.

A relação entre o intensidade de campo magnético e a densidade de campo, formalizada na equação (2.4), é geralmente representada através de uma curva de magnetização, semelhante representada na Fig. 2.8, e que ilustra as características de magnetização próprias de um material ferromagnético.



**Figura 2.8:** Curva de magnetização característica de um material ferromagnético.

Sendo uma bobina um material ferromagnético, a sua permeabilidade varia em função da sua densidade de fluxo magnético. Essa variação cria uma força eletromotriz induzida ( $e$ ) de acordo com a lei de *Faraday*:

$$e = N \frac{d\phi}{dt} \quad (2.8)$$

Como resultado, a indutância de uma bobina é definida como a razão da variação de fluxo e de corrente, ilustrada na seguinte equação:

$$L = N \frac{d\phi}{di} \quad (2.9)$$

A indutância é, geralmente, simbolizada por  $L$  e é definida pela unidade do sistema internacional em Henry (H).

Por intermédio das equações (2.8) e (2.9) é possível obter a tensão induzida numa bobina através de:

$$e = N \frac{d\phi}{di} \frac{di}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad (2.10)$$

Por fim, com a equação (2.6) e (2.10), a indutância de uma bobina pode ser calculada:

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (2.11)$$

Fica evidente com a equação (2.11) que a indutância de uma bobina depende das suas dimensões físicas e da permeabilidade atual do seu núcleo magnético. Através da Fig. 2.8 é possível verificar que os materiais ferromagnéticos estão sujeitos a fenómenos de saturação magnética, da qual resulta uma diminuição de permeabilidade com o aumento da corrente de funcionamento. Consequentemente, a diminuição de permeabilidade magnética gera um aumento de relutância do núcleo magnético que provoca decaimento significativo no valor de indutância.

Como tal, contribuições das indutâncias naturais da rede, as características de fabricação do indutor, temperatura e ponto de operação dos conversores de potência são fatores que tornam o valor real de indutância diferente do valor nominal [20]. Esta evidência, muitas vezes, não é contemplada nos sistemas de controlo de conversores de potência, o que poderá levar a uma redução de performance do sistema [21, 22].

### 2.2.2.1 Métodos de detecção de falhas em elementos indutivos

Na literatura é possível encontrar metodologias de avaliação do grau da degradação da indutância da rede e em filtros passivos em implementações *offline* e *online*. Para o estudo, métodos *online* são privilegiados em relação aos *offline*, uma vez que não implicam a utilização de hardware adicional nem a interrupção de funcionamento do sistema UPS para o diagnóstico.

Dentro das propostas de estimação em tempo real, existem métodos que recorrem a algoritmos recursivos de mínimos quadrados [23], aplicados ao modelo de controlo preditivo, onde são utilizadas grandezas conhecidas, como tensão e corrente, para identificar parâmetros através de modelos matemáticos. Os parâmetros desconhecidos são obtidos através da minimização do erro quadrático entre a observação dos parâmetros de entrada e saída e a estimação realizada. Embora sejam demonstrados bons resultados na estimação em regime permanente, o método requer uma elevada complexidade computacional que acresce com o aumento de parâmetros a estimar, e não considera possíveis perturbações na rede.

Em [24] é apresentado um algoritmo de estimação baseado no filtro de Kalman estendido (EKF) capaz de estimar parâmetros de filtragem e indutâncias da rede, aplicado a um retificador ativo com controlo FS-MPC. O filtro de Kalman estendido é um filtro recursivo que permite a estimação de variáveis de estado de um sistema não linear através da minimização da estimação da variância do erro e matrizes de covariância sendo imune a perturbações, concretamente ruídos de sistema e medição. Contudo, a garantia de convergência de parâmetros requer um modelo do sistema preciso e uma elevada capacidade computacional para o processamento das leituras com ruído [25].

Outra metodologia popular adoptada em conversores trifásicos conectados à rede, refere um modelo de sistema adaptativo de referência (MRAS) [26] que faz o ajuste dos parâmetros estimados de acordo com as respostas do sistema. Num MRAS, é criado um modelo matemático ajustável ao passo que o sistema físico é considerado o modelo de referência. Após a aplicação de um sinal de excitação a ambos os modelos, o erro medido entre as suas saídas é realimentado ao modelo matemático após ser minimizado por uma função adaptativa. Quando o erro é reduzido ao mínimo, os parâmetros de ajuste são próximos do valor real dos parâmetros. O desafio da implementação passa por uma correta modelização do modelo adaptativo do erro que reajusta o modelo matemático.

O desenvolvimento de métodos que utilizam redes neurais artificiais (ANN) têm ganho vantagem relativamente aos métodos como MRAS e filtros Kalman, devido ao facto de exigirem menor poder de computação e oferecerem rápidos tempos de convergência à estimação de parâmetros [25]. Uma rede neuronal artificial define-se como um modelo computacional baseado na estrutura e funções de uma rede neuronal biológica. A informação do sinal que flui através da rede neuronal molda o comportamento da própria rede com base nos sinais de entrada e saída. O método de neurónios lineares adaptativos (ADALINE) é uma arquitectura de rede neuronal utilizada em aplicações de potência, como por

exemplo na estimação de harmónicos de corrente, extração de componentes de tensão e corrente em redes desequilibradas, deteção de distúrbios da qualidade de energia, identificação de parâmetros de controlo em máquinas elétricas, etc. O estimador ADALINE é equivalente a uma rede neuronal de camada simples composta por um vetor de entrada  $X_k = [X_{1k} \dots X_{nk}]$ , uma matriz de pesos  $W_k = [W_{0k}, W_{1k} \dots W_{nk}]^T$ , e uma função de adaptação  $f(k)$ . O vetor  $W_k$  de pesos corresponde às forças sinápticas do neurónio, enquanto que o sinal  $X_k$  corresponde ao estímulo de entrada. A função de adaptação é uma função linear  $f(k) = v$  e especifica o comportamento do mecanismo neuronal. Consequentemente, o estimador produz uma saída  $Y_k = X_k W_k$  dependente da excitação do sinal de entrada. O vetor de pesos  $W_k$  é continuamente atualizado em cada período de amostragem durante o processo de aprendizagem da rede até se converterem nos valores ótimos de estimação. Os processos de treino mais utilizados recorrem a métodos de mínimos quadrados na lei de adaptação com um valor inicial do vetor de pesos arbitrário [27].

Em [21, 28, 29] é utilizado o estimador ADALINE para identificação dos parâmetros de filtros AC em fontes de tensão trifásicas com controlo VOC. O estimador é capaz de identificar com precisão os valores dos parâmetros de resistência e indutância, assim como identificar variações dos mesmos em regime permanente. A maior vantagem da sua utilização passa por uma baixa exigência a nível de processamento computacional, pela capacidade dinâmica de convergência e pela sua aplicabilidade independente do tipo de controlo e modelo de sistema. Como inconvenientes, o método requer uma regulação da taxa de aprendizagem adaptativa da rede, isto é, uma relação de equilíbrio entre a excitação dos sinais de entrada e a velocidade de minimização do erro por parte da função de adaptação, de modo a garantir a estabilidade de estimação. A precisão dos resultados também é influenciada pelo período de amostragem dos sinais de entrada do estimador.

A método Adaline foi o método escolhido para a monitorização da degradação dos elementos indutivos presentes no sistema UPS, devido à sua simplicidade, aplicabilidade nos diversos elementos individuais de filtragem, e pelo facto das suas condicionantes não constituírem um problema à sua implementação, uma vez que a regulação da taxa de aprendizagem pode ser feita online e a taxa de amostragem do sistema UPS possibilita uma elevada precisão de estimação.

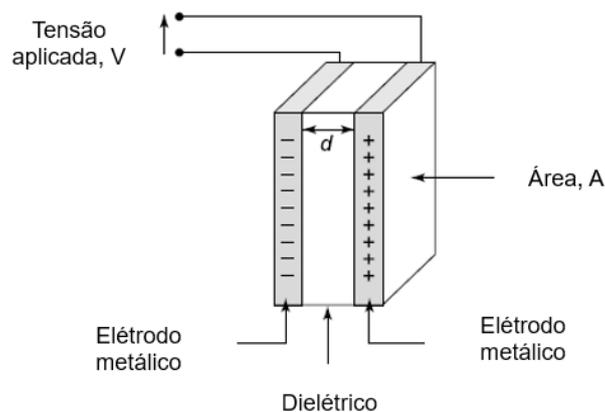
### 2.2.3 Ocorrência de falhas em elementos capacitivos

Como verificado em [15], os condensadores são os componentes mais críticos em sistemas eletrônicos de potência. Nas últimas duas décadas, muitos esforços de investigação têm sido realizados para aumentar a performance da monitorização da condição de condensadores, com vista a estimar o seu tempo de vida.

Em sistemas de conversão de potência são utilizados condensadores simples ou banco de condensadores. Para sistemas com banco de condensadores, a ocorrência de uma falha ou a proximidade do tempo de fim de vida num elemento, leva à substituição de todo o banco devido ao acréscimo de degradação provocado pela sobrecarga de tensão suportada pelos restantes.

Como princípios básicos de funcionamento, o condensador armazena energia quando uma tensão constante lhe é aplicada. Após a aplicação da tensão externa, o condensador mantém a tensão de carregamento, fator que muitas vezes o torna um componente perigoso de manusear. Além disso, funciona como circuito aberto para a corrente DC em regime permanente e providencia um caminho de baixa impedância para a corrente AC em conversores de potência.

A constituição típica de um condensador está representada na Fig. 2.9 e é composta por dois placas condutoras, geralmente designadas por armaduras, separadas por um material dielétrico (óxido de alumínio, óxido de tântalo, titanato de Bário, polipropileno e poliéster...) [30].



**Figura 2.9:** Constituição de um condensador.

Um condensador ideal possui um valor de capacidade constante, definida como a razão de carga ( $Q$ ) em cada condutor e a tensão ( $V$ ) entre ambos. Como não são consideradas nenhuma das propriedades resistivas ou indutivas, não existe dissipação de potência.

No contexto real, o condensador consome uma pequena quantidade de potência sempre que a corrente flui através dele devido a perdas ôhmicas. Além do mais, existem perdas dielétricas que são reduzidas a baixas frequências, mas que podem ter um valor significativo a frequências elevadas, dependendo do tipo de condensador [31].

Sendo assim, a equação (2.12) define a capacidade que um condensador ( $C$ ) tem para armazenar carga elétrica:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.12)$$

A unidade de medida utilizada no sistema internacional (SI) para capacidade é o *Farad* ( $F$ ).

Assumindo que a área de superfície das armaduras ( $A$ ) é muito superior à distância entre as placas condutoras ( $d$ ), a intensidade de campo magnético é constante e dependente da densidade de cargas no dielétrico ( $\rho$ ) e da permitividade ( $\epsilon_d$ ) intrínseca do mesmo para armazenar cargas elétricas. Posto isto, a tensão pode ser representada como o integral de linha do campo elétrico entre as placas condutoras:

$$V = \int_0^d E dz = \int_0^d \frac{\rho}{\epsilon_d} dz = \frac{\rho d}{\epsilon_d} = \frac{Qd}{\epsilon_d A} \quad (2.13)$$

Tendo em consideração as equações (2.12) e (2.13), a capacidade pode ser deduzida em:

$$C = \frac{\epsilon_d A}{d} \quad (2.14)$$

Portanto, o valor de capacidade aumenta com o aumento da área das armaduras e diminui com a distância entre as mesmas. A capacidade de um condensador é também superior em materiais cuja permitividade do dielétrico seja elevada.

A corrente ( $I$ ), em amperes, flui através do condensador e está dependente da variação de tensão nos seus terminais ou fenómenos de sobrecarga:

$$I = C \frac{dV}{dt} \quad (2.15)$$

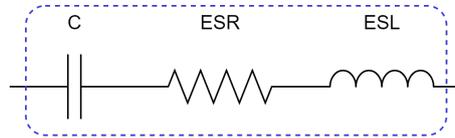
Se a tensão aplicada no condensador for constante, a corrente que flui através dele será nula. De outro modo, perante a aplicação de uma tensão alternada sinusoidal ideal, a corrente no condensador resulta:

$$I = wCV \quad (2.16)$$

onde  $w = 2\pi f$  define a frequência angular de rotação da tensão aplicada. Da equação (2.16) é possível concluir que a corrente que flui no condensador é diretamente proporcional à frequência da tensão aos seus terminais.

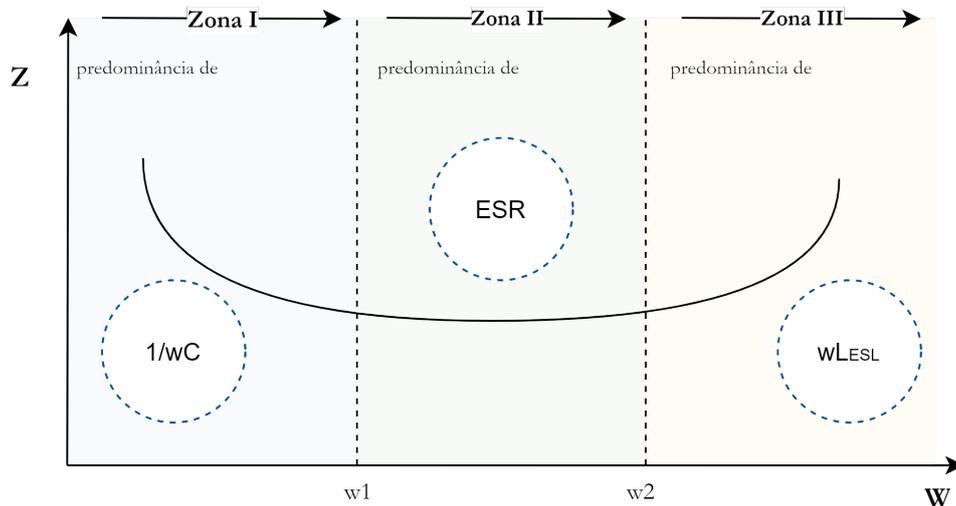
Dentro das numerosas categorias existentes, os condensadores eletrolíticos são os mais populares em conversores de potência devido à sua elevada capacidade por volume e baixo custo.

Um condensador real pode ser modelado como sendo um condensador ideal, uma resistência em série (ESR) e uma indutância série ideal (ESL), como representado na Fig. 2.10 [32].



**Figura 2.10:** Modelo equivalente simplificado do condensador eletrolítico.

É de notar também que a impedância do condensador por ser distingida por três regiões de frequência distintas, representadas na Fig. 2.11, dominadas por capacidade, resistência série equivalente e indutância série equivalente do condensador, respectivamente. A existência da resistência série e indutância série garantem um valor de impedância qualquer que seja a gama de frequência de tensão aplicada [32].



**Figura 2.11:** Impedância característica do condensador eletrolítico.

O modelo equivalente da Fig. 2.10, pode ser simplificado, tendo em conta o conceito de frequência de ressonância, que pode ser calculada pela igualdade dos elementos reativos:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} = X_l = 2\pi fL \quad (2.17)$$

de tal modo de que a frequência de ressonância  $F_r$  do condensador é equivalente a:

$$F_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.18)$$

Por norma, os sistemas UPS funcionam a uma banda de frequência muito inferior à frequência de ressonância  $F_r$ , e como tal o valor de ESL pode ser desconsiderado. Em contrapartida, os parâmetros de capacidade ( $C$ ) e ESR têm as suas bandas de frequência dentro da gama de funcionamento típico destes sistemas, e por isso a sua estimacão é muito importante para a construção de sistemas de monitorização da degradação e predicão em tempo real de falhas.

O tempo de vida dos condensadores pode ser condicionado por diversos fatores [33], dos quais: temperatura ambiente, *ripple* da corrente, tensão aplicada, polaridade do condensador, vibrações, tempo de utilização, defeitos na produção, etc. Na Fig. 2.12 estão representadas as principais causas de falhas em condensadores eletrolíticos [34].

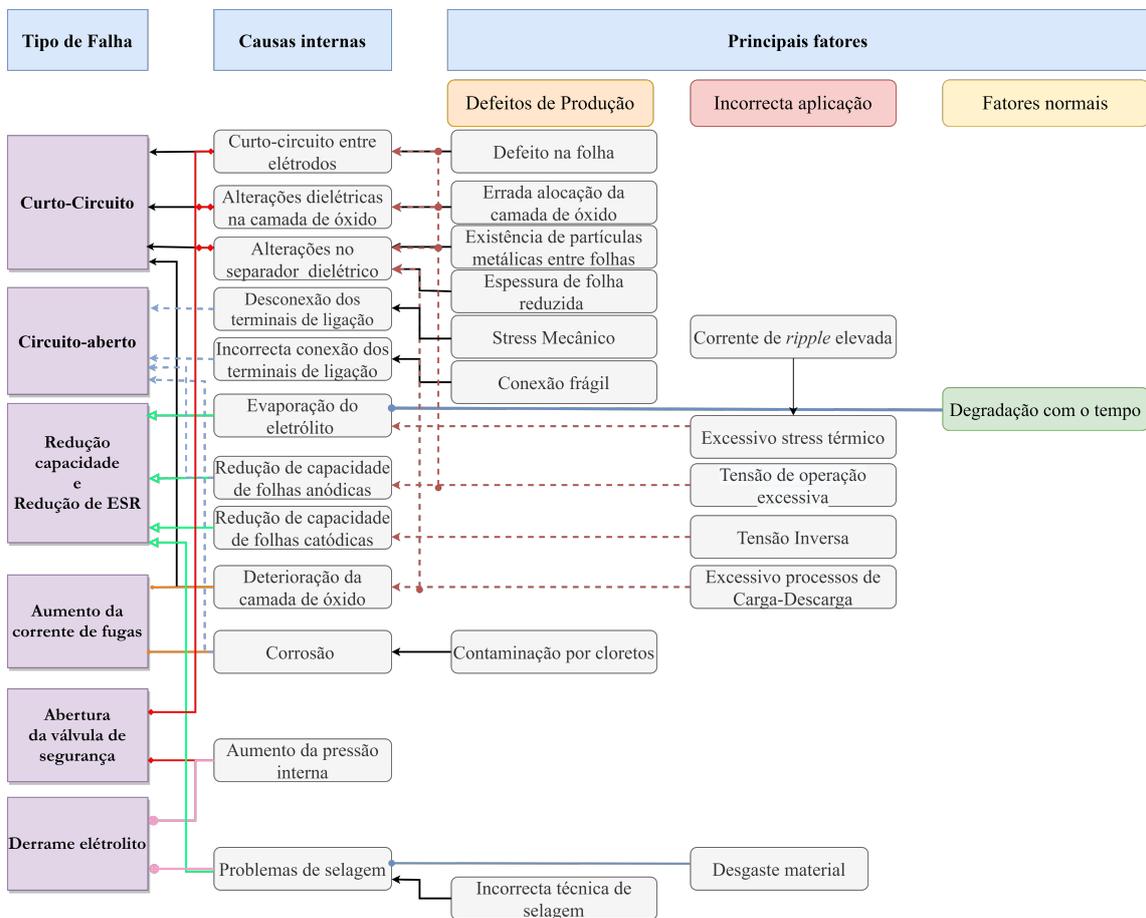
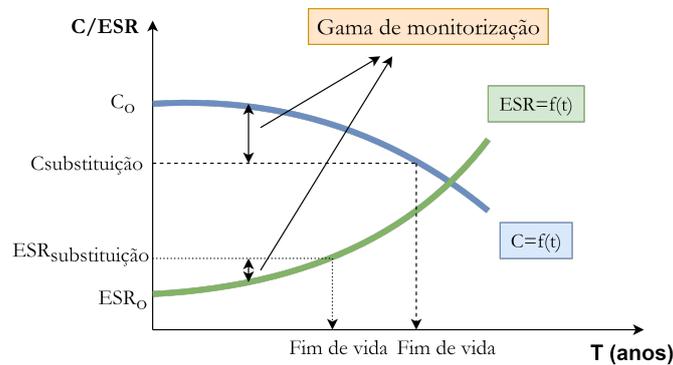


Figura 2.12: Principais causas de falhas em condensadores eletrolíticos.

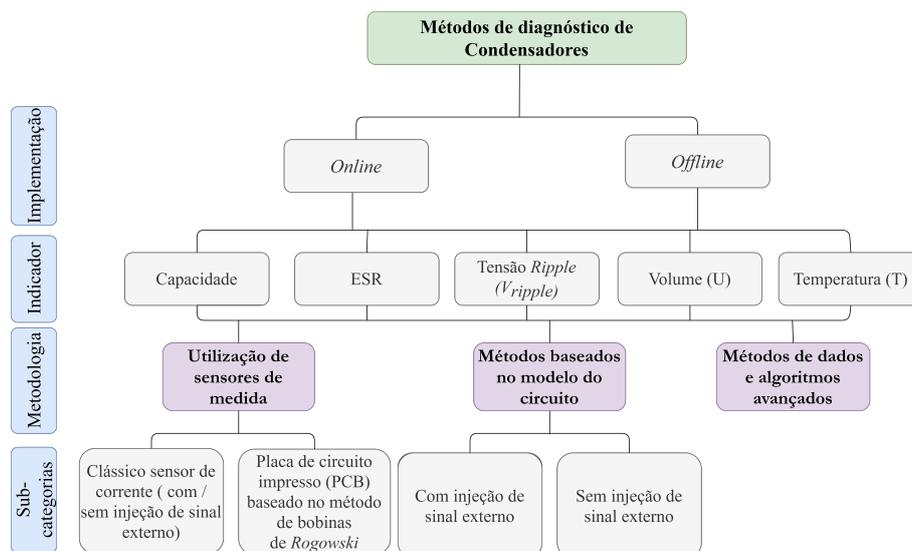
### 2.2.3.1 Métodos de deteção de falhas em elementos capacitivos

A maioria dos métodos de deteção de falhas em condensadores presentes em sistemas de conversão, são baseados na estimação da capacidade  $C$  e da resistência série equivalente  $ESR$ . Estes são considerados importantes indicadores de degradação do elemento e a sua monitorização permite identificar o fim do tempo de vida útil do elemento. Critérios amplamente aceites reportam que o tempo de fim de vida do elemento capacitivo é alcançado quando ocorre uma redução de 20% no valor de capacidade  $C$  ou o valor de ESR alcança o dobro do inicial. A Fig. 2.13 ilustra a tendência de evolução dos parâmetros enunciados e a delimitação da degradação considerada aceitável para o contínuo bom funcionamento do sistema de conversão.



**Figura 2.13:** Curvas de indicadores  $C/ESR$  de condensadores em sistemas elétricos de conversão.

Da mesma forma como ocorre nos métodos de estimação em elementos indutivos, a monitorização dos condensadores pode ser realizada em modo *online* ou *offline*. O tipo de indicadores utilizados e as metodologias de estimação são reportados na literatura [32] e estão representados na Fig. 2.14.



**Figura 2.14:** Classificação de métodos de diagnóstico de falhas em condensadores.

Os métodos de monitorização de condensadores podem ser classificados segundo três metodologias [32]:

1. **Métodos baseados na medição de *ripple* da corrente:** As implementações que recorrem a esta metodologia têm como base a obtenção da capacidade e/ou ESR através da medição da tensão no condensador e *ripple* da corrente. Usualmente, as informações referentes à tensão do condensador são conhecidas, pois são necessárias para o controlo dos conversores de potência. Por outro lado, o *ripple* de corrente é medido com recurso a um sensor de corrente adicional. Na medição de corrente no condensador, por norma, são utilizados sensores clássicos de corrente (ex: resistências, sensores de hall) e placas de circuito impresso (PCB) baseadas nas bobinas de Rogowski. As placas são fixadas nos terminais do condensador e permitem a medição de tensões e correntes no componente.

(a) Clássico sensor de corrente

- i. Sem injeção de sinal externo: O valor de *ripple* de corrente é obtido diretamente a partir de um sensor de corrente. Em [35, 36] os valores de ESR são calculados segundo a informação da tensão do condensador e *ripple* de corrente a baixas e intermédias frequências de comutação, respetivamente. No entanto, os erros de estimação, na generalidade de aplicações são relativamente elevados, na ordem dos 10%, caso não sejam consideradas soluções de filtragem.
- ii. Com injeção de sinal externo: Uma outra metodologia amplamente utilizada passa pela injeção de um sinal de corrente ou tensão a uma frequência conhecida no condensador a monitorizar. Muitos dos algoritmos utilizam métodos como a transformada de Laplace, transformada discreta de Fourier, Newton-Raphson e métodos de mínimos quadrados que calculam a relação entre uma onda de tensão gerada e o onda de tensão aos terminais do condensador. São obtidos os valores de capacidade e ESR, embora a sua aplicação seja feita em implementações *offline*, em alternativa ao uso do clássico *LCR meter*.

- (b) PBC baseado em bobinas de Rogowski: O conceito de sensor de corrente de Rogowski é reportado em [37], onde as tensões e correntes alternadas do condensador são medidas através de uma placa de circuito impresso (PBC) fixada aos seus terminais. A vantagem que sucede da sua utilização passa por evitar o uso intensivo de filtros, uma vez que determinada frequência de comutação, com cálculo de potência ativa total consumida pelo condensador é possível estimar o valor de ESR.

**2. Métodos baseados no modelo do circuito:** A metodologia adoptada refere a obtenção dos indicadores de diagnóstico sem a utilização de sensores de corrente em série com condensadores.

(a) Sem injeção de sinal externo:

O valor de corrente  $I_c$  no condensador é obtido indirectamente baseado nos princípios de operação dos conversores. A monitorização *online* do valor de capacidade é possível apenas recorrendo a leituras de grandezas requeridas pelo controlo do sistema, como exemplificado em [38], numa aplicação com um conversor trifásico com modulação de largura de pulso (PWM). A comutação por parte dos semicondutores provoca o aparecimento de *ripple* nas tensões e correntes no condensador. O valor de  $I_c$  resulta na diferença entre a corrente rectificadora e a valor da corrente que flui para o inversor que está dependente dos seus estágios de comutação. A capacidade é calculada através da corrente  $I_c$  e tensão aos terminais do condensador  $V_c$ :

$$I_c = C \frac{dV_c}{dt} \quad (2.19)$$

$$C = \frac{\int I_c dt}{dV_c} \quad (2.20)$$

É de especial interesse perceber que o *ripple* de tensão é tipicamente inferior a 1% do valor da tensão DC rectificadora. Como tal, a eficiência do sistema de monitorização está fortemente dependente da precisão dos sensores, adequada utilização de terras e adequada blindagem magnética para minimização do ruído. Além disso, os diferentes estados de comutação mudam a uma taxa de frequência da onda portadora comandada pelo PWM. Sendo o ripple de tensão uma onda triangular, os sensores devem ter uma largura de banda elevada para obter todos os harmónicos a uma taxa de amostragem elevada. Por fim, de modo a garantir a eficácia da estimação, o sistema também deve levar em consideração o tempo morto entre comutações, pois as correntes serão diferentes durante esse período.

Outro conceito que monitoriza as condições do condensador de barramento DC baseado no modelo do sistema é contemplado em [39]. O método de estimação obtém os valores de capacidade  $C$  e de ESR com base num conversor AC/DC/AC aplicado a um motor de indução. O conceito de estimação passa por uma simplificação do modelo trifásico através dos impulsos iniciais aplicados aos semicondutores do inversor. Apesar de ser uma solução de custo reduzido e que não requerer *hardware* adicional, o modelo simplificado implica apenas a utilização dos enrolamentos estatóricos correspondentes a duas fases, e como tal, a estimação tem que ocorrer com o motor parado.

(b) Com injeção de sinal externo:

Em alternativa, métodos de estimação aplicados ao modelo de circuito são propostos em [40, 41], utilizam a injeção de sinais externos de corrente para estimar o valor de capacidade e ESR, respectivamente. A corrente AC é injetada a uma determinada frequência do lado AC/DC do conversor PWM e flui através do condensador. Consequentemente, há a indução de uma tensão de *ripple* com a mesma frequência da corrente de excitação. A corrente AC e tensão resultante são utilizadas no cálculo de capacidade C e ESR através de métodos recursivos de mínimos quadrados (RLS). Na generalidade dos casos, sendo a magnitude de corrente no condensador reduzida, o sinal de excitação deverá apresentar uma frequência baixa de modo a que a magnitude do *ripple* de tensão seja significativa e permita a estimação dos parâmetros.

3. **Métodos de dados e algoritmos avançados:** Nas últimas décadas têm surgido soluções atrativas para aplicações industriais baseados em métodos de *Software*, com nenhuma ou reduzidas necessidades de *Hardware* adicional. Neste capítulo, os conversores electrónicos de potência podem ser representados como caixas-negras onde apenas a informação de correntes e tensões de entrada e saída são requeridas. Salvo algumas excepções, onde algumas informações internas dos conversores são conhecidas, as propriedades internas dos sistemas são desconhecidas. A relação entre os parâmetros disponíveis (geralmente tensões e correntes correspondentes à entrada e saída do conversor e tensão do barramento DC) e os parâmetros de estimação são obtidos através de processos de treino de dados adquiridos. Um dos exemplos práticos desta metodologia, é referido em [42] e tem por base o uso de redes neuronais artificiais (ANN) aplicadas a conversor AC-AC para monitorização do condensador presente no barramento DC. A maior motivação para a utilização de ANN para a estimação de capacidade, passa pela exclusiva utilização de informação de grandezas de controlo e nível de potência do conversor. O custo de aplicação é reduzido pela diminuição da exigência de *Hardware* adicional, compensado pelas soluções encontradas ao nível de *Software*. Nenhuma injeção externa de sinal é necessária.

A estrutura básica de qualquer rede neuronal consiste numa estrutura de três camadas, sendo uma de entrada, uma camada oculta e uma camada de saída. Atendendo às necessidades de monitorização e adaptação dos parâmetros em tempo real, o princípio de implementação de uma rede neuronal de camada simples Adaline, presente em [21], pode ser convenientemente reformulado de forma a estimar o valor de capacidade dos condensadores, indo ao encontro dos objetivos propostos na estimação da degradação dos elementos de filtragem no barramento DC e filtro LC.

# 3

## Trabalho desenvolvido e métodos de diagnóstico implementados

Neste capítulo é apresentada a estrutura do sistema UPS com funcionamento em paralelo que servirá de base de trabalho para a elaboração desta dissertação, bem como as propostas de implementação dos métodos de estimação de parâmetros de indutância e capacidade, presentes em filtros passivos e barramento DC.

### 3.1 Proposta de trabalho

A metodologia de implementação vai ter como base de trabalho um modelo de simulação de duas unidades UPS com funcionamento em paralelo [1]. Na Fig. 3.1 está representada a topologia de cada UPS [43] que consiste em dois conversores NPC de três-níveis com uma configuração *back-to-back*. Cada fase é representada por  $X \in \{R, S, T\}$  do lado da rede e  $X \in \{A, B, C\}$  do lado da carga. Cada braço do conversor é composto por 4 IGBT's e diodos em anti-paralelo ligados ao ponto médio M do barramento DC. Em cada fase existem 3 estados de comutação distintos  $S_x \in \{1, 0, -1\}$  que dão origem a 3 diferentes tensões de pólo  $V_{XM} \in \{V_{C1}, 0, -V_{C2}\}$ . A tensão de pólo corresponde à tensão entre os terminais AC da fase x e o ponto médio M do barramento DC.

O modelo discreto de controlo FS-MPC é utilizado de forma a prever o comportamento do sistema para todos os estados de comutação admissíveis dentro do horizonte de previsão. O estado de comutação seguinte, correspondente ao vetor de tensão que irá minimizar os critérios das funções custo, é selecionado a cada período de amostragem. Contudo, a eficácia da previsão do comportamento futuro do sistema estará dependente da precisão dos parâmetros utilizados pelo controlador.

O foco da implementação passa pela monitorização online de alterações nos elementos de filtragem do lado da rede e do lado da carga (filtro L e LC, respectivamente) e condensadores do barramento DC no sistema UPS. O modelo de simulação não leva em conta a utilização do banco de baterias nem do conversor DC-DC uma vez que se considera o sistema UPS nas condições normais de funcionamento. No entanto, aplicabilidade dos métodos de estimação estende-se aos elementos de filtragem DC-DC.

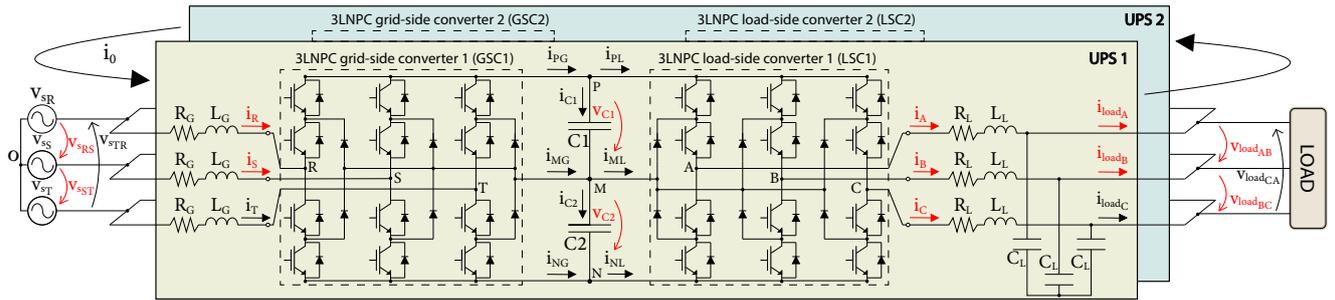


Figura 3.1: Representação das unidades UPS em paralelo.

### 3.2 Análise do impacto de performance causado pela variação de indutância e capacidade no Sistema UPS

Com o intuito de verificar de que forma a inadaquação dos parâmetros de indutância influenciam a performance de controlo no modelo UPS, foram provocadas variações dos valores de indutância no núcleo trifásico de bobinas, tanto no filtro de entrada do lado da rede, como do lado da carga. As variações provocadas foram simétricas, ou seja, a variação de indutância imposta aos núcleos trifásicos foram iguais em ambas as unidades, de forma a simular uma degradação expectável e aproximadamente equivalente em todos os elementos indutivos. O impacto na performance devido à variação de indutância é analisado segundo os parâmetros de fator de potência na rede de alimentação do sistema UPS, medição do nível de distorção da tensão (THDv), valor eficaz de tensão de linha do lado da carga (parâmetro de controlo) e análise da corrente de circulação entre as unidades UPS. Com o objectivo de simular a degradação real e/ou eventuais fenómenos de saturação dos elementos indutivos foi realizada uma avaliação através da diminuição progressiva do valor de indutância, com variação de 10% relativamente ao valor nominal.

Da mesma forma e segundo os mesmos critérios de avaliação, foi realizada a análise de impacto na performance da variação de capacidade dos condensadores presentes no barramento DC e filtro LC. Foram provocadas reduções simétricas progressivas de 10% do valor de capacidade relativamente ao valor nominal, nos condensadores do barramento DC e filtros LC de ambas as unidades UPS. Os resultados da análise estão apresentados na secção 4.1.1.

### 3.3 Método de estimação de resistência e indutância no Sistema UPS

Esta secção ilustra o funcionamento e a aplicabilidade do estimador Adaline. O estimador permite a identificação de parâmetros de resistência e indutância de filtros indutivos, presentes em diversas aplicações de potência, com diferentes tipos de controlo, como o caso do controlo preditivo. A explicação do método de diagnóstico foi circunscrita à bo-

bina do lado da rede, de modo a evitar repetição, uma vez que o procedimento pode ser igualmente estendido para a estimação da indutância do lado da carga. A estimação dos parâmetros de resistência e indutância é realizada individualmente por cada fase.

Considerando o filtro de entrada, este pode ser modelado segundo as coordenadas  $abc$  da seguinte forma:

$$L_G \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_G & 0 & 0 \\ 0 & -R_G & 0 \\ 0 & 0 & -R_G \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_R \\ i_S \\ i_T \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_R - V_R \\ e_S - V_S \\ e_T - V_T \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Onde  $e_X$  representa as tensões da rede,  $V_X$  as tensões à entrada do retificador e  $i_X$  as correntes de entrada do conversor, com  $(X = R, S, T)$  correspondentes a cada fase. As constantes  $R_G$  e  $L_G$ , são representativas dos valores de resistência e indutância da rede entre o ponto de alimentação do conversor e a entrada do retificador, respectivamente. A equação 3.1 pode ser reescrita segundo uma fase arbitrária  $X$  de tal modo de que:

$$e_X - V_X = R_G i_X + L_G \frac{di_X}{dt} \quad (3.2)$$

Através do método discretização de Euler a equação (3.2) pode ser expressa como:

$$i_X[k] = \mathbf{A} \cdot i_X[k-1] + \mathbf{B} \cdot [e_X[k-1] - V_X[k-1]] \quad (3.3)$$

Os coeficientes A e B são equivalentes a:

$$\begin{cases} A = 1 - \frac{T_s R_G}{L_G} \\ B = \frac{T_s}{L_G} \end{cases} \quad (3.4)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem. Os valores de  $R_G$  e  $L_G$  podem ser alcançados através do rearranjo da equação (3.4):

$$\begin{cases} R_G = \frac{1-A}{B} \\ L_G = \frac{T_s}{B} \end{cases} \quad (3.5)$$

Com o método Adaline são criadas duas variáveis adaptativas, denominados pesos  $W_1$  e  $W_2$ , onde conjuntamente com sinais de  $i_X[k-1]$  e  $(e_X[k-1] - V_X[k-1])$  é possível a estimação online dos coeficientes A e B presentes na equação (3.3). A estimação passa pela computação da corrente  $i_{X-est}[k]$  :

$$i_{X-est}[k] = W \cdot X[k-1] \quad (3.6)$$

onde  $X_X[k-1] = [i_X[k-1] \ (e_X[k-1] - V_X[k-1])]^T$  corresponde o vetor de entrada e  $W = [W_1 \ W_2]$  ao vetor de pesos do método Adaline. Se o valor de  $i_{X-est}[k]$  for correctamente

estimado, ou seja  $i_{X-est}[k]$  seja muito próximo de  $i_X[k]$ , então verifica-se:

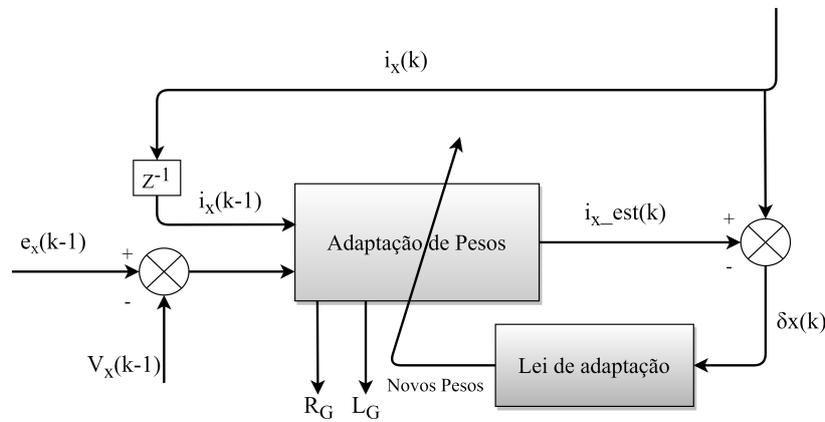
$$W = [A \ B] \quad (3.7)$$

Deste modo a equação (3.5) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{cases} \hat{R}_G = \frac{1-W_1}{W_2} \\ \hat{L}_G = \frac{T_s}{W_2} \end{cases} \quad (3.8)$$

onde ( $\hat{\ } \wedge$ ) indica o valor estimado.

A Fig.3.2 ilustra o algoritmo de estimação do método Adaline para a obtenção dos valores de resistência e indutância.



**Figura 3.2:** Algoritmo Adaline para estimação de resistência e indutância de uma bobina.

Do ponto de vista de funcionamento, o estimador Adaline considera o erro  $\delta_X[k]$  como sendo a diferença entre a corrente atual  $i_X[k]$  e a corrente estimada  $i_{X-est}[k]$ , através da equação (3.6). O erro  $\delta_X[k]$  existe devido à variação valores reais de resistência e indutância e o valor dos pesos atuais. Neste caso, é necessária uma função de adaptação que minimize a variação do erro, e conseqüentemente, atualize os valores dos pesos do vetor  $W[k]$ . Para tal, é utilizado um método de mínimos quadrados (LMS) que recorre à função de *Lyapunov*. O valor dos pesos é recursivamente ajustado através da função de adaptação:

$$W[k+1] = W[k] + \frac{\eta \cdot \delta_X[k] \cdot X_R[k-1]}{\varepsilon + X_X^T[k-1] \cdot X_X[k-1]} \quad (3.9)$$

O valor de  $\eta$  define o parâmetro de taxa de aprendizagem, ao qual a função de adaptação ajusta os valores do vetor  $W(k)$ . O parâmetro  $\varepsilon$  é um valor pequeno e positivo que tem a função de evitar a divisão por zero caso  $X_X^T[k-1] \cdot X_X[k-1] = 0$ .

### 3.3.1 Estimação de resistência e indutância do filtro lado da rede

Atendendo à Fig. 3.1, o valor da tensão na bobina pode ser estimada através do cálculo da tensão em modo comum (CMV), correspondente à tensão medida entre o ponto neutro da rede O e o ponto médio do barramento DC. O valor da tensão em modo comum, designado por  $V_{OM}$ , pode ser calculado através de:

$$V_{OM} = R_G i_0 + L_G \frac{di_0}{dt} + \frac{V_{RM} + V_{SM} + V_{TM}}{3} \quad (3.10)$$

onde  $i_0$  designa a corrente de circulação entre unidades UPS. Como tal, a tensão na bobina pode ser estimada da seguinte forma:

$$V_{s_X} - V_{X_M} + V_{OM} = L_G \frac{di_{gX}}{dt} + R_G i_{gX} \quad (3.11)$$

onde  $V_{s_X}$  é a tensão de fase calculada através das tensões medidas fase-fase e  $i_{gX}$  a corrente de fase  $X \in \{R, S, T\}$ . Posto isto, através do método de discretização de Euler a equação 3.11 pode ser expressa da seguinte forma:

$$i_{gX}[k] = \mathbf{A} \cdot i_{gX}[k-1] + \mathbf{B} \cdot (V_{s_X} - V_{X_M} + V_{OM})[k-1] \quad (3.12)$$

onde os coeficientes A e B, à semelhança da equação 3.4, são dados por:

$$\begin{cases} A = 1 - \frac{T_s R_G}{L_G} \\ B = \frac{T_s}{L_G} \end{cases} \quad (3.13)$$

Para a implementação do método Adaline, a corrente da bobina  $i_{gX}(k)$  pode ser estimada através da determinação dos coeficientes A e B, obtidos recursivamente através de um vetor de pesos  $W = [W_1 \ W_2]$ .

O vetor  $X_X[k-1] = [i_{gX}(k-1) \ (V_{s_X} - V_{X_M} + V_{OM}[k-1])]^T$  constitui a entrada do neurónio. Sendo assim, a corrente estimada  $\hat{i}_{gX}$  é dada por:

$$\hat{i}_{gX}[k] = W_1 \cdot i_{gX}[k-1] + W_2 \cdot (V_{s_X} - V_{X_M} + V_{OM})[k-1] \quad (3.14)$$

Os pesos  $W_1$  e  $W_2$  são recursivamente adaptados através da função de adaptação 3.9. Se o valor  $\hat{i}_{gX}[k]$  for correctamente estimado, isto é, caso  $\hat{i}_{gX}[k]$  seja muito próximo de  $i_{gX}[k]$ , verifica-se:

$$W = [A \ B] \quad (3.15)$$

Assim sendo, a equação 3.13 pode ser reescrita em função do valor de resistência  $R_G$  e indutância da rede  $L_G$  da seguinte forma:

$$\begin{cases} \hat{R}_G = \frac{1-W_1}{W_2} \\ \hat{L}_G = \frac{T_s}{W_2} \end{cases} \quad (3.16)$$

A minimização do erro da corrente estimada  $\hat{i}_{gX}(k)$  face ao valor da correntes real  $i_{gX}(k)$  garantem a convergência da estimação do valor real de resistência  $R_G$  e indutância da bobina  $L_G$ .

### 3.3.2 Estimação de resistência e indutância do filtro lado da carga

O valor de resistência  $R_L$  e indutância do filtro do lado da carga  $L_L$ , correspondente a uma fase  $X \in \{A, B, C\}$ , é obtido analogamente à resistência e indutância do filtro do lado da rede. Para tal, a tensão da bobina, que servirá de entrada ao neurónio adaptativo, pode ser estimada da seguinte forma:

$$V_{loadX} - V_{XM} + V_{O'M} = -R_L i_{lX} - L_L \frac{di_{lX}}{dt} \quad (3.17)$$

onde  $V_{loadX}$  representa a tensão de fase  $X \in \{A, B, C\}$  calculada através das tensões de linha. O termo  $V_{XM}$  e  $V_{O'M}$  são respectivamente as tensões de pólo e tensão em modo comum, onde o ponto O' corresponde a um neutro fictício na carga. Por fim,  $i_{lX}$  representa a corrente à saída do inversor.

A corrente estimada por fase  $\hat{i}_{lX}[k]$  do lado da carga pode ser obtida através de:

$$\hat{i}_{lX}[k] = \mathbf{A} \cdot i_{lX}[k-1] + \mathbf{B} \cdot (V_{loadX} - V_{XM} + V_{O'M})[k-1] \quad (3.18)$$

Sendo os coeficientes A e B dados por :

$$\begin{cases} A = 1 - \frac{T_s R_L}{L_L} \\ B = \frac{T_s}{L_L} \end{cases} \quad (3.19)$$

Tendo em conta a equação 3.19 a resistência  $R_L$  e indutância do lado da carga  $L_L$  são o resultado de:

$$\begin{cases} R_L = \frac{1-A}{B} \\ L_L = \frac{T_s}{B} \end{cases} \quad (3.20)$$

Pela abordagem do método Adaline, a corrente estimada pode ser obtida fazendo uso do cálculo recursivo dos pesos  $W_1$  e  $W_2$ , através da expressão:

$$\hat{i}_{lX}[k] = W_1 \cdot i_{lX}[k-1] + W_2 \cdot (V_{loadX} - V_{XM} + V_{O'M})[k-1] \quad (3.21)$$

onde

Tendo como garantia que o valor de  $\hat{i}_{lX}[k]$  é aproximadamente  $i_{lX}[k]$ , verifica-se:

$$W = [A \ B] \quad (3.22)$$

Isto permite aferir que os valores de resistência  $R_L$  e indutância da carga  $L_L$  podem ser

obtidos através da equação 3.20 por:

$$\begin{cases} \hat{R}_L = \frac{1-W_1}{W_2} \\ \hat{L}_L = \frac{T_s}{W_2} \end{cases} \quad (3.23)$$

Uma vez mais, a adaptação dos pesos  $W_1$  e  $W_2$  é realizada através da função de adaptação 3.9.

### 3.3.3 Análise de validação do estimador de indutância

Para a validação do estimador foram realizados quatro testes. O primeiro teste consistiu na verificação de estabilidade e exactidão do método proposto em regime permanente, com estimação de resistência e indutância num modelo de carga não-linear, através da medição directa das grandezas de tensão e corrente na bobina. Posto isto, os testes foram repetidos com a estimação da tensão na bobina, tanto do lado da rede, como do lado da carga, através cálculo da tensão de pólo das respectiva fase e tensão em modo comum, referida à rede e carga, respectivamente. Garantida a estimação eficaz da tensão aos terminais da bobina, é possível a estimação do parâmetro de indutância, sem a utilização de sensores adicionais.

O objetivo seguinte passou por verificar o comportamento dinâmico da estimação perante variações forçadas do valor de indutância, assim como a sua independência entre fases. Por fim, estudou-se a implicação da parametrização do parâmetro  $\eta$  (taxa de aprendizagem), presente na função de adaptação dos pesos, na convergência e resposta dinâmica do método.

## 3.4 Método de estimação de capacidade e resistência série equivalente no Sistema UPS

Analogamente, a aplicação do método Adaline pode ser estendido para a estimação do valor de capacidade e resistência série equivalente (ESR) nos condensadores presentes no barramento DC e filtro LC do lado da carga. Ambas as grandezas estimadas permitem a identificação da degradação dos elementos capacitivos presentes no sistema UPS. As grandezas de entrada do estimador resumem-se à tensão aplicada no condensador e corrente que o percorre.

### 3.4.1 Estimação capacidade e ESR dos condensadores no barramento DC

A tensão aos terminais de um condensador  $C_x$  ( $V_{C_x}$ ) arbitrário, com  $x \in \mathbb{N}$ , pode ser modelada através dos parâmetros de capacidade  $C$  e resistência série equivalente (ESR) através de:

$$V_{C_x} = V_{C_x^*} + V_{ESR} \quad (3.24)$$

onde  $V_{C_x^*}$  representa a queda de tensão referente à capacidade do condensador.

A equação 3.24 é equivalente a:

$$V_{C_x} = \left( \frac{1}{C_x} \int_0^t i_{C_x} dt \right) + ESR \cdot i_{C_x} \quad (3.25)$$

onde  $i_{C_x}$  corresponde à corrente que percorre o condensador  $C_x$ . Uma vez que não é requerida a utilização de sensores adicionais e tendo em conta que  $i_{C_x}$  não é uma grandeza equacionada no controlo, houve necessidade de proceder à sua de estimação. Neste sentido, tendo em conta a topologia 3LNPC, as correntes que percorrem os condensadores, no caso  $C_1$  e  $C_2$ , podem ser calculadas por:

$$\begin{cases} i_{C_1} = i_{P_G} - i_{P_L} \\ i_{C_2} = i_{N_L} - i_{N_G} \end{cases} \quad (3.26)$$

As correntes  $i_{P_G}$  e  $i_{N_G}$ , são as correntes presentes no barramento DC, com proveniência do conversor retificador. As correntes  $i_{P_L}$  e  $i_{N_L}$  fluem para o inversor. Da mesma forma, ambas as correntes podem ser calculadas através do estado de comutação aplicados aos semicondutores de potência do lado da rede e carga, respectivamente:

$$\begin{cases} i_{P_G} = i_R (S_R = 1) + i_S (S_S = 1) + i_T (S_T = 1) \\ i_{N_G} = i_R (S_R = -1) + i_S (S_S = -1) + i_T (S_T = -1) \end{cases} \quad (3.27)$$

O cálculo é análogo para o lado da carga, sendo ( $S_X = s$ ) o estado de comutação aplicado a cada braço do conversor com  $s = \{-1, 0, 1\}$ .

Por sua vez, a tensão aplicada num condensador  $V_{C_x}$  pode ser redefinida por:

$$\frac{dV_{C_x}}{dt} = \frac{1}{C_x} I_{C_x} + ESR \cdot \frac{dI_{C_x}}{dt} \quad (3.28)$$

Através do método discretização de Euler, a equação 3.28 pode ser expressa como:

$$V_{C_x}[k] = \mathbf{A} \cdot i_{C_x}[k] + \mathbf{B} \cdot i_{C_x}[k-1] + V_{C_x}[k-1] \quad (3.29)$$

Com os parâmetros A e B dados por:

$$\begin{cases} A = ESR \\ B = \frac{T_s}{C_x} - A \end{cases} \quad (3.30)$$

sendo  $T_s$  o período de amostragem.

Contrariamente ao que sucede com o método Adaline na estimação de indutância numa bobina, na estimação do valor da capacidade  $\hat{C}_x$  é realizada a estimação da tensão aos terminais do condensador  $\hat{V}_{C_x}$ . Para tal, os valores de A e B presentes na equação 3.30, podem ser recursivamente determinados através da substituição por um vetor de pesos  $W = [W1 \ W2]$ , adaptados em cada período de amostragem, pela função de adaptação

3.9. A tensão estimada  $\hat{V}_{C_x}$  pode ser obtida por meio da expressão:

$$\hat{V}_{C_x} = W_1 \cdot i_{C_x}[k] + W_2 \cdot i_{C_x}[k-1] + V_{C_x}[k-1] \quad (3.31)$$

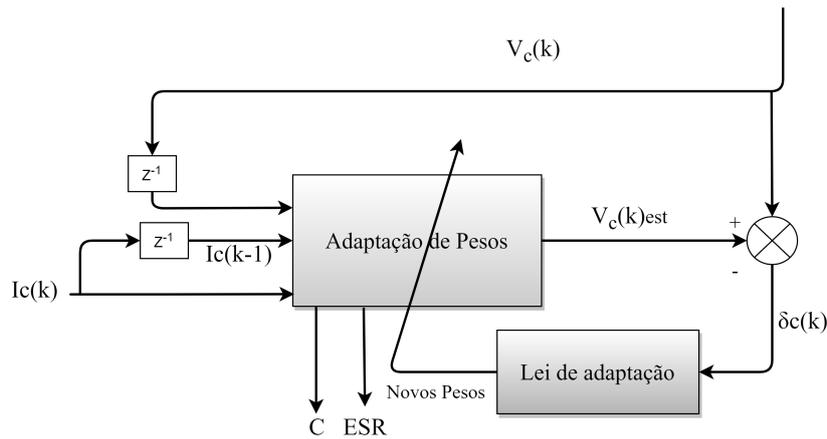
Para valores de  $\hat{V}_{C_x}$  aproximadamente iguais ao valor de tensão no condensador  $V_{C_x}$  verifica-se:

$$W = [A \ B] \quad (3.32)$$

Nestas condições e atendendo à equação 3.30, a resistência série equivalente e a capacidade estimada de um condensador  $C_X$  podem ser obtidas através da expressão:

$$\begin{cases} E\hat{S}R = W_1 \\ \hat{C}_x = \frac{T_s}{W_1+W_2} \end{cases} \quad (3.33)$$

A Fig.3.3 ilustra o algoritmo de estimação do método Adaline para a obtenção dos valores de resistência série equivalente (ESR) e capacidade:



**Figura 3.3:** Algoritmo Adaline para estimação de capacidade de um condensador e valor de ESR.

### 3.4.2 Estimação da capacidade dos condensadores no filtro LC do lado da carga

A tensão  $V_{C_{L_X}}$  é conseguida através da transformação de tensões de linha, medidas por parte do sistema de controlo, em tensões de fase. O termo  $i_{C_{L_X}}$  designa a corrente que percorre o condensador  $C_X$  que é estimada através da corrente de fase após o inversor  $i_{L_X}$  e da corrente que flui para a carga à saída do sistema UPS  $i_{Load_X}$  da seguinte forma:

$$i_{C_{L_X}} = i_{Load_X} - i_{L_X} \quad (3.34)$$

O método Adaline realiza a estimação da tensão aplicada no filtro LC lado da carga  $V_{C_{L_X}}$ , considerando novamente o esquema equivalente do condensador, composto por uma

capacidade  $C$  e uma resistência série em paralelo ESR, através da equação:

$$V_{C_{L_X}}[k] = \mathbf{A} \cdot i_{C_{L_X}}[k] + \mathbf{B} \cdot i_{C_{L_X}}[k-1] + V_{C_{L_X}}[k-1] \quad (3.35)$$

Os coeficientes  $A$  e  $B$  são dados por:

$$\begin{cases} A = ESR \\ B = \frac{T_s}{C_{L_X}} - A \end{cases} \quad (3.36)$$

A estimação da tensão  $\hat{V}_{C_{L_X}}[k]$  é conseguida através equação:

$$\hat{V}_{C_{L_X}}[k] = W_1 \cdot i_{C_{L_X}}[k] + W_2 \cdot i_{C_{L_X}}[k-1] + V_{C_{L_X}}[k-1] \quad (3.37)$$

onde novamente para valores de  $\hat{V}_{C_{L_X}}[k]$  aproximadamente iguais ao valor de tensão no condensador  $V_{C_{L_X}}[k]$ , temos:

$$W = [A \ B] \quad (3.38)$$

Finalmente, através da equação 3.36, o valores de resistência série equivalente e de capacidade num condensador  $C_X$ , presentes no filtro LC à saída do sistema UPS, são dados por:

$$\begin{cases} E\hat{S}R = W_1 \\ \hat{C}_{L_x} = \frac{T_s}{W_1+W_2} \end{cases} \quad (3.39)$$

O vetor de pesos  $W = [W_1 \ W_2]$  é ajustado, uma vez mais, através da função 3.9.

### 3.4.3 Análise de validação do estimador de capacidade

A validação do método passou pela estimação do valor de capacidade e ESR em condensadores presentes no barramento DC. Também foi estimada a capacidade de condensadores presentes no filtro LC. A estimação foi realizada através das grandezas de corrente e tensões medidas e correntes estimadas. Também foi analisado o comportamento dinâmico do método perante variações forçadas do valor de capacidade e ESR dos condensadores no barramento DC, simulando diferentes graus de degradação.

# 4

## Discussão de resultados

Neste capítulo é realizada a análise de comportamento dos sistemas UPS em paralelo perante avarias em elementos passivos e verificada a aplicabilidade dos métodos de estimação.

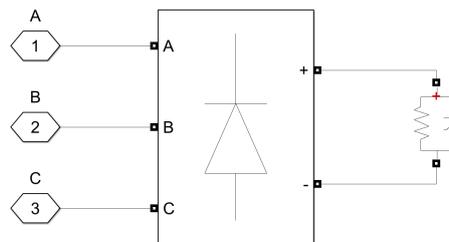
### 4.1 Resultados de Simulação

Os resultados têm como base os seguintes parâmetros elétricos de funcionamento:

**Tabela 4.1:** Parâmetros elétricos do modelo de simulação.

Parâmetros Elétricos	Valor
Tensão de linha Rede (RMS)	120 V
Frequência de Rede	50 Hz
Resistência do lado da Rede UPS1 e UPS2	$0.1 \Omega$
Resistência do lado da carga UPS1 e UPS2	$0.1 \Omega$
Filtro indutivo do lado da rede UPS1 e UPS2	5 mH
Filtro indutivo do lado da carga UPS1 e UPS2	2.7 mH
Capacidade do Barramento DC	3 mF
Resistência série equivalente de barramento DC	2 m $\Omega$
Tensão de referência de barramento DC	220V
Capacidade do filtro do lado da carga UPS1	66 $\mu$ F
Capacidade do filtro do lado da carga UPS2	66 $\mu$ F
Partilha de carga entre UPS1 e UPS2	50%

Em termos de carga, a análise de resultados é realizada com a utilização de uma carga trifásica não linear, representadas na Fig. 4.1 com  $R=25\Omega$  e  $C=188\mu F$ .



**Figura 4.1:** Modelo de carga em funcionamento no sistema UPS.

Os testes foram realizados em ambiente de simulação *Matlab/Simulink* com um tempo de simulação de  $1\mu s$  e tempo de amostragem dos métodos de estimação de  $70\mu s$  com vista a uma aplicação possível em micro-controladores. Em regime permanente, e tendo em conta os parâmetros elétricos de funcionamento, o modelo de simulação apresenta:

Parâmetros de referência	Valor
Valor médio de fator de potência à entrada	0.9984
Percentagem média de distorção de onda de saída	2.7655 %
Tensão eficaz de linha do lado da carga	118 V
Corrente média e eficaz de circulação	0.2077 A

#### 4.1.1 Análise do impacto de performance causado pelas variações de indutância em filtros passivos com sistemas UPS em paralelo

##### 4.1.1.1 Variação simétrica de indutância de entrada

A Fig. 4.2 demonstra as variações dos parâmetros de referência perante variações simétricas de 10% do valor indutância da bobina do lado rede.

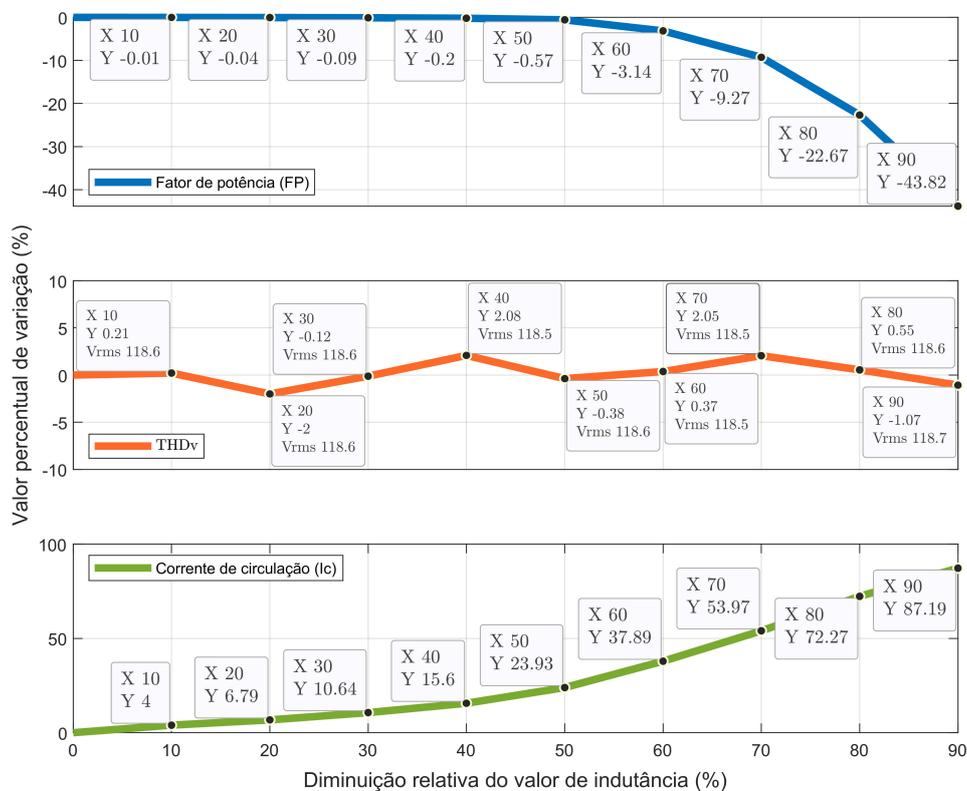


Figura 4.2: Resultados da variação simétrica de indutância de entrada das unidades UPS.

Os resultados demonstram que a variação de indutância do lado da rede não provoca uma alteração significativa no valor de fator de potência de entrada para valores inferiores a 50% do valor nominal. A partir desse valor, a resposta do controlo é afectada pelo erro na predição da função objectivo do controlador para selecção os pulsos do rectificador, resultando num aumento de distorção da onda de corrente e consequentemente na redução progressiva do valor de fator de potência. Verifica-se que a variação de indutância do lado da rede não têm influência significativa no valor de distorção da onda de tensão de saída (THD<sub>v</sub>), devido à filtragem de alta frequência por parte do filtro LC à saída do sistema UPS. O valor eficaz de tensão de linha não é afectado. Por fim, sendo impedância complexa  $Z$  do filtro directamente proporcional ao valor de indutância  $L$ , dado que  $Z = j\omega L$ , com  $j$  uma unidade imaginária no plano complexo, a degradação do valor de indutância implica uma redução do valor de impedância de filtragem. Neste aspecto, na Fig. 4.2 é possível observar que a diminuição do valor de indutância contribui de forma significativa para o aumento da amplitude de correntes de circulação.

#### 4.1.1.2 Variação simétrica de indutância de saída

A Fig.4.3 demonstra as variações dos parâmetros de referência perante variações simétricas de 10% do valor indutância da bobina do lado da carga.

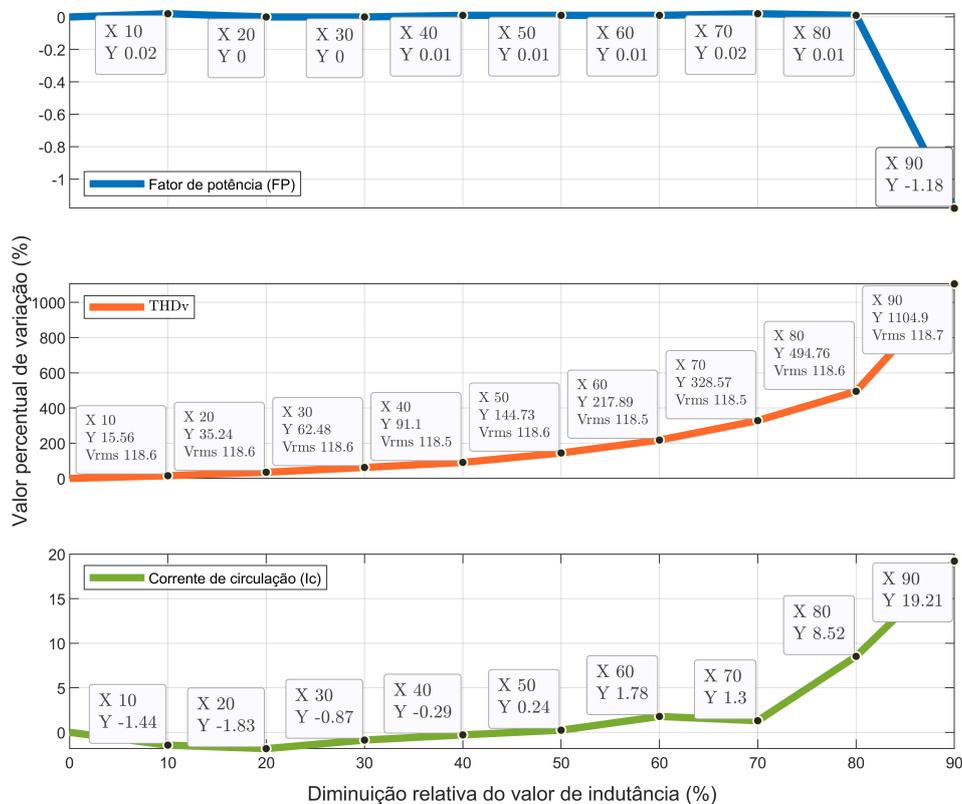


Figura 4.3: Resultados da variação simétrica de indutância de saída das unidades UPS.

Na Fig. 4.3 é possível verificar que a variação de indutância do lado da carga não afecta o valor de fator de potência à entrada do sistema UPS, tendo em conta que capacidade de filtragem da componente harmónica do filtro da rede permanece inalterada e o controlador retificador adapta o controlo dos pulsos, tendo em conta a informação proveniente do controlo do inversor do sistema UPS (controlo cooperativo) [1]. No entanto, é perceptível que pequenas variações de indutância provocam um aumento elevado na componente harmónica da onda de saída. O aumento de THDv acontece devido à alteração da frequência de corte no filtro LC, causado pela alteração do valor de indutância, resultando numa incapacidade de filtragem de harmónicos de alta frequência. Este critério representa grande importância para quantificar a qualidade do abastecimento energético providenciado pelo sistema UPS, do qual se espera uma forma de onda o mais próximo possível da onda sinusoidal, ou seja, valores de THDv reduzidos. Apesar do aumento da distorção de onda, o valor de eficaz de tensão continua a ser assegurado.

Relativamente aos valores eficazes de corrente de circulação no filtro da carga, comparativamente aos ilustrados na Fig. 4.2 no caso do filtro de rede, é possível verificar que os valores são menos variantes em relação ao valor nominal, o qual pode ser justificado pelo menor valor de impedância, ou seja, a sua diminuição contribui em menor proporção para o aumento da corrente de circulação.

Face aos resultados verificados, é possível concluir que a variação dos valores de indutância de uma bobina, seja por degradação temporal ou por saturação do seu núcleo magnético, provocam alterações da performance de conversão de energia das unidades UPS.

#### 4.1.2 Análise do impacto de performance causado pelas variações de capacidade dos condensadores no barramento DC e filtro LC

##### 4.1.2.1 Variação simétrica de capacidade no barramento DC.

Os resultados da alteração simétrica de capacidade no barramento DC, representados na Fig. 4.4 demonstram similaridades em relação aos valores nominais de funcionamento nos parâmetros de fator de potência, THDv, tensão eficaz de linha do lado da carga e valores eficazes de corrente de circulação. A manutenção dos valores dos parâmetros enunciados é possível, devido ao comportamento eficiente por parte do sistema de controle na minimização dos desequilíbrios de tensão dos condensadores presentes no barramento DC através da função objetivo presente no controlador do conversor do lado da carga e rede [1].

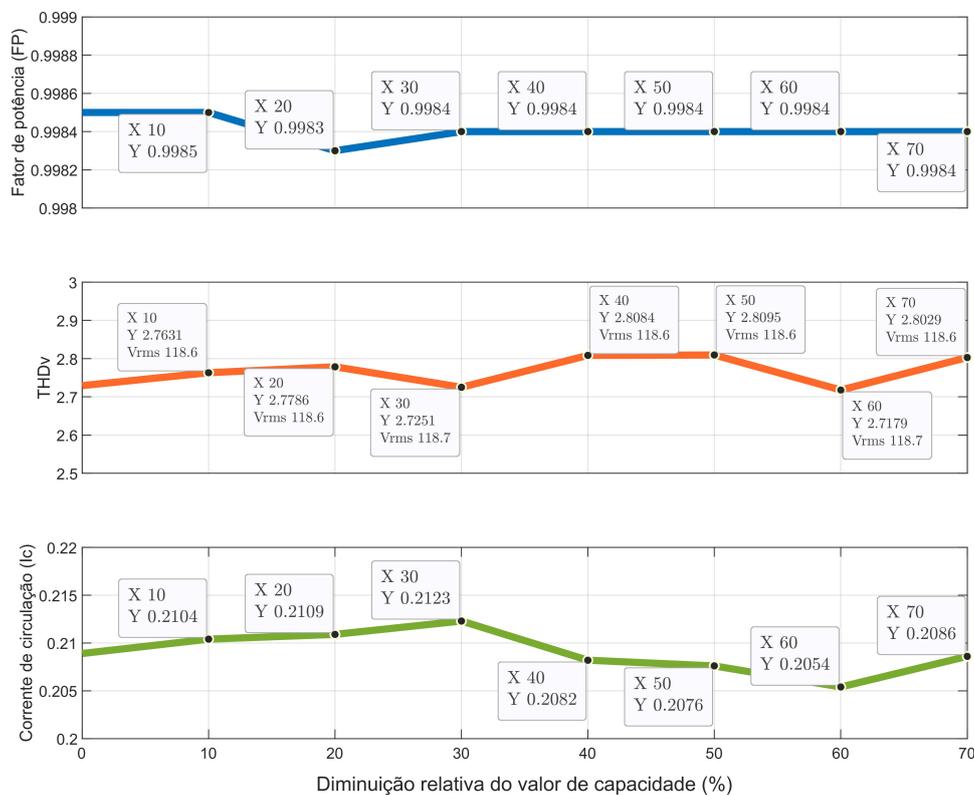


Figura 4.4: Resultados da variação simétrica de capacidade no barramento DC.

#### 4.1.2.2 Variação simétrica de capacidade nos filtro LC de saída

Os resultados correspondentes à variação simétrica de capacidade nos filtros LC do lado da carga, apresentados na Fig. 4.5, evidenciam um aumento do valor de THDv com o aumento da percentagem de degradação de capacidade dos condensadores. Verifica-se também a incapacidade de manter os níveis de tensão eficaz de linha proposto para suprimir a necessidade das cargas. A diminuição do valor de capacidade do filtro LC altera a frequência de corte do filtro impedindo a eliminação de harmônicos de tensão de alta frequência que são muito indesejáveis neste tipo de aplicações. A degradação da capacidade do condensador não têm efeitos significativos na alteração do fator de potência da rede nem na variação da corrente de circulação.

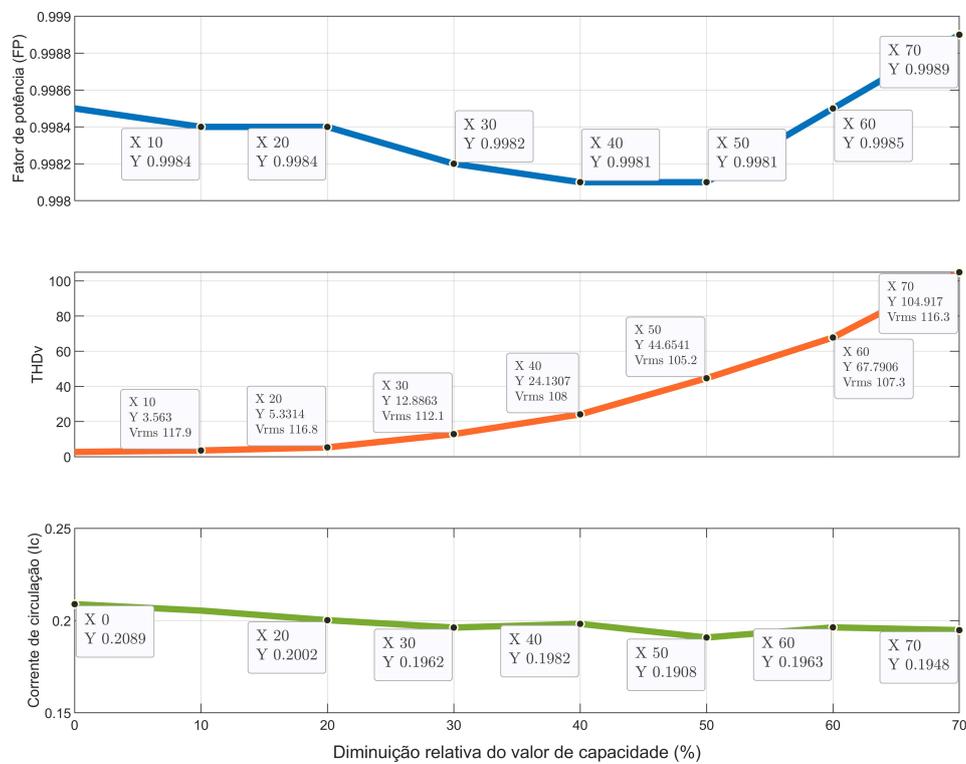


Figura 4.5: Resultados da variação simétrica de capacidade nos filtros LC.

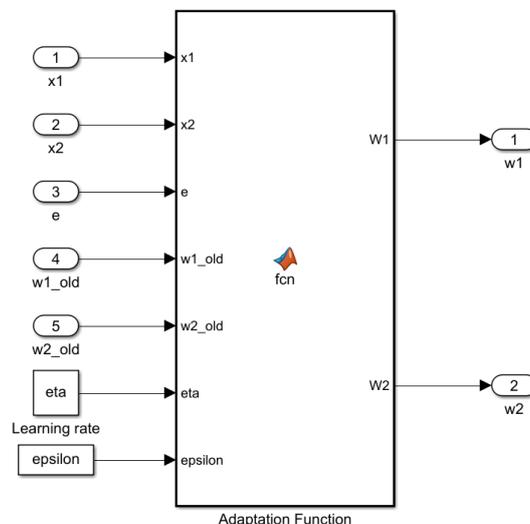
### 4.1.3 Resultados de estimação do método Adaline em regime permanente

Como verificado na secção anterior, a variação de indutância nas bobinas e capacidade dos condensadores, não contemplada pelo sistema de controlo no modelo FS-MPC, afeta a performance global do sistema UPS. Como forma de estimar valor real de indutância e capacidade dos elementos de filtragem no sistema foi utilizado o estimador Adaline. Para tal, o método necessita do valor de tensão aplicada na bobina ou condensador, assim como a corrente que os percorre. Para o estudo foram apenas considerados os valores referente às fases *R* e *A*, respectivas aos filtros de entrada e saída da UPS1, uma vez que a estimação é análoga a todas as fases ou filtros indutivos/capacitivos presentes no modelo. Para o estudo de estimação de capacidade e ESR dos condensadores do barramento DC foi considerado o condensador C1. Nas secções seguintes, são apresentados os resultados de estimação tendo em conta as grandezas de tensão e corrente medidas directamente e estimadas para aplicação do estimador Adaline, assim como o valor de erro entre as grandezas medidas e estimadas pelo método. São expostos os parâmetros estimados de resistência, indutância, ESR e capacidade, sendo que a indutância e a capacidade são priorizados para o estudo do comportamento dinâmico do método.

**Tabela 4.2:** Parâmetros do estimador no modelo de simulação.

Parâmetros do estimador Adaline	Valor
Taxa de aprendizagem $\eta$ ( <i>learning rate</i> )	0.005
Parâmetro $\varepsilon$	1
Peso inicial $W_1$ e $W_2$	1

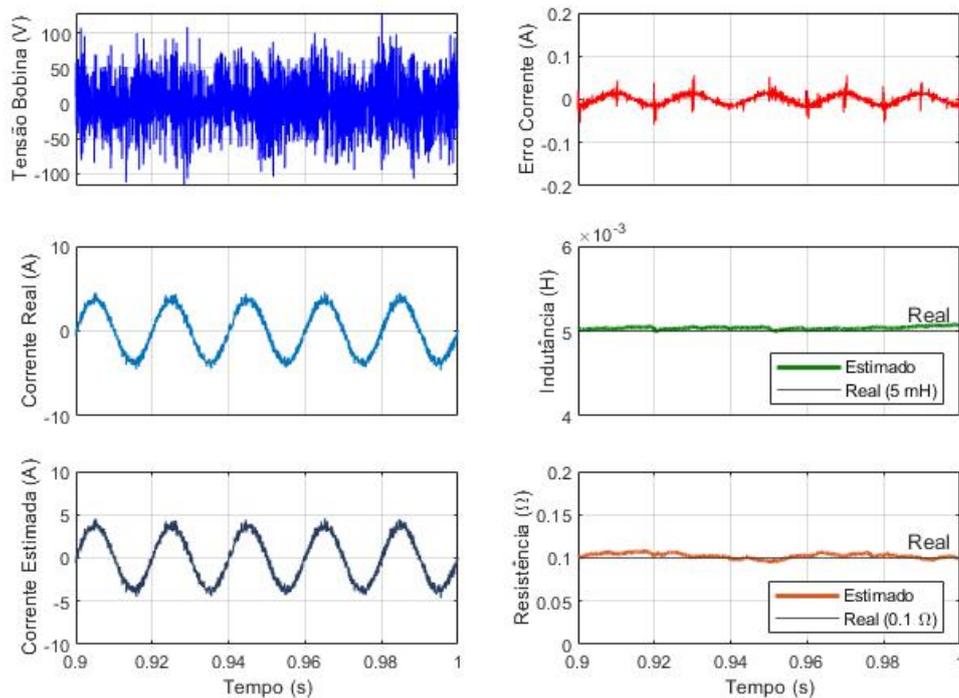
Os parâmetros enunciados são configurados no modelo da função de adaptação do método Adaline, representado na Fig. 4.6.



**Figura 4.6:** Modelo da função de adaptação dos pesos do método Adaline.

#### 4.1.3.1 Estimação do valor de indutância do lado da rede através de grandezas de tensão e corrente medidas

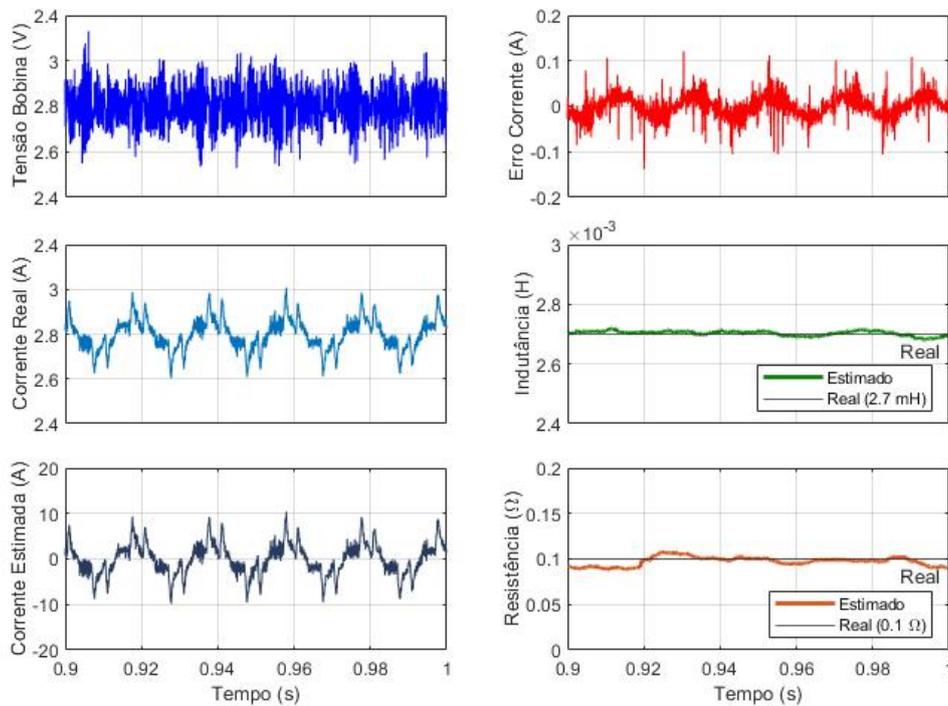
Os sinais de entrada do estimador, provenientes da fase  $R$ , caracterizam-se por uma onda de tensão altamente variável, fruto da proximidade do conversor retificador com uma elevada frequência de comutação e uma onda de corrente sinusoidal característica da rede. A implementação do estimador Adaline demonstra bons resultados na estimação da corrente que atravessa a bobina, de modo a que a diferença entre o valor real e o estimado é traduzido num valor de erro reduzido, como é possível verificar na Fig. 4.7. Da minimização do erro, resulta uma convergência dos pesos inicializados nos valores reais de resistência e indutância do filtro. Na Fig. 4.7, uma amostra em regime permanente de 100 ms ilustra a boa precisão do método através da estimação do valor de resistência de  $0.1\Omega$  e indutância de  $5mH$  parametrizados no modelo UPS. Não sendo um parâmetro objetivo em estudo, foi possível verificar que a estimação da resistência beneficia de uma melhoria na precisão da estimação com a diminuição do tempo de amostragem do método. Este aspecto pode ser explicado pela dependência dos dois pesos envolvidos no seu cálculo.



**Figura 4.7:** Estimação de resistência e indutância do lado da rede.

#### 4.1.3.2 Estimação do valor de indutância do lado da carga através de grandezas de tensão e corrente medidas

Na Fig. 4.8 é demonstrada a estimação de resistência e indutância correspondente à fase A do lado da carga da UPS1. As cargas não lineares suportadas pelo sistema provocam uma distorção elevada na corrente de saída, no entanto, o estimador através da adaptação progressiva dos pesos permite uma aproximação entre corrente estimada e corrente real, culminando num valor de erro de corrente reduzido. É demonstrada a eficácia de estimação em regime permanente do valor de resistência de  $0.1\Omega$  e indutância real da bobina do lado da carga de  $2.7mH$ . Uma vez mais, a precisão da estimação do valor de resistência é melhorada com a diminuição do tempo de amostragem.

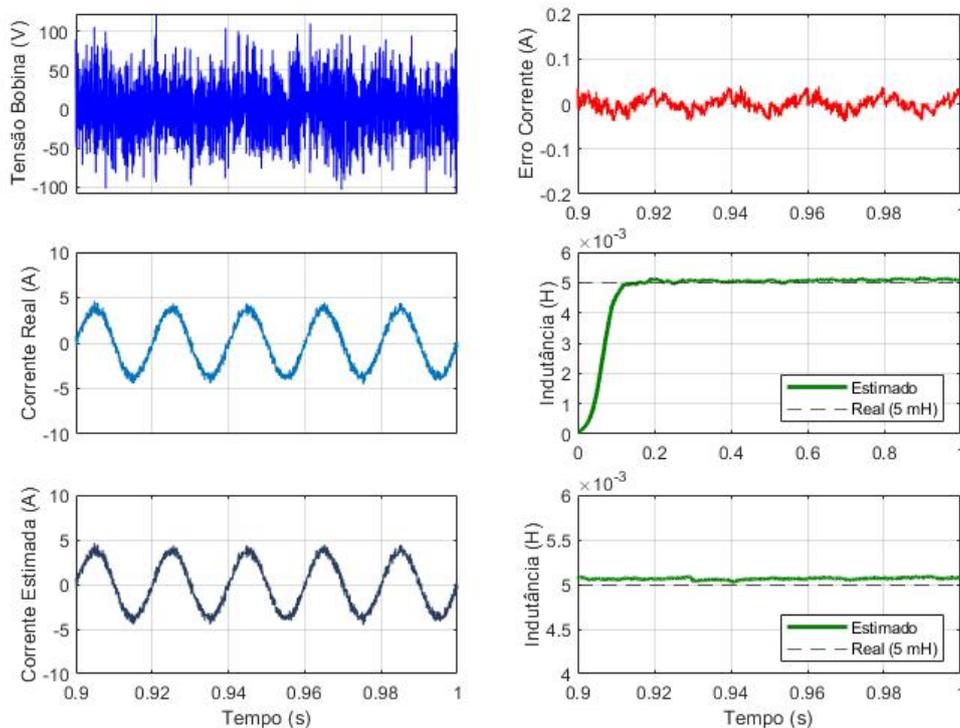


**Figura 4.8:** Estimação de resistência e indutância do lado da carga.

#### 4.1.3.3 Estimação do valor de indutância do lado da rede com grandeza de tensão da bobina estimada

Na Fig. 4.9 são apresentados os resultados referentes à estimação da indutância do lado da rede através da estimação da tensão na bobina. A tensão é obtida através da equação 3.11, sendo necessário o cálculo da tensão de pólo referente à fase  $R$ ,  $V_{RM}$ , e tensão em modo comum  $V_{OM}$ , correspondente à tensão entre o ponto neutro da rede e o ponto médio do barramento DC. Uma vez que as correntes de fase são grandezas medidas para controlo dos conversores do sistema UPS, a estimação da tensão da bobina possibilita a implementação do método sem a utilização de sensores adicionais. O modelo de estimação de tensão está representada no anexo A.5.

Verifica-se que valor da taxa de aprendizagem parametrizado na função de adaptação permite uma convergência do valor de indutância na ordem dos 0.1 segundos. O valor inicial dos pesos não apresenta qualquer influência na convergência do método, contudo um valor diferente de zero, permite um *overshoot* no valor de estimação muito reduzido. Na Fig. 4.9, uma amostra de 100 ms ilustra bons resultados na precisão da estimação de 5mH de valor de indutância, com um desvio máximo na ordem dos 2%.

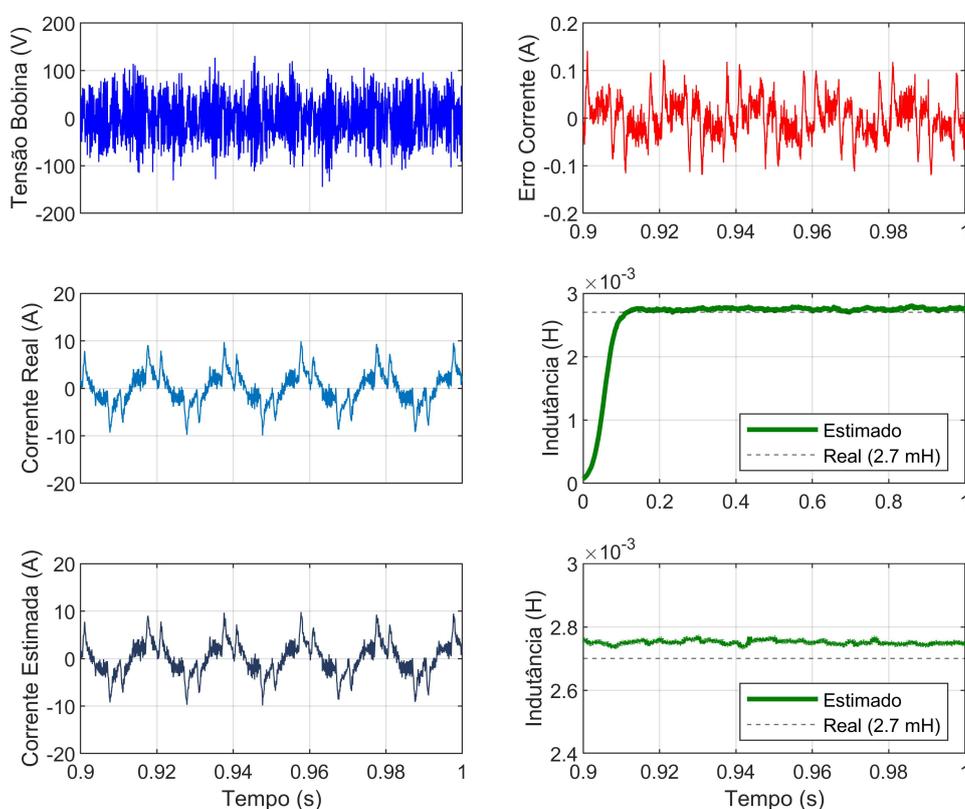


**Figura 4.9:** Estimação de indutância da rede através da estimação de tensão na bobina da fase R.

#### 4.1.3.4 Estimação do valor de indutância do lado da carga com grandeza de tensão da bobina estimada

São também apresentados os resultados referentes à estimação de indutância do lado da carga, através da estimação da tensão da bobina, com a implementação ilustrada no anexo A.6. De forma semelhante ao que acontece do lado da rede, a tensão da bobina presente no filtro indutivo do lado da carga é calculada através da equação de malha 3.17, recorrendo à tensão de pólo referente à fase  $A$ ,  $V_{AM}$ , à tensão em modo comum  $V_{O'M}$  e tensão de fase de saída do sistema UPS,  $V_{load_A}$ .

Na Fig. 4.10, é possível verificar a estimação do valor de indutância de carga, com um desvio de 1.85% do valor real de indutância de 2.7 mH.

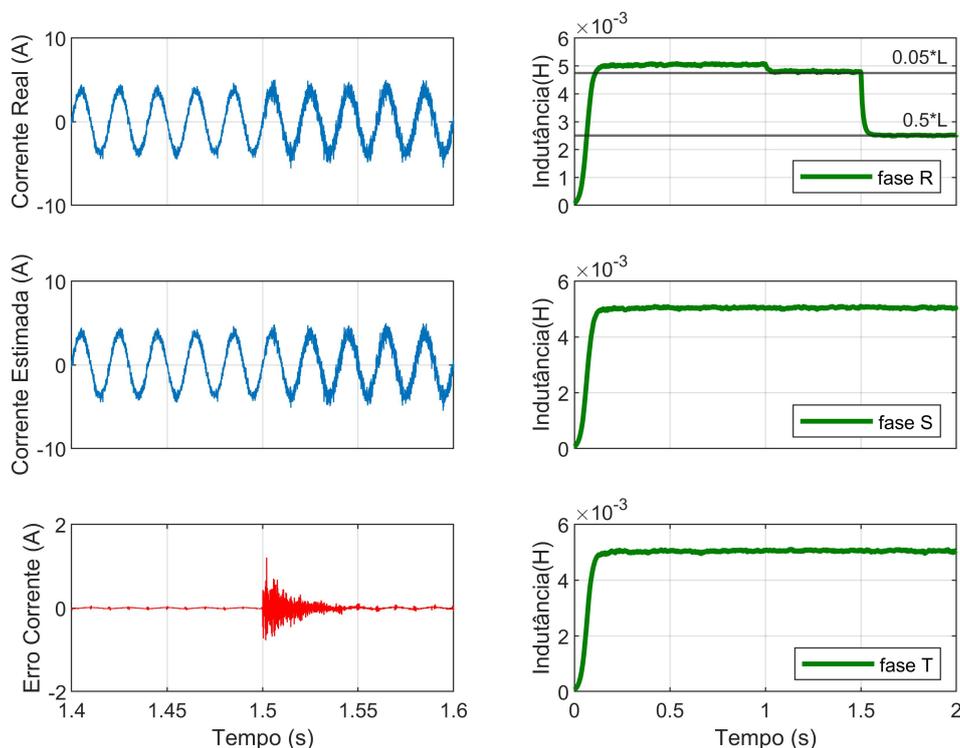


**Figura 4.10:** Estimação de indutância da carga através da estimação de tensão na bobina da fase A.

#### 4.1.3.5 Resposta dinâmica do estimador à variação do valor de indutância

Os resultados da Fig. 4.11 pretendem demonstrar a resposta dinâmica do estimador à variação de indutância assim como a sua independência entre fases. Para testar a capacidade do estimador relativamente à deteção da degradação da bobina da fase *R* do lado da rede, foram provocadas variações forçadas do valor de indutância através da inserção de bobinas em paralelo. No teste foram utilizadas bobinas em paralelo de diferentes ordens de grandeza de forma a simular diferentes níveis de degradação.

Uma variação de 5% do valor de indutância foi provocada no instante correspondente a 1 segundo de simulação, num total 2 segundos, através da inserção de uma bobina de valor  $0.095H$ . O estimador, após a alteração do valor de indutância, minimiza o erro provocado entre a corrente real e a corrente estimada através da função de adaptação. O método demonstra capacidade de deteção de degradações lentas com uma adequada precisão. Após isto, num teste meramente de reforço de análise, uma nova variação é provocada no instante 1.5 segundos, com o inserção em paralelo de uma bobina de  $0.005H$  com a fase R, com o objetivo de simular uma degradação de 50% do valor de indutância. Consequentemente, o novo valor de indutância equivalente é obtido, expectavelmente, com metade do valor das condições nominais.

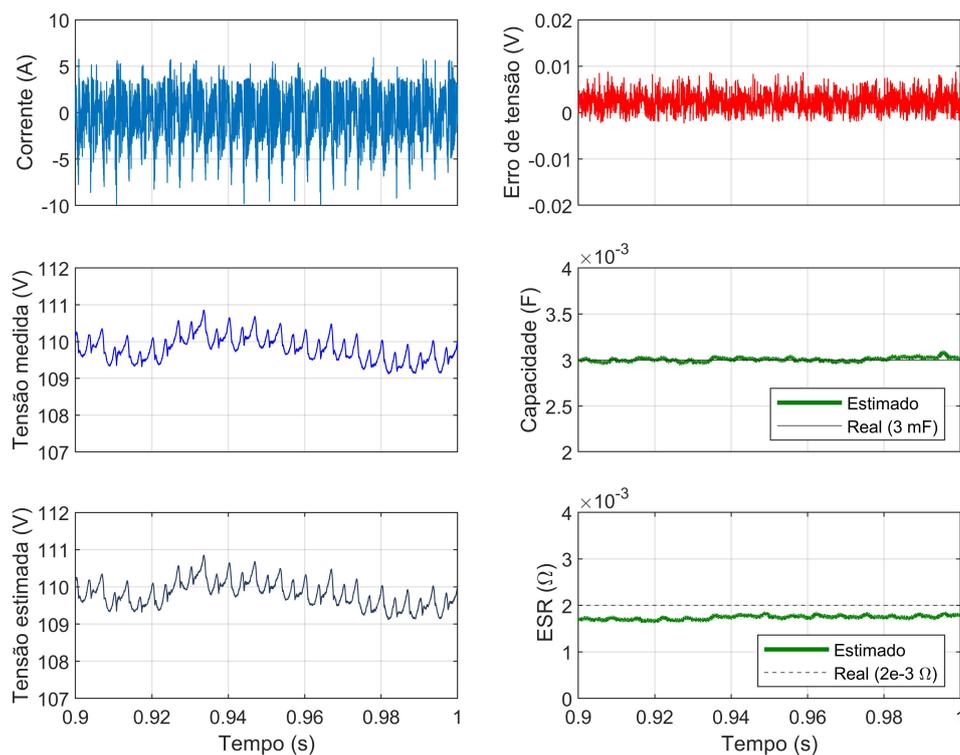


**Figura 4.11:** Resposta dinâmica da variação de indutância na fase R.

Os resultados demonstram que o estimador assegura uma eficaz resposta dinâmica à variação de indutância, assim como independência do valor de indutância entre fases.

#### 4.1.3.6 Estimação do valor de capacidade e ESR de condensadores do barramento DC através das grandezas de tensão e corrente medidas

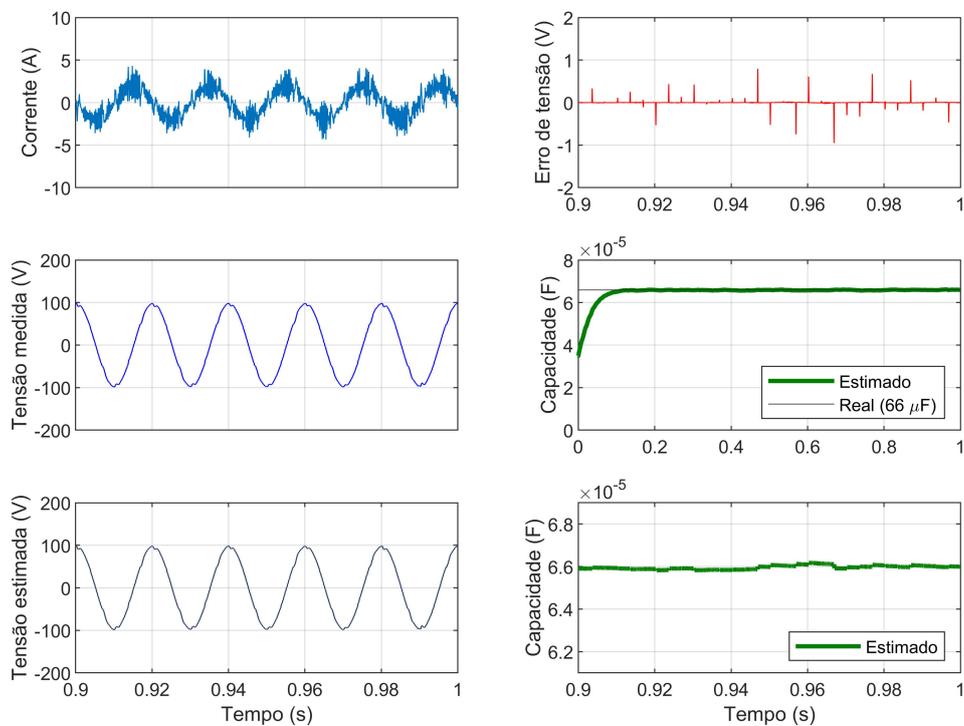
A Fig. 4.12 demonstra os resultados obtidos tendo em consideração as grandezas de tensão e corrente medidas no condensador  $C_1$  do barramento DC. É possível verificar o acerto na estimação da tensão no condensador, em comparação com a tensão medida, do qual resulta um erro de tensão reduzido. É ilustrada a estimação de capacidade do condensador de 3 mF em regime permanente com elevado nível de precisão. Relativamente ao valor estimado de ESR, verifica-se que um desvio na ordem dos 5.5% (1.78 m $\Omega$ ) relativamente ao valor real de 2m $\Omega$ . Através de testes realizados foi possível verificar que o parâmetro ESR beneficia com a diminuição do tempo de amostragem do método, com um aumento da exatidão de estimação face ao valor real. Relembrando que os resultados expostos estão de acordo com a parametrização do tempo de amostragem dos parâmetros de controlo de 70 $\mu$ s.



**Figura 4.12:** Estimação de capacidade de condensador do barramento DC.

#### 4.1.3.7 Estimação do valor de capacidade de condensadores do filtro LC através das grandezas de tensão e corrente medidas

Na Fig. 4.13 é representada a estimação de capacidade do condensador da fase A presente no filtro LC com um valor nominal de  $66 \mu\text{F}$ . São apresentados os sinais de entrada do estimador, onde é possível observar uma corrente no condensador com elevada componente harmónica e uma forma de onda de tensão próxima da onda sinusoidal. Verifica-se a adequação do método de estimação na obtenção da tensão estimada no condensador, o que permite uma correcta convergência do valor estimado de capacidade. Além do mais, é ilustrado um tempo de convergência de aproximadamente 0.2 segundos e um *overshoot* na estimação reduzido.

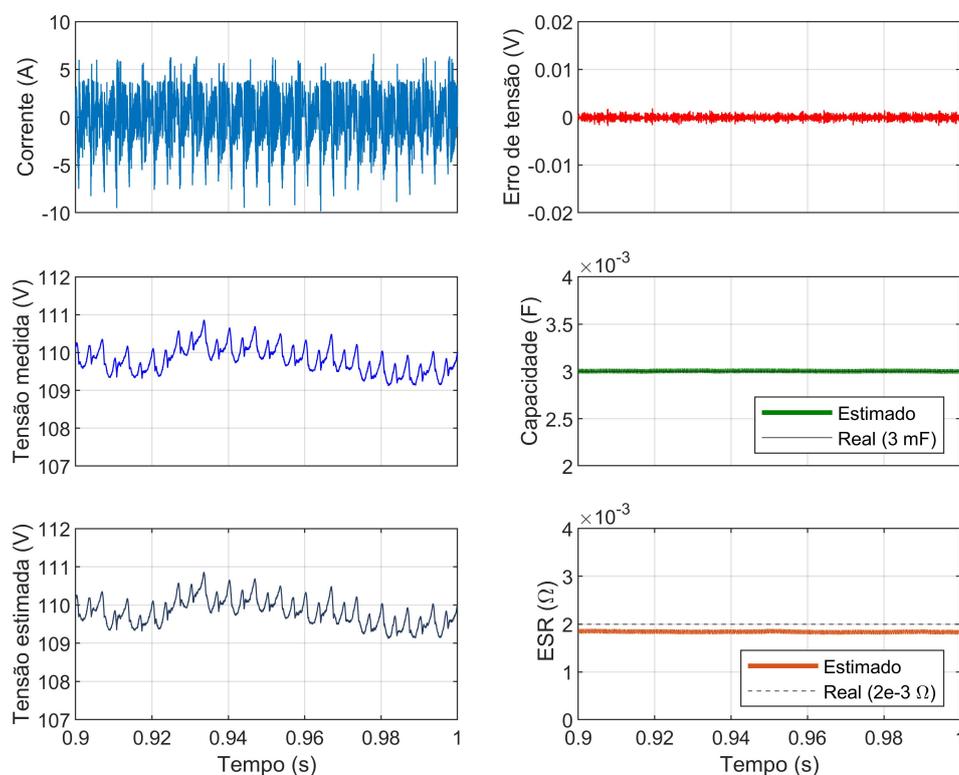


**Figura 4.13:** Estimação de capacidade de condensador da fase A do filtro LC.

#### 4.1.3.8 Estimação do valor de capacidade e ESR de condensadores do barramento DC através das grandeza de corrente do condensador estimada

Sendo a tensão de barramento DC uma grandeza medida para o controlo do sistema UPS, de forma a evitar o uso de sensores adicionais, é necessária a estimação da corrente que percorre os condensadores do barramento. A estimação ocorre através das correntes de linha e estados de comutação aplicados aos IGBT's nos conversores do lado da rede e no lado da carga. A diferença entre a corrente proveniente do lado da rede e que a que circula para a carga no barramento DC constitui a corrente estimada que percorre o condensador  $C_1$  e apresenta semelhanças evidentes em relação à corrente medida apresentada na Fig. 4.12, na secção 4.1.3.6. Os resultados da estimação da Fig. 4.14, demonstram uma capacidade estimada muito próxima da real (3 mF) e um valor de ESR com um erro aproximado de 2.5% (1.9 m $\Omega$ ), face ao valor real de 2m $\Omega$ . Foi possível obter uma estimação muito fiável do valor de capacidade e ESR no condensador  $C_1$ , relativamente ao valor real, através da minimização do erro entre a tensão estimada pelo método e a tensão no condensador. A precisão da estimação de capacidade e ESR melhorou com a utilização das correntes médias de fase para o cálculo da corrente estimada no condensador  $C_1$ .

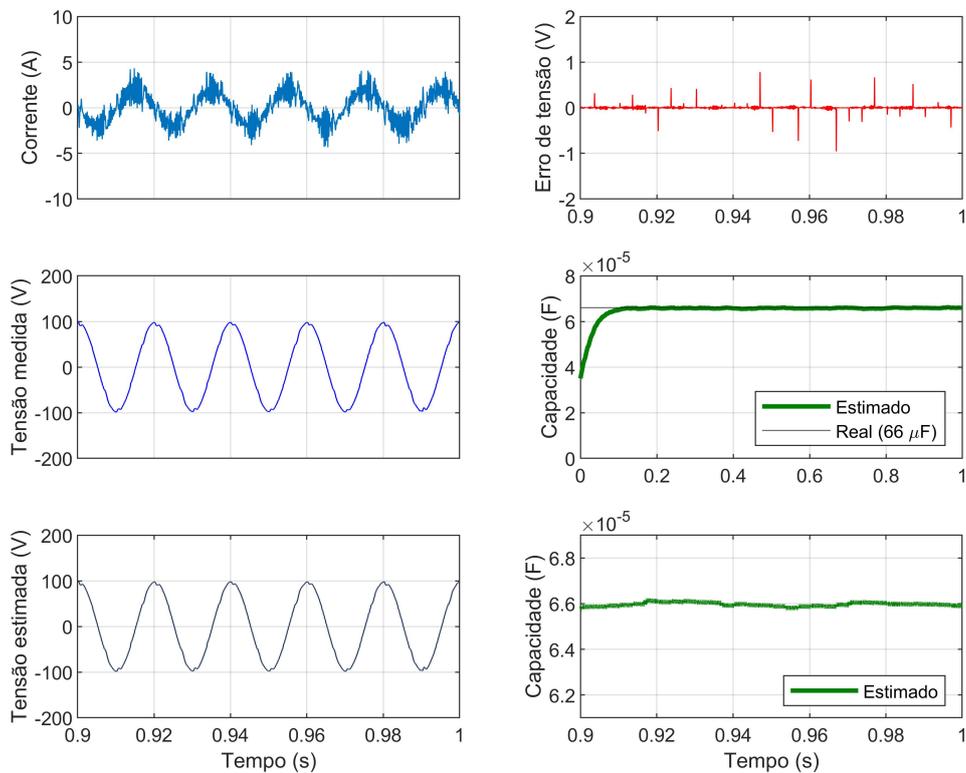
O modelo de cálculo da corrente do condensador está presente no anexo A.7.



**Figura 4.14:** Estimação de capacidade de condensador do barramento DC com o cálculo da corrente do condensador  $C_1$ .

#### 4.1.3.9 Estimação do valor de capacidade de condensadores do filtro LC através da grandeza de corrente do condensador estimada

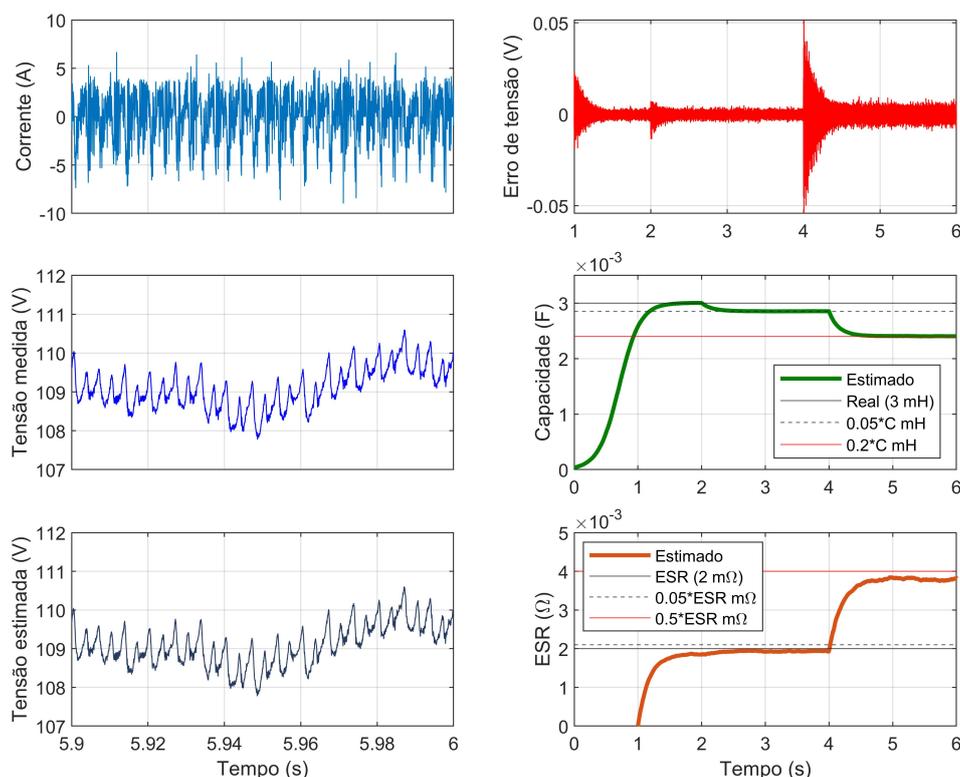
Os resultados da aplicação do método de estimação de capacidade do condensador do filtro LC são representados na Fig. 4.15, com a estimação da corrente do condensador da fase A. O sinal de corrente pode ser obtido pela diferença de corrente de fase A à saída do inversor e a corrente de fase entregue à carga. Dessa diferença resulta um sinal de corrente semelhante à corrente medida e representada na secção 4.1.3.7 que permite um grau de precisão muito semelhante ao valor real de  $66 \mu\text{F}$ .



**Figura 4.15:** Estimação de capacidade de condensador da fase A do filtro LC com cálculo da corrente do condensador.

#### 4.1.3.10 Resposta dinâmica do estimador à variação do valor de capacidade e ESR do condensador presente no barramento DC

Por fim, assim como na secção 4.1.3.5 para a resposta dinâmica de indutância, também são apresentados na Fig. 4.16 testes de resposta dinâmica do estimador à variação de capacidade e ESR do condensador  $C_1$ . Numa primeira fase, foi testada a eficácia do estimador na deteção de pequenas variações do valor de capacidade e ESR, com a inserção de um condensador em série com um valor de capacidade de  $0.057F$  e  $0.1m\Omega$ , respectivamente, que simulasse uma degradação dos parâmetros reais na ordem dos 5%. Sendo reportado na literatura que o fim de vida útil dum condensador ocorre a cerca de 20% de redução do valor da sua capacidade inicial e um aumento de 50% do valor de ESR, também foi simulado numa segunda fase esse efeito, através da introdução de um condensador em série com um valor de capacidade de  $0.012F$  e ESR de  $2m\Omega$ .

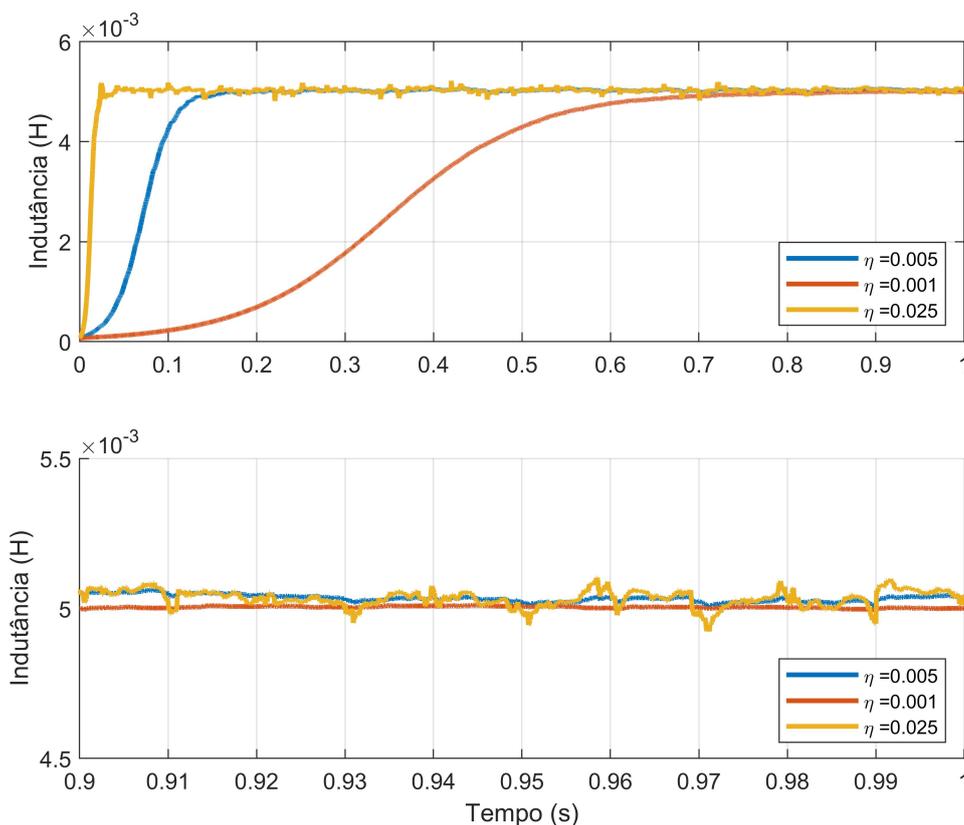


**Figura 4.16:** Resposta dinâmica da variação de capacidade e ESR do condensador  $C_1$ .

A Fig. 4.16 ilustra uma eficiente resposta do estimador Adaline, desde variações reduzidas de capacidade e ESR até ao limite recomendável ao seu bom funcionamento. O erro do valor de ESR, não condiciona a eficácia de deteção devido à sua variação proporcional face ao valor em regime permanente. Neste sentido, é validada a eficácia do método para análise da degradação de condensadores presentes no sistema UPS.

#### 4.1.3.11 Resultados de estimação com a variação da parametrização da taxa de aprendizagem $\eta$ na função de adaptação

Nesta secção foi analisada a influência do parâmetro de taxa de aprendizagem da função de adaptação. O parâmetro  $\eta$  presente na função 3.9 regula a velocidade de convergência da função de adaptação dos pesos no método Adaline. A sua parametrização tem que ser realizada segundo critérios de velocidade de convergência e estabilidade pretendidos. Na Fig. 4.17 são apresentadas 3 parametrizações do parâmetro  $\eta$ . Os resultados demonstram que a escolha de um valor de taxa de aprendizagem mais elevada garante uma maior velocidade de convergência, contudo a precisão do método apresenta maior instabilidade de estimação. Por outro lado, um valor de taxa de aprendizagem mais baixo garante maior estabilidade e precisão na estimação, apesar da velocidade de convergência ser mais reduzida. Tendo em conta que as variações de indutância e capacidade nos elementos de filtragem presentes no sistema UPS são lentas e graduais, deve optar-se pela escolha de um valor de taxa de aprendizagem reduzido, de forma a aumentar o rigor da estimação.



**Figura 4.17:** Estimação de indutância da rede para a fase R, tendo em conta diferentes valores de  $\eta$ .

# 5

## Conclusões e trabalho futuro

### 5.1 Conclusões

Esta dissertação apresentou uma proposta de dois estimadores com capacidade de detecção da degradação de elementos passivos, nomeadamente bobinas e condensadores, presentes num sistema UPS composto por duas unidades multinível com funcionamento em paralelo, com uma topologia NPC e uma estratégia de controlo FCS-MPC. Da sua elaboração resultou ainda a publicação de um artigo científico presente no anexo B.

Os sistemas UPS são importantes na manutenção do abastecimento de cargas críticas, do qual se espera um fornecimento de uma onda de tensão de saída de elevada qualidade, com baixa componente harmónica, e uma rápida resposta transitória, independentemente das variações de carga. Neste sentido, foi possível concluir que a degradação dos elementos de filtragem, não contemplada pelo sistema de controlo preditivo, tem um grande impacto na performance e estabilidade do sistema. Em particular, ficou demonstrado que a redução acentuada de indutância do filtro de entrada do lado da rede contribui para a diminuição do fator de potência da rede e aumenta de forma significativa a amplitude das correntes de circulação entre as unidades UPS. Por outro lado, a redução do valor de indutância e capacidade do filtro do lado da carga aumentam o valor de distorção harmónica da onda de tensão, o que é indesejável para este tipo de aplicações. Neste sentido, torna-se imperativa a necessidade de existência de mecanismos de deteção de falhas causadas pelos elementos passivos, de forma a garantir as condições normais de funcionamento.

O método Adaline foi a estratégia de estimação implementada, na qual foi possível a estimação, em tempo real, de parâmetros indicadores da degradação dos elementos passivos. A aplicação do método requer a medição ou estimação das grandezas de tensão e corrente do elemento de filtragem a monitorizar, que por sua vez vão constituir a entrada do neurónio adaptativo. Além do mais, foi demonstrada a possibilidade de implementação dos estimadores Adaline sem a utilização de sensores adicionais.

Em termos de funcionamento dos estimadores, os parâmetros indicadores da degradação dos filtros passivos são obtidos através de uma estratégia recursiva, em que pesos podendo ser inicializados com um valor arbitrário, são actualizados iterativamente por uma função de adaptação de forma a que uma grandeza estimada seja igual a uma grandeza real, medida ou estimada, resultando na obtenção dos valores de parâmetros estimados muito próximos dos reais presentes no sistema. A função de adaptação utilizada foi a de *Lyapunov*

e permitiu a criação de dois estimadores, com capacidade de estimação de duas grandezas distintas. O primeiro estimador permitiu a estimação da resistência e indutância dos filtros indutivos, a par de que o segundo possibilita a obtenção de parâmetros de ESR e capacidade dos condensadores. Os pesos de ambos os estimadores foram inicializados com um valor diferente de zero, de modo a evitar oscilações elevadas na fase inicial de simulação. Outro aspecto importante na implementação do método Adaline é a escolha da taxa de aprendizagem (*learning rate*) a utilizar na função de adaptação. A escolha do parâmetro deve ser feita de acordo com a aplicação em causa e pode ser adaptado de forma online tendo em conta a estabilidade das grandezas estimadas. No caso do sistema UPS em causa, atendendo que a degradação dos elementos passivos é lenta, deve ser privilegiada a escolha de um parâmetro de taxa de aprendizagem baixo, podendo inclusive ser inferior ao escolhido no âmbito da dissertação, com o objetivo aumentar a estabilidade da estimação e reduzir oscilações.

Os resultados enunciados demonstram uma precisa e efectiva capacidade dos estimadores Adaline para a obtenção dos parâmetros indicadores da degradação dos elementos passivos no sistema UPS, seja em bobinas ou condensadores. O método denota uma dependência elevada do tempo de amostragem de funcionamento  $T_s$ , observável na elevada qualidade de estimação demonstrada nos pesos dependentes do mesmo, como o parâmetro de indutância e capacidade, e a evidencia piores resultados nos pesos não dependentes, como a resistência e a ESR. Os pesos não dependentes, ainda que apresentem piores resultados, são aceitáveis e melhoram a precisão de estimação de uma forma muito significativa com a redução do tempo de amostragem  $T_s$  de funcionamento.

Por fim, a solução implementada apresenta-se ser bastante atrativa para deteção de elementos de passivos no sistema UPS, com possibilidade de ser estendida a outro tipo de aplicações e estratégias de controlo. Atendendo à previsão futura de um maior número de implementações de sistema que operem com tempos de amostragem cada vez mais reduzidos, os estimadores Adaline tem grandes perspectivas de melhoria.

## 5.2 Sugestões de Trabalho Futuros

No seguimento desta dissertação, são apresentadas algumas sugestões de trabalhos futuros:

- Implementação prática dos estimadores desenvolvidos no protótipo UPS;
- Otimização da estratégia de controlo preditivo, por forma a ser possível a sua implementação na prática com um tempo de amostragem inferior;
- Prova da análise de estabilidade da função de adaptação utilizada (Lyapunov) e definição de limites de parametrização da taxa de aprendizagem  $\mu$ , no sistema UPS.



# Bibliografia

- [1] T. J. L. de Oliveira, “Model Predictive Control of Parallel-Connected Uninterruptible Power Supplies,” Master’s thesis, University of Coimbra, 2019.
- [2] M. Aamir, K. Ahmed Kalwar, and S. Mekhilef, “Review: Uninterruptible Power Supply (UPS) system,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 58, pp. 1395–1410, 2016.
- [3] D. W. Sölter, “A new International UPS Classification by IEC 62040-3 ”Method of specifying the performance and test requirements ”First Edition 1999-03 / revised and translated 2001-11,” pp. 1–5, 2001.
- [4] H. S. Khan, M. Aamir, M. Ali, A. Waqar, S. Umaid Ali, and J. Imtiaz, “Finite control set model predictive control for parallel connected online UPS system under unbalanced and nonlinear loads,” *Energies*, vol. 12, no. 4, pp. 1–20, 2019.
- [5] R. Teichmann and S. Bernet, “A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 3, pp. 855–865, 2005.
- [6] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. Prats, “The age of multilevel converters arrives,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 2, no. 2, pp. 28–39, 2008.
- [7] J. Rodríguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, 2007.
- [8] E. K. Sato, M. Kinoshita, Y. Yamamoto, and T. Amboh, “Redundant high-density high-efficiency double-conversion uninterruptible power system,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1525–1533, 2010.
- [9] U. M. Choi, H. G. Jeong, K. B. Lee, and F. Blaabjerg, “Method for detecting an open-switch fault in a grid-connected NPC inverter system,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2726–2739, 2012.
- [10] L. M. Caseiro and A. M. Mendes, “Real-Time IGBT open-circuit fault diagnosis in three-level neutral-point-clamped voltage-source rectifiers based on instant voltage error,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1669–1678, 2015.
- [11] M. B. Abadi, A. M. Mendes, and S. M. Cruz, “Three-level NPC inverter fault diagnosis by the Average Current Park’s Vector approach,” *Proceedings - 2012 20th*

- International Conference on Electrical Machines, ICEM 2012*, pp. 1893–1898, 2012.
- [12] P. C. José Rodríguez, *Predictive Control Of Power Converters And Electrical Drives*. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons, Ltd, 1st ed ed., 2012.
- [13] J. Rodríguez, J. Pontt, C. Silva, P. Cortés, U. Amman, and S. Rees, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, no. 1, pp. 2192–2196, 2004.
- [14] C. P. Cabrita and A. J. M. Cardoso, “Conceitos e definições de falha e avaria nasa normas portuguesas de manutenção NP EN 13303:2007 e NP EN 15341:2009,” *Manutenção*, vol. 13, no. 125, pp. 4–9, 2015.
- [15] A. G. Abo-Khalil, S. Alyami, A. Alhejji, and A. B. Awan, “Real-time reliability monitoring of DC-link capacitors in back-to-back converters,” *Energies*, vol. 12, no. 12, 2019.
- [16] Z. Zhang, K. Cai, and R. Kennel, “Current based open-circuit fault diagnosis and fault-tolerant control for two-level power converters with direct model predictive control,” *Proceedings IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, vol. 2017-Janua, pp. 3179–3184, 2017.
- [17] N. M. Freire, J. O. Estima, and A. J. Cardoso, “A voltage-based approach without extra hardware for open-circuit fault diagnosis in closed-loop PWM AC regenerative drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 9, pp. 4960–4970, 2014.
- [18] L. Sun, Q. T. An, L. Z. Sun, and K. Zhao, “Switching function model-based fast-diagnostic method of open-switch faults in inverters without sensors,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 119–126, 2011.
- [19] S. Chandar and S. K. Panda, “Degradation Detection and Diagnosis of Inductors in LCL Filter Integrated with Active Front End Rectifier,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1622–1632, 2018.
- [20] J. G. Norniella, J. M. Cano, G. A. Orcajo, C. H. Rojas, J. F. Pedrayes, M. F. Cabanas, and M. G. Melero, “Coupling inductor fault detection and estimation in three-phase adjustable-speed drives with direct power control-based active front-end rectifiers,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 3, pp. 1955–1963, 2015.
- [21] A. Bechouche, D. Ould Abdeslam, H. Seddiki, and A. Rahoui, “Estimation of equivalent inductance and resistance for adaptive control of three-phase PWM rectifiers,” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 1336–1341, 2016.
- [22] H. Yang, Y. Zhang, J. Liang, J. Liu, N. Zhang, and P. D. Walker, “Robust Deadbeat Predictive Power Control with a Discrete-Time Disturbance Observer for PWM Rectifiers under Unbalanced Grid Conditions,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 1, pp. 287–300, 2018.
- [23] S. Kwak, U. C. Moon, and J. C. Park, “Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, 2014.

- [24] M. Abdelrahem, C. M. Hackl, and R. Kennel, “Finite set model predictive control with on-line parameter estimation for active frond-end converters,” *Electrical Engineering*, vol. 100, no. 3, pp. 1497–1507, 2018.
- [25] H. Ahn, H. Park, C. Kim, and H. Lee, “A Review of State-of-the-art Techniques for PMSM Parameter Identification,” *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 15, no. 3, pp. 1177–1187, 2020.
- [26] X. Liu, D. Wang, and Z. Peng, “Predictive direct power control for three-phase grid-connected converters with online parameter identification,” *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 27, no. 1, pp. 1–21, 2017.
- [27] H. Sediki, A. Bechouche, D. O. Abdeslam, and S. Haddad, “ADALINE approach for induction motor mechanical parameters identification,” *Mathematics and Computers in Simulation*, vol. 90, pp. 86–97, 2013.
- [28] A. Bechouche, D. O. Abdeslam, H. Seddiki, and K. Mesbah, “Adaptive ac filter parameters identification of three-phase PWM rectifiers,” *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 1188–1193, 2014.
- [29] A. Bechouche, H. Seddiki, D. O. Abdeslam, and K. Mesbah, “Adaptive ac filter parameters identification for voltage-oriented control of three-phase voltage-source rectifiers,” *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 24, no. 4, pp. 319–331, 2015.
- [30] C. J. Kaiser, “Capacitors - various dielectrics and their applications,” *Conference Record - IAS Annual Meeting (IEEE Industry Applications Society)*, vol. 2, pp. 1155–1161, 1998.
- [31] R. P. Deshpande, *Capacitors*, vol. 22. New Delhi, India: Tata McGraw Hill Education, 2012.
- [32] H. Soliman, H. Wang, and F. Blaabjerg, “A Review of the Condition Monitoring of Capacitors in Power Electronic Converters,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4976–4989, 2016.
- [33] J. E. Hand and E. L. Bowling, “Aluminum Electrolytic Capacitors.,” no. 1, 1973.
- [34] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J. M. Rétif, and C. Rosset, “A real-time predictive-maintenance system of aluminum electrolytic capacitors used in uninterrupted power supplies,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 46, no. 4, pp. 1644–1652, 2010.
- [35] E. C. Aeloíza, J. H. Kim, P. Ruminot, and P. N. Enjeti, “A real time method to estimate electrolytic capacitor condition in PWM adjustable speed drives and uninterrupted power supplies,” *PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference*, vol. 2005, pp. 2867–2872, 2005.
- [36] P. Venet, F. Perisse, M. H. El-Husseini, and G. Rojat, “Realization of a smart electrolytic capacitor circuit,” *IEEE Industry Applications Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16–20, 2002.
- [37] M. A. Vogelsberger, T. Wiesinger, and H. Ertl, “Life-cycle monitoring and voltage-

- managing unit for DC-link electrolytic capacitors in PWM converters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 2, pp. 493–503, 2011.
- [38] A. Wechsler, B. C. Mecrow, D. J. Atkinson, J. W. Bennett, and M. Benarous, “Condition monitoring of DC-link capacitors in aerospace drives,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 48, no. 6, pp. 1866–1874, 2012.
- [39] Y. Yu, T. Zhou, M. Zhu, and D. Xu, “Fault diagnosis and life prediction of DC-link aluminum electrolytic capacitors used in three-phase AC/DC/AC converters,” *Proceedings of the 2012 2nd International Conference on Instrumentation and Measurement, Computer, Communication and Control, IMCCC 2012*, pp. 825–830, 2012.
- [40] N. Bianchi and M. Dai Pre, “Active power filter control using neural network technologies,” *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, vol. 150, no. 2, pp. 139–145, 2003.
- [41] X. S. Pu, T. H. Nguyen, D. C. Lee, K. B. Lee, and J. M. Kim, “Fault diagnosis of DC-link capacitors in three-phase AC/DC PWM converters by online estimation of equivalent series resistance,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 9, pp. 4118–4127, 2013.
- [42] H. Soliman, H. Wang, B. Gadalla, and F. Blaabjerg, “Condition monitoring for DC-link capacitors based on artificial neural network algorithm,” *International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, vol. 2015-Septe, pp. 587–591, 2015.
- [43] L. M. A. Caseiro, *Double Conversion Uninterruptible Power Supply with Internal Fault Diagnosis and Tolerance , based on a Multilevel Topology*. PhD thesis, University of Coimbra, 2017.

# A

## Modelos de Simulação

### A.1 Sistema de simulação de unidades UPS em paralelo

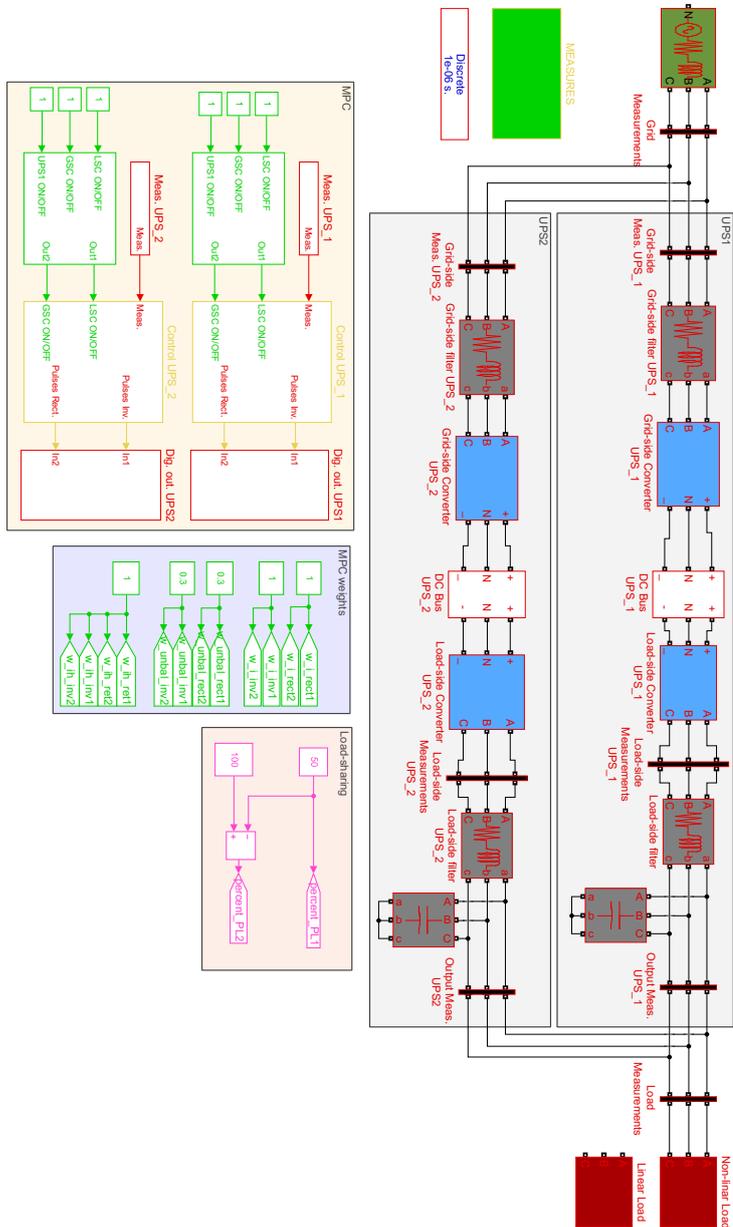


Figura A.1: Modelo de simulação das unidades UPS em *Matlab/Simulink* [1].

## A.2 Blocos de estimadores Adaline

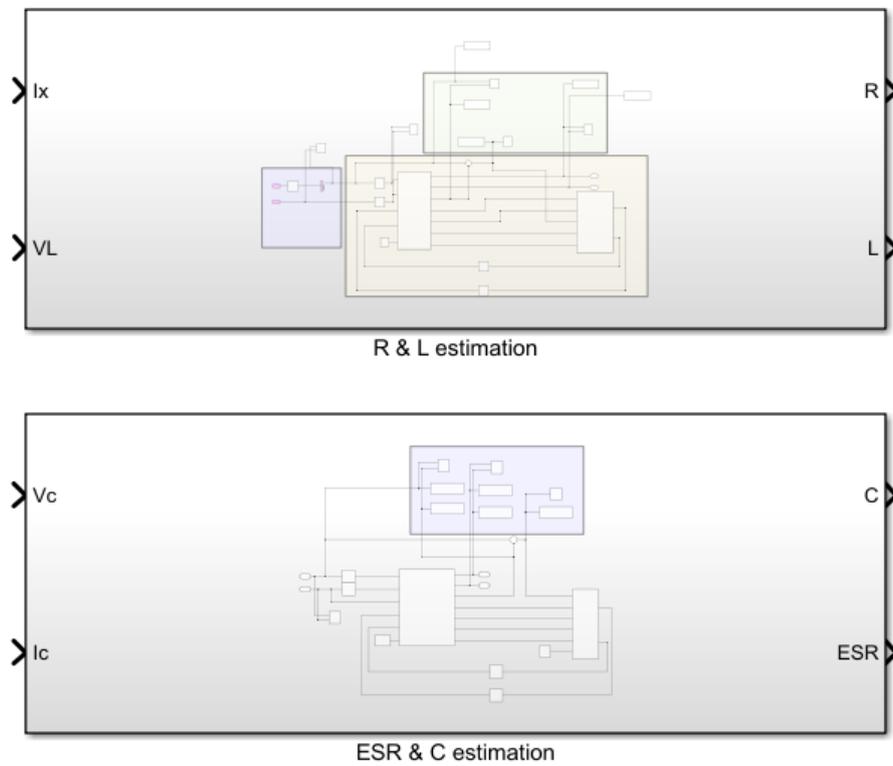


Figura A.2: Blocos de estimadores Adaline em *Matlab/Simulink*.

### A.3 Implementação Adaline para a estimação de resistência e indutância

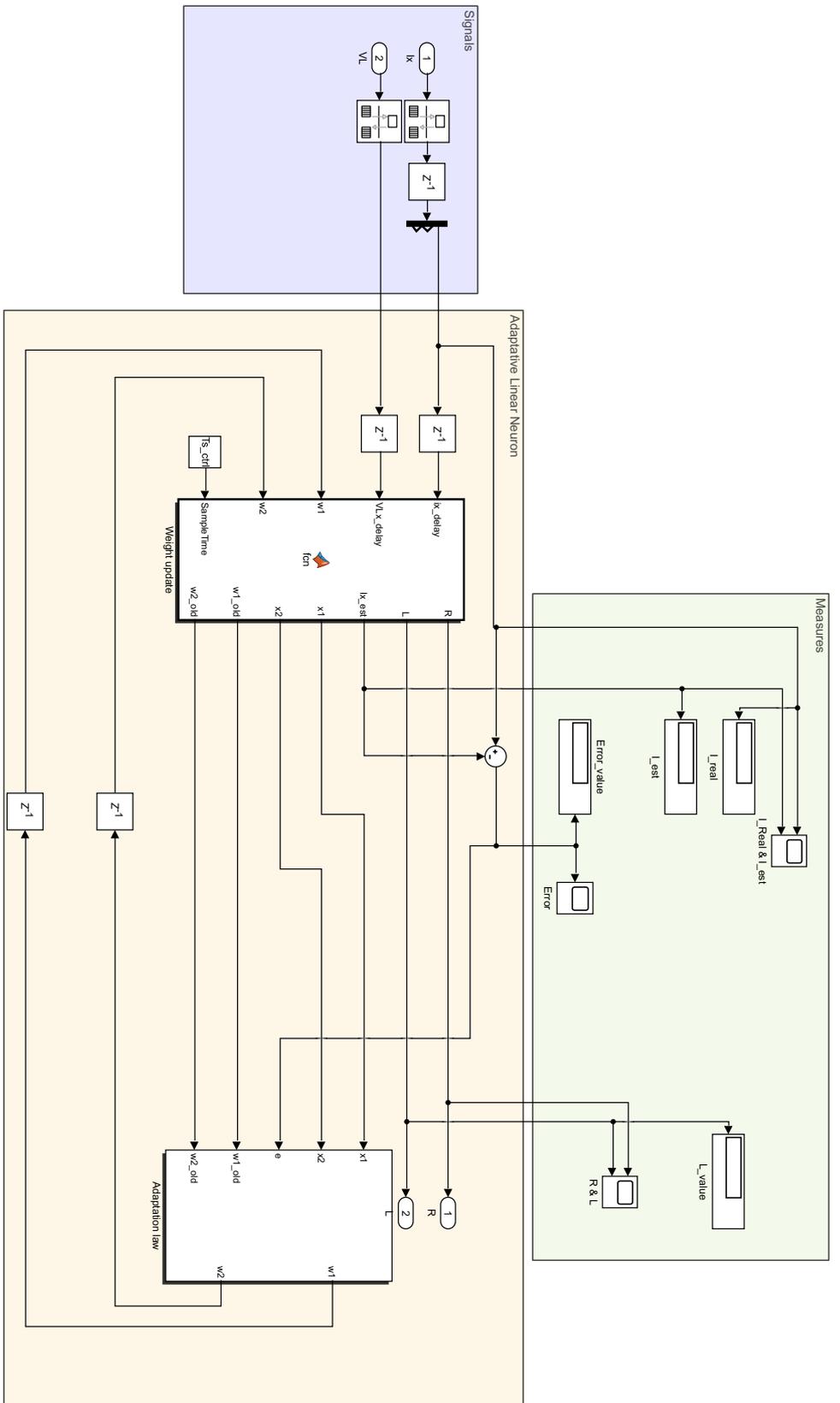


Figura A.3: Estimador Adaline para estimação de resistência e indutância em *Matlab/Simulink*.

### A.4 Estimador Adaline para a estimação da ESR e capacidade

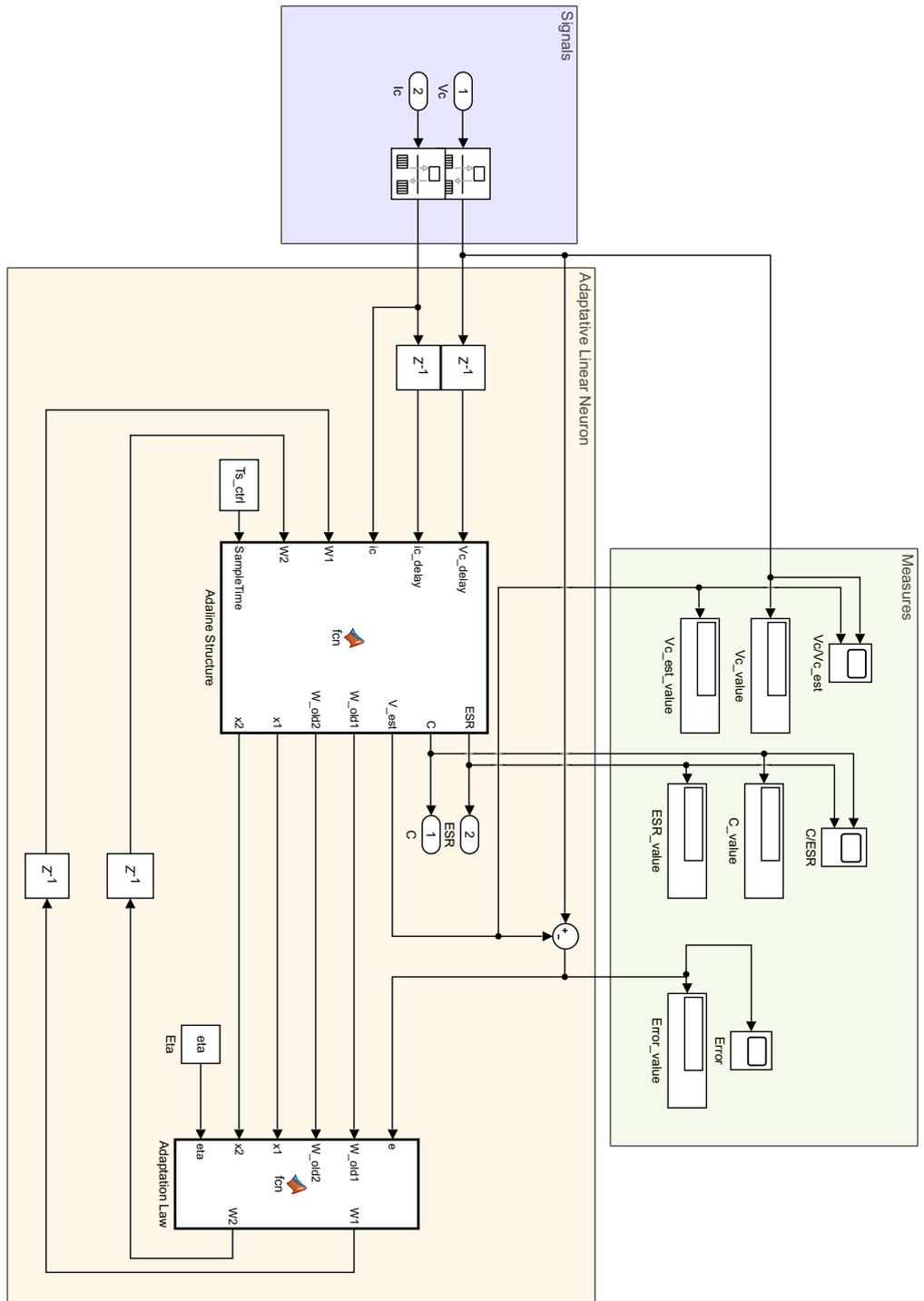
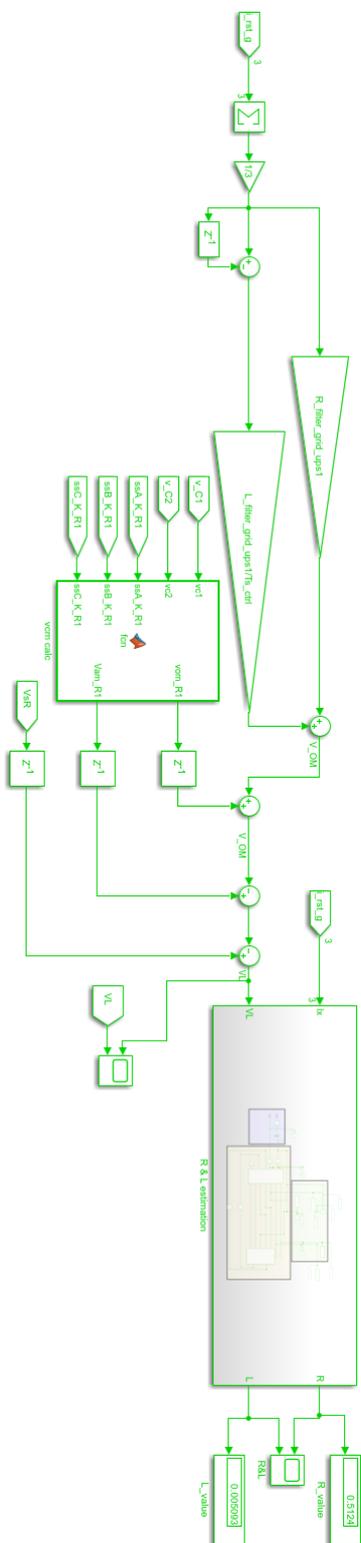


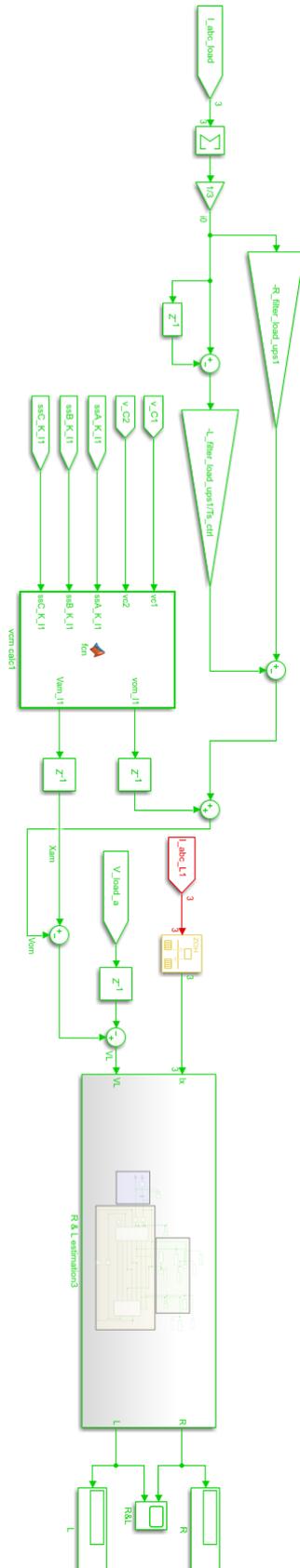
Figura A.4: Estimador Adaline para estimação da ESR e capacidade em *Matlab/Simulink*.

## A.5 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização on-line da indutância das bobinas do lado da rede no modelo UPS



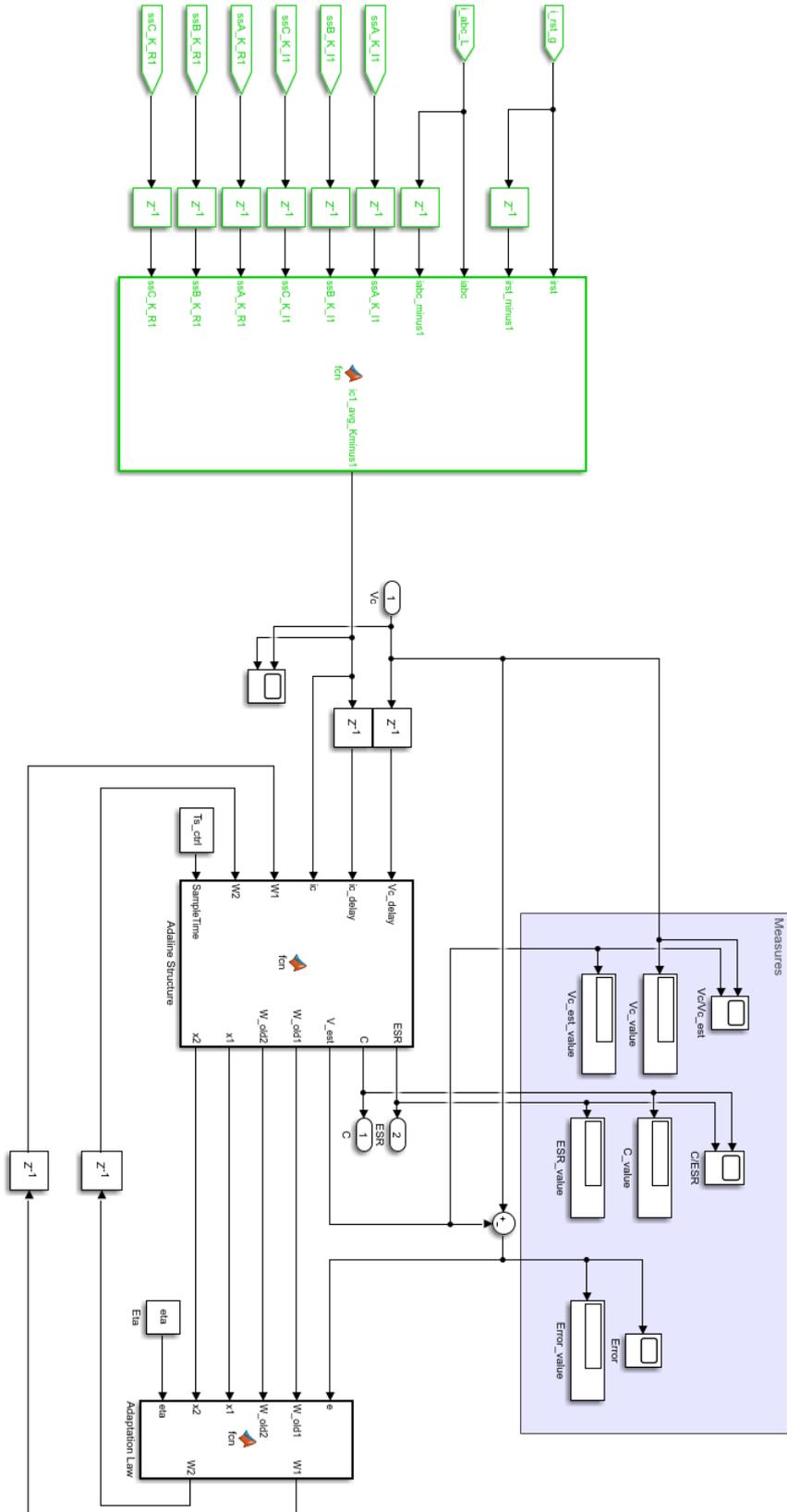
**Figura A.5:** Estimador Adaline para estimação online de indutâncias da rede no modelo UPS em *Matlab/Simulink*.

## A.6 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização on-line da indutância das bobinas do lado da carga no modelo UPS.



**Figura A.6:** Estimador Adaline para estimação online de indutâncias do lado da carga no modelo UPS em *Matlab/Simulink*.

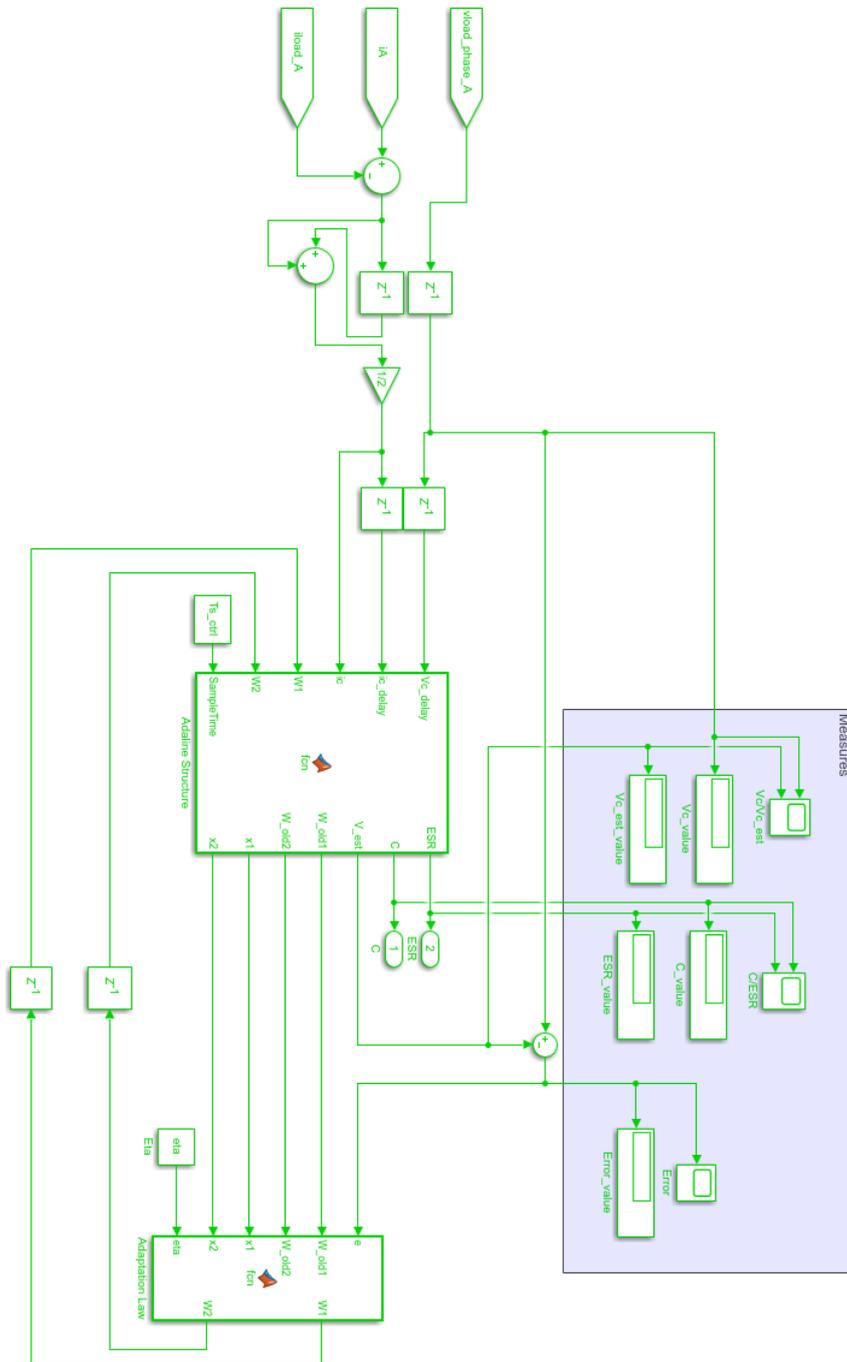
### A.7 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização on-line da ESR e capacidade dos condensadores do barramento DC



**Figura A.7:** Estimador Adaline para estimação online da ESR e capacidade dos condensadores no barramento DC em *Matlab/Simulink*.

## A.8 Aplicação do Estimador Adaline para monitorização online da capacidade dos condensadores do filtro LC.

**Figura A.8:** Estimador Adaline para estimação online da capacidade dos condensadores do filtro LC em *Matlab/Simulink*.



# B

## Artigo científico submetido e aceite

A realização desta dissertação conduziu à submissão de um artigo científico intitulado de "*Online estimation of passive elements in a double conversion UPS system with no additional sensors*", aceite na Telecoms Conference (ConfTELE). A conferência foi realizada nos dias 11-12 de fevereiro de 2021, em Leiria - Portugal.

# Online estimation of passive elements in a double conversion UPS system with no additional sensors

Tiago J. L. Oliveira<sup>\*†</sup>, Tiago M. C. Baptista<sup>\*</sup>, Luís M. A. Caseiro<sup>†</sup>, André M. S. Mendes<sup>\*†</sup>

<sup>\*</sup>University of Coimbra / <sup>†</sup>Instituto de Telecomunicações

Department of Electrical and Computer Engineering

Coimbra, Portugal

tiago.oliveira@ieee.org, tiagobap10@hotmail.com, lcaseiro@ieee.org, amsmendes@ieee.org

**Abstract**—Uninterruptible Power Supplies (UPS) represent the main technology used to supply a wide range of critical applications in which information, communication and technology (ICT) facilities such as high-tier datacenters are widely included. Beyond power converters, UPS systems require passive elements not only for proper current/voltage filtering but also to create an internal DC bus. Since these elements are typically subjected to a high amount of stress, deviations of their value can occur over time. With these deviations the overall UPS performance typically decreases and if an element reaches its end-of-life, the protection of the critical loads can even be highly compromised. Hence, the estimation of UPS passive elements is of extreme importance. In this paper, two real-time strategies based on the Adaptive Linear Neuron (ADALINE) approach are proposed to estimate the inductance and capacitance of UPS filters as well as DC bus capacitors capacitance. By using the proposed technique, only sensors required for UPS controllers are used with no additional hardware being required. Simulation results are presented to demonstrate the effectiveness of the proposed estimation methods.

## I. INTRODUCTION

Uninterruptible Power Supplies have proven to be the key technology to supply a wide range of important and sensitive applications including critical Information, Communication and Technology (ICT) systems. These systems typically go from small domestic networks to large ICT systems usually found in medical and military facilities such as high-tier datacenters, large telecommunication infrastructures and other large critical networks that must be permanently supplied under strict power quality requirements. In highly sensitive ICT applications even small grid phenomena such as sags, surges and spikes can lead to hardware failure, system malfunctions and data corruption. Hence, in these type of applications, double conversion UPS systems are adopted. The double conversion or online UPS system represents the topology that provides the highest level of protection to the critical load since the load is fully isolated from the power grid. Thus, it is the studied UPS configuration in this work.

In the input and output of a double conversion UPS, different filter configurations are typically used. The grid-side

converter is connected to the mains through an inductor, which enables the absorption of currents with lower harmonic distortion. On the other hand, the load-side converter is typically connected to the load using an inductor and a capacitor (LC filter). This configuration enables the generation of a high-quality load voltage waveform, which represents the main objective of a UPS system [1, 2]. These filters are typically designed to provide an appropriated current/voltage filtering without compromising the dynamic response of the system. However, since UPS systems are continuously operating, these elements are typically subjected to a significant amount of stress. Hence, by virtue of aging, UPS filter parameters change over time leading to reduced filtering capabilities which in turn means decreased UPS performance. Moreover, in an extreme case in which a passive element reaches its end-of-life, the UPS operation can be significantly compromised, leading to a failure of the critical facility and undesired downtime. In light of these facts, the existence of a mechanism for estimating and monitoring these elements is extremely important.

Since a critical load needs to be permanently protected, UPS systems are continuously operating. This way, measuring the inductance and capacitance of UPS passive elements with external measurement equipment does not represent a desirable solution. Thus, online methods for the estimation of these parameters have been proposed in the literature including Least Mean Squares (LMS) based algorithms [3], Model Reference Adaptive System (MRAS) schemes [4], Support Vectors Regression methods [5] and Artificial Neural Networks (ANN) [6, 7] such as Adaptive Linear Neuron (ADALINE) techniques [8, 9, 10]. ADALINE approaches have been used in power electronics field namely in the estimation of voltage and current harmonics, symmetrical components power quality disturbances and parameters estimation. Actually, some ANN methods including ADALINE techniques have gained some advantage compared to other methods such as MRAS and EKM approaches, due to a lower computational complexity requirement and faster convergence in parameters estimation [7].

Hence, in this paper, two real-time strategies based on the ADALINE approach are proposed to estimate the inductance and capacitance of UPS filters and DC bus capacitors capacitance. With the proposed estimation strategies merely sensors required for both UPS controllers are used, which means that

This work was supported in part by the Project SAICT-45-2017-POCI-01-0145-FEDER-029112—PTDC/EEI-EEE/29112/2017, funded by “Programa Operacional Temático Competitividade e Internacionalização — FEDER and by the Foundation for Science and Technology (FCT)—OE, and in part by the Project UIDB/EEA/50008/2020, funded by FCT—OE.

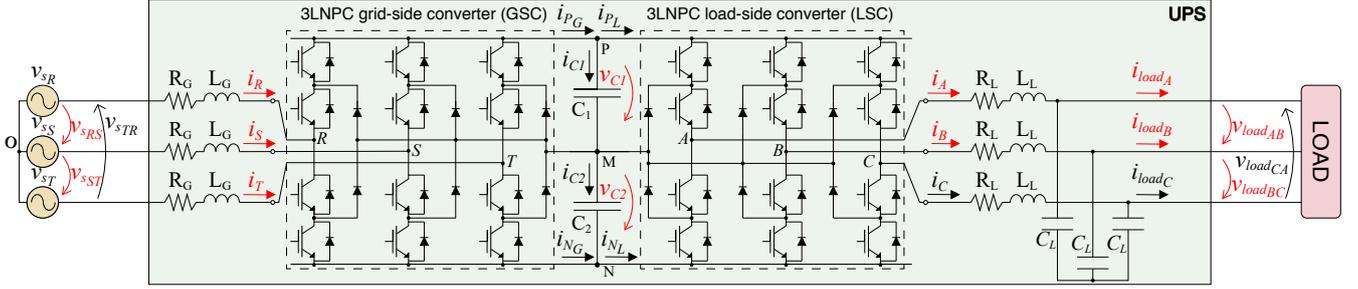


Figure 1. UPS system representation.

no additional hardware is required.

This paper is organized as follows: in Section II, the mathematical model of the studied UPS system is described; in Section III the proposed methods for inductance and capacitance estimation are demonstrated; in Section IV the simulation results are presented and discussed. Finally, Section V concludes the paper.

## II. STUDIED SYSTEM

As Fig. 1 demonstrates, the UPS system configuration has a grid-side converter (GSC) and a load-side converter (LSC) sharing a double-capacitor DC bus. The grid-side filter consists of an inductor, whereas the load-side filter consists of an LC filter. The Equivalent Series Resistance (ESR) of all capacitors is not considered by UPS controllers since it consists of a very small value, and therefore it is not represented in the figure. However, for estimation, this value is considered to ensure a proper capacitance estimation. For simplicity, the DC-DC converter and battery bank are not considered in this work since in the majority of the time, in a double conversion UPS, the load power flows through the GSC and LSC (grid available). Both the load-side and grid-side converters consist of a 3LNPC topology that contains three legs, each of them associated to a phase  $X$ . Regarding a GSC  $X \in \{R, S, T\}$ , whereas for a LSC  $X \in \{A, B, C\}$ . Each converter leg has 4 IGBTs with anti-parallel diodes as well as two clamping diodes. For each phase there are three distinct switching states  $S_X \in \{1, 0, -1\}$ , leading to three different pole voltage values  $v_{XM} \in \{v_{C1}, 0, -v_{C2}\}$ , respectively. The pole voltage corresponds to the voltage between the AC terminal of phase  $X$  and the middle point  $M$  of the DC bus. Each 3LNPC converter has 27 possible switching states.

### A. Grid-Side Converter

The mathematical model of the GSC is now defined. From Fig. 1 the following voltage equation can be written

$$v_{sX} = L_G \frac{di_X}{dt} + R_G i_X + v_{XM} - v_{OM}. \quad (1)$$

The term  $v_{sX}$  corresponds to the grid phase voltage which is calculated from the measured phase-to-phase voltages. The term  $i_X$  denotes the UPS grid-side current in phase  $X$  which is also the current that flows through the respective grid-side filter inductor. The term  $v_{OM}$  corresponds to the converter Common

Mode Voltage (CMV) in which the point  $O$  corresponds to the neutral grid point. This voltage is calculated using the converter pole voltages through

$$v_{OM} = \frac{v_{RM} + v_{SM} + v_{TM}}{3}. \quad (2)$$

From (1), the grid-side current dynamics is given by

$$\frac{di_X}{dt} = \frac{v_{sX}}{L_g} - \frac{R_g}{L_g} i_X - \frac{v_{XM}}{L_g} + \frac{v_{OM}}{L_g}. \quad (3)$$

Overlooking the capacitors ESRs, the dynamics of DC bus capacitors voltage is defined as

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{C1}, \quad \frac{dv_{C2}}{dt} = \frac{1}{C_2} i_{C2}. \quad (4)$$

In these equations, the currents in capacitors  $C_1$  and  $C_2$  are not measured, which eliminates the need for additional sensors. These currents are calculated by using  $i_{C1} = i_{PG} - i_{PL}$  and  $i_{C2} = i_{NL} - i_{NG}$ . The terms  $i_{PG}$  and  $i_{NG}$  are the currents supplied to the DC bus by the GSC and  $i_{PL}$  and  $i_{NL}$  are the currents absorbed by the LSC. The currents absorbed from the GSC by the DC bus are given by

$$\begin{cases} i_{PG} = i_R (S_R = 1) + i_S (S_S = 1) + i_T (S_T = 1) \\ i_{NG} = i_R (S_R = -1) + i_S (S_S = -1) + i_T (S_T = -1) \end{cases} \quad (5)$$

where  $(S_X = s)$  is 1 if  $S_X$  has value  $s$  and 0 otherwise. The currents  $i_{PL}$  and  $i_{NL}$  are obtained analogously. For the DC bus, two capacitors with equal capacitance are used,  $C_1 = C_2 = C_{DC}$ .

Regarding GSC control objectives, this converter must ensure the absorption of currents from the grid with low harmonic distortion and contribute to the balancing of DC bus capacitors voltage. To achieve that, a Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) control scheme, similar to the proposed in [11] is used in this work.

### B. Load-Side Converter

After the mathematical model deduction made for the GSC in the previous subsection, the LSC equations are now demonstrated. Hence, from Fig. 1 the following phase voltage equation is written

$$v_{loadX} = -L_L \frac{di_X}{dt} - R_L i_X + v_{XM} - v_{O'M}. \quad (6)$$

In the equation, the term  $v_{load_X}$  denotes the load phase voltage which is calculated from the measured line voltages. This voltage also corresponds to the voltage applied to a load-side filter capacitor, connected to phase  $X$ , defined as  $v_{C_{L_X}}$ . The term  $i_X$  corresponds to the LSC phase  $X$  current, which is also the current that flows through respective load-side filter inductor. The terms  $v_{XM}$  and  $v_{O'M}$  are respectively the pole voltage and CMV of the LSC, being  $O'$  in this case a fictitious neutral load point. The LSC CMV is obtained analogously to (2). The following current equation can also be written

$$i_X = i_{load_X} + i_{C_{L_X}} = i_{load_X} + C_L \frac{dv_{load_X}}{dt}. \quad (7)$$

Hence, from (6) and (7) the current and voltage dynamics are given by

$$\frac{di_X}{dt} = -\frac{1}{L_L} v_{load_X} - \frac{R_L}{L_L} i_X + \frac{v_{XM}}{L_L} - \frac{v_{O'M}}{L_L}, \quad (8)$$

$$\frac{dv_{load_X}}{dt} = \frac{1}{C_L} i_X - \frac{1}{C_L} i_{load_X} \quad (9)$$

As for the LSC control objectives, the controller must ensure a high-quality load-voltage waveform and also the minimization of DC bus voltage capacitors unbalance [11].

### III. PROPOSED ESTIMATION METHODS

In this section the two ADALINE methods for inductance and capacitance estimation are described. The principle of both methods is similar and is based on an estimation strategy proposed in [12]. For inductance estimation, the inductor current is estimated and compared with the measured current value. The estimation error is an input of a weight adaptive function that in turn adjusts a set of weights for a more accurate current estimation in the next iteration. In turn, the estimated inductance is obtained from these weights. Regarding capacitance estimation, the process is similar, however in this case the capacitor voltage is estimated.

#### A. Grid-side filter inductance estimation

For grid-side filter inductance estimation, from (3) and by using the forward Euler approach, the following equation is written

$$i_X[k] = \mathbf{A} \cdot i_X[k-1] + \mathbf{B} \cdot (v_{s_X} - v_{XM} + v_{O'M})[k-1] \quad (10)$$

where the coefficients  $A$  and  $B$  are given by

$$A = 1 - \frac{T_s \cdot R_G}{L_G}, \quad (11)$$

$$B = \frac{T_s}{L_G}. \quad (12)$$

In these terms,  $T_s$  denotes the control sampling time. By re-writing (12), it can be seen that the grid-side inductance  $L_G$  can be obtained as

$$L_G = \frac{T_s}{B}. \quad (13)$$

For inductor current estimation, two adaptive weights are used ( $W_1$  and  $W_2$ ) which are respectively associated with the two coefficients  $A$  and  $B$ .

The estimated current is given by

$$\hat{i}_X[k] = W_1 \cdot i_X[k-1] + W_2 \cdot (v_{s_X} - v_{XM} + v_{O'M})[k-1] \quad (14)$$

Therefore, analogously to (13) the estimated phase  $X$  inductance is obtained through

$$\hat{L}_G = \frac{T_s}{W_2}. \quad (15)$$

The weights  $W_1$  and  $W_2$  are recursively updated using an weight adaptive function [12] which is defined as

$$W[k+1] = W[k] + \frac{\eta \cdot \delta \cdot X[k-1]}{\epsilon + X^T[k-1] \cdot X[k-1]}. \quad (16)$$

In this function  $\eta$  denotes the estimator learning rate; the term  $\delta$  is the error between the estimated and measured current; the term  $\epsilon$  is defined as a positive value that avoids the division by 0 if the term  $X^T[k-1] \cdot X[k-1]$  is null. The term  $X$  denotes the estimator input vector being in this case given by two elements:  $i_X[k-1]$  and  $v_{s_X}[k-1] - v_{XM}[k-1] + v_{O'M}[k-1]$ . The first element corresponds to the inductor current, while the second one corresponds to the inductor voltage.

#### B. Load-side filter inductance estimation

The load-side filter inductance is obtained analogously to the grid-side filter inductance. From (8) the following equation is written as

$$i_X[k] = A \cdot i_X[k-1] + B \cdot (v_{load_X} - v_{XM} + v_{O'M})[k-1] \quad (17)$$

where the coefficients  $A$  and  $B$  are given by

$$A = 1 - \frac{T_s \cdot R_L}{L_L}, \quad (18)$$

$$B = \frac{T_s}{L_L}. \quad (19)$$

By re-writing (19) the load-side filter inductance of a phase  $X$  is given by

$$L_L = \frac{T_s}{B}. \quad (20)$$

The estimated LSC current is given by

$$\hat{i}_X[k] = W_1 \cdot i_X[k-1] + W_2 \cdot (v_{load_X} - v_{XM} + v_{O'M})[k-1] \quad (21)$$

Finally, the estimated inductance is given by

$$\hat{L}_L = \frac{T_s}{W_2}. \quad (22)$$

Once again, by comparing the estimated with measured inductor current, the weights  $W_1$  and  $W_2$  are updated every control cycle using the weight adaptive function (16).

### C. DC bus capacitance estimation

As for a DC bus capacitor estimation (e.g. for capacitor  $C_1$ ), from (4), by considering the capacitor ESR and by using the forward Euler approach the following equation is written

$$v_C[k] = A \cdot i_C[k] + B \cdot i_C[k-1] + v_C[k-1] \quad (23)$$

where the coefficients A and B are given by ,

$$A = ESR. \quad (24)$$

$$B = \frac{T_s}{C_1} - A. \quad (25)$$

In this case merely one weight is considered and the following equation is used for capacitor voltage estimation

$$\hat{v}_C[k] = W_1 \cdot i_C[k] + W_2 \cdot i_C[k-1] + v_C[k-1] \quad (26)$$

The estimated DC bus capacitance is obtained through

$$\hat{C}_1 = \frac{T_s}{W_1 + W_2}. \quad (27)$$

These weights are also recursively updated by using (16).

### D. Load-side filter capacitance estimation

For the load-side filter capacitance estimation, from (7) and considering the capacitor ESR the following equation is written

$$v_{load_X}[k] = A \cdot i_{C_{L_X}}[k] + B \cdot i_{C_{L_X}}[k-1] + v_{load_X}[k-1], \quad (28)$$

where the coefficients A and B are given by

$$A = ESR. \quad (29)$$

$$B = \frac{T_s}{C_L} - A. \quad (30)$$

In the equation, the voltage  $v_{load_X}$  corresponds to the voltage in the capacitor of the load-side filter ( $v_{C_{L_X}}$ ). The current in the capacitor of phase X is given by the difference between converter current  $i_X$  and output UPS current  $i_{load_X}$ . The following equation is used for load-side capacitor voltage estimation

$$\hat{v}_{load_X}[k] = W_1 \cdot i_{C_{L_X}}[k] + W_2 \cdot i_{C_{L_X}}[k-1] + v_{load_X}[k-1], \quad (31)$$

Finally, the estimated capacitance regarding phase X is given by

$$\hat{C}_L = \frac{T_s}{W_1 + W_2}. \quad (32)$$

where  $W_1$  and  $W_2$  are recursively updated using the adaptive function (16).

Table I  
REAL VALUES OF THE ESTIMATED PARAMETERS.

Element	Value
Grid-side filter inductance ( $L_G$ )	5 mH
Load-side filter inductance ( $L_L$ )	2.7 mH
Load-side filter capacitance ( $C_L$ )	66 $\mu$ F
DC bus capacitors capacitance ( $C_1 = C_2 = C_{DC}$ )	3 mF

## IV. RESULTS AND DISCUSSION

The proposed estimators were tested in *Matlab/Simulink* environment. A sampling time ( $T_s$ ) of 70  $\mu$ s is considered in all controllers and estimators. Tab. I shows the real value of all estimated passive elements. An inductor with an inductance of 5 mH was used in the grid-side filter. For the DC bus, two capacitors with an equal capacitance of 3 mF were used. A 2.7 mH inductance and a 66  $\mu$ F capacitance were used in the load-side LC filter. A voltage reference of 220 V was considered for the DC bus and an RMS line-to-line voltage of 120 V was considered in the input and output of the UPS systems. The learning rate  $\eta$  and the parameter  $\epsilon$  of the estimators were chosen from empirical tests. For all estimators a learning rate of 0.005 and an  $\epsilon$  of 1 were considered. To demonstrate the robustness and effectiveness of the proposed control technique, a highly non-linear load is used in the simulation consisting of an 3-phase rectifier feeding an RC circuit ( $R = 25 \Omega$  and  $C = 188 \mu$ F).

Figs. 2, 3, 4, 5 and 6 demonstrate relevant variables regarding the estimation of grid-side and load-side filter inductance as well as DC bus and load-side filter capacitance. For each estimated parameter these figures show the measured and estimated signals, the error (difference between these signals) and the estimated parameter.

Firstly, from Fig. 2 (a) and (b) it can be seen that the measured and estimated grid current are practically equal. Hence, as shown in Fig. 2 (c) this leads to a very small difference between these currents and therefore to a very low error. Thus, as shown in 2 (d), a highly accurate estimation of the phase R grid-side filter inductance is obtained. Although a small deviation is observed when compared to the value defined in the simulation (5 mH), in practical terms it will correspond to a negligible deviation of approximately 2%.

In Fig. 3 the dynamic response of the grid-side filter inductance estimation is demonstrated. For simplicity and to avoid results redundancy, since a similar response is obtained for the other estimators, only the dynamic response of this estimator is shown. To evaluate the estimator response, the grid-side inductance was reduced for 2.5 mH at  $t = 100$  ms. From this figure it can be seen that when the grid-side filter is changed, the estimation rapidly converges to the new inductance value, taking approximately 50 ms to achieve a steady-state condition.

In Fig. 4 the phase A load-side filter inductance estimation is demonstrated. As Fig. 4 (a) shows, the UPS supplies a highly

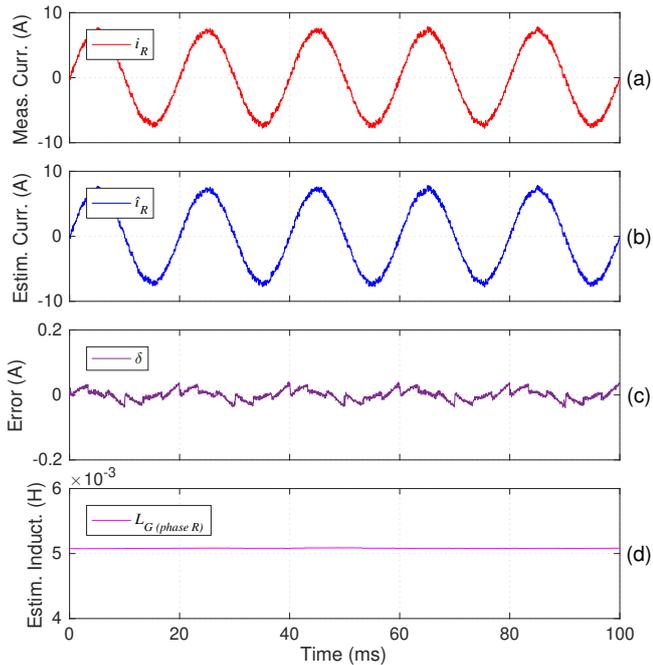


Figure 2. Estimation of the grid-side filter inductance (phase  $R$ ).

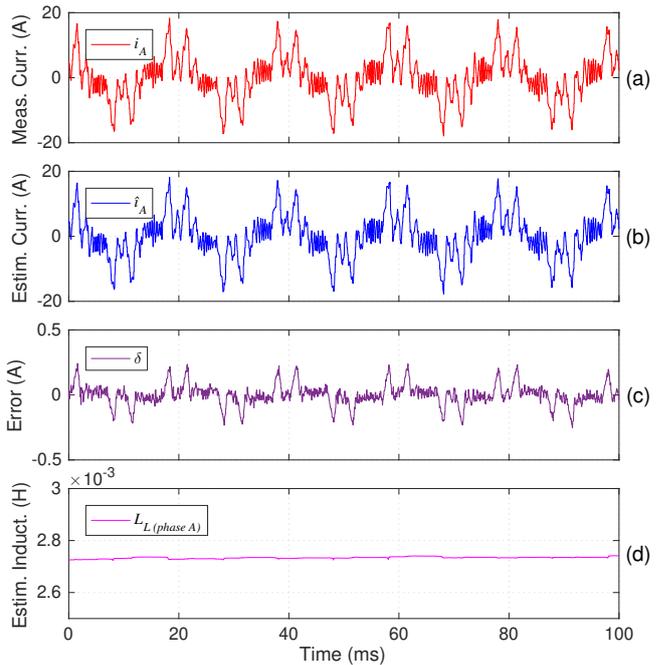


Figure 4. Estimation of the load-side filter inductance (phase  $A$ ).

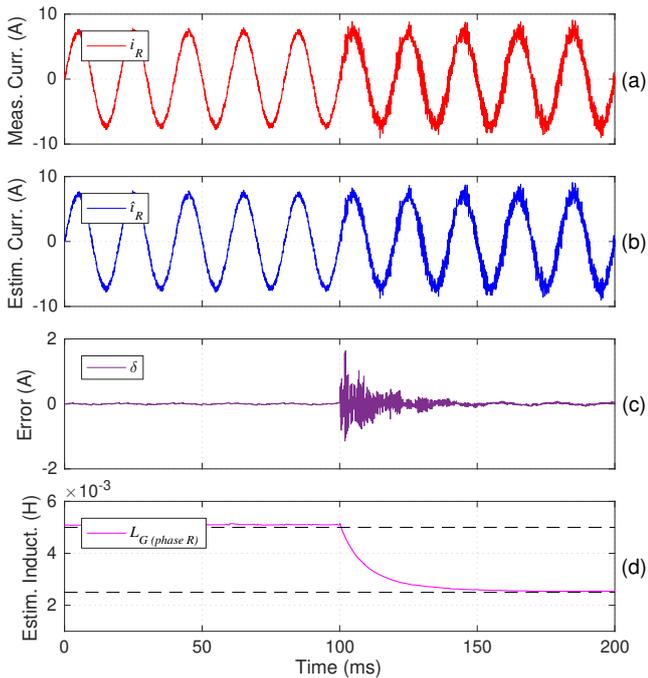


Figure 3. Estimator response when the grid-side inductance changes (ph.  $R$ ).

non-linear current to the load, which typically increases the difficulty of its estimation. However, even with this irregular current, as demonstrated in Fig. 4 (b) the grid-side filter inductor current of phase  $A$  is correctly estimated, with a small error being obtained, as shown in Fig. 4 (c). Finally,

an accurate inductance estimation is shown in Fig. 4 (d) with a small deviation ( $\approx 1.85\%$ ) from the real inductance value (2.7 mH).

Fig. 5 demonstrates the results obtained when the capacitance of a DC bus capacitor ( $C_1$ ) is estimated. Fig. 5 (a) illustrates the measured capacitor voltage, whereas Fig. 5 (b) shows the estimated voltage, which is practically coincident with the measured signal. Thus, also for capacitance estimation, a considerably small error is obtained, and a highly accurate estimation of the capacitance is obtained. In this case, as shown in Fig. 5 (d), the estimated capacitance is practically the same as the real capacitance value (3 mF).

Finally, from Fig. 6 the accuracy in the estimation of the phase  $A$  load-side filter capacitor is demonstrated. Figs. 6 (a) and (b) show the measured (actually calculated from the measured load-side line voltages) and estimated capacitor voltage which, as Fig. 6 (c) demonstrates, are practically coincident. Hence, as demonstrated in Fig. 6 (d) the phase  $A$  load-side filter capacitor is estimated with high accuracy, being the estimated value practically coincident with its real value 66  $\mu\text{F}$ .

## V. CONCLUSION

In this paper, two real-time estimation methods are proposed for inductance and capacitance estimation. The methods are applied in a multilevel based double conversion UPS system, which is the most common and advanced UPS topology for highly important and sensitive loads such as high-tier data centers and large communication networks. Due to its advantages, the ADALINE approach is used in both types of estimators. The presented simulation results show that with the

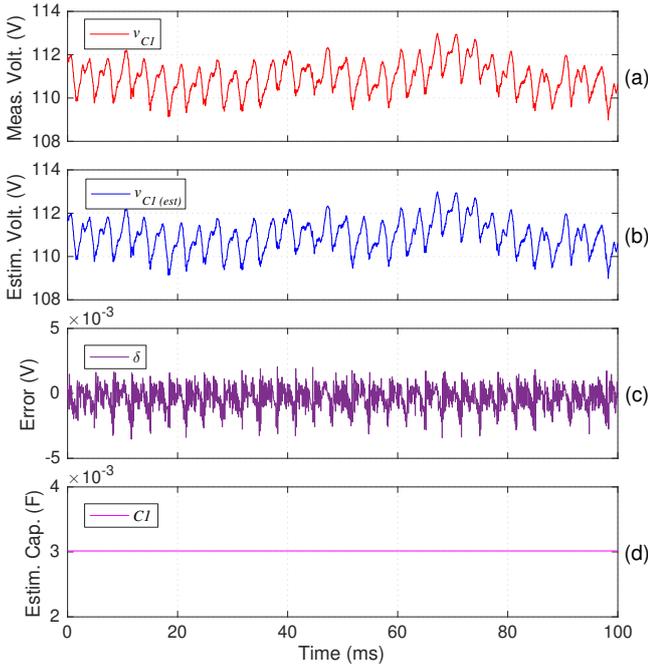


Figure 5. Estimation of the capacitance of a DC bus capacitor ( $C_1$ ).

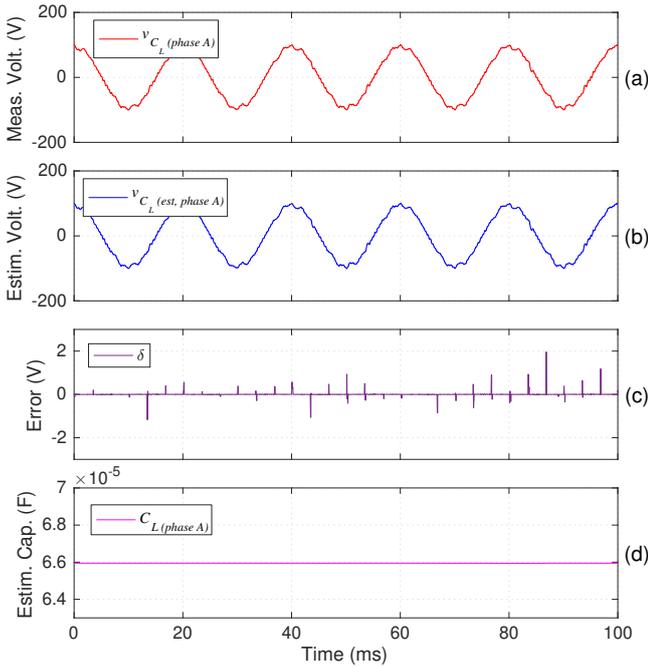


Figure 6. Estimation of the load-side filter capacitance (phase A).

proposed estimation mechanisms the grid-side and load-side filter parameters as well as DC bus capacitors are estimated with a high level of accuracy, even when the UPS system supplies a highly non-linear load. The proposed methods enable the possibility of using the estimated parameters values in UPS control schemes for online model update. Simultaneously, the

aging of these elements can be permanently monitored without additional sensors or the disconnection of the UPS system from the critical load.

#### REFERENCES

- [1] L. M. A. Caseiro, A. M. S. Mendes, and S. M. A. Cruz, "Cooperative and Dynamically Weighted Model Predictive Control of a 3-Level Uninterruptible Power Supply with Improved Performance and Dynamic Response," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, pp. 1–1, 2019.
- [2] M. Aamir, K. A. Kalwar, and S. Mekhilef, "Uninterruptible power supply (ups) system," *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 58, pp. 1395–1410, 2016.
- [3] S. Kwak, U. Moon, and J. Park, "Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved afe performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 11, pp. 6178–6187, 2014.
- [4] L. Xing, D. Wang, and Z. Peng, "Predictive direct power control for three-phase grid-connected converters with online parameter identification," *International Transactions on Electrical Energy Systems*, 07 2016.
- [5] A. G. Abo-Khalil and D. Lee, "Dc-link capacitance estimation in ac/dc/ac pwm converters using voltage injection," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 44, no. 5, pp. 1631–1637, 2008.
- [6] H. Soliman, H. Wang, B. Gadalla, and F. Blaabjerg, "Condition monitoring for dc-link capacitors based on artificial neural network algorithm," in *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*, 2015, pp. 587–591.
- [7] H. Ahn, H. Park, C. Kim, and H. Lee, "A Review of State-of-the-art Techniques for PMSM Parameter Identification," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 15, no. 3, pp. 1177–1187, 2020.
- [8] A. Bechouche, H. Seddiki, D. O. Abdeslam, and K. Mesbah, "Adaptive ac filter parameters identification for voltage-oriented control of three-phase voltage-source rectifiers," *International Journal of Modelling, Identification and Control*, vol. 24, no. 4, pp. 319–331, 2015.
- [9] H. Soliman, H. Wang, and F. Blaabjerg, "A Review of the Condition Monitoring of Capacitors in Power Electronic Converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 52, no. 6, pp. 4976–4989, 2016.
- [10] A. Bechouche, D. O. Abdeslam, H. Seddiki, and K. Mesbah, "Adaptive ac filter parameters identification of three-phase PWM rectifiers," *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, pp. 1188–1193, 2014.
- [11] T. Oliveira, L. Caseiro, A. Mendes, and S. Cruz, "Finite Control Set Model Predictive Control for Paralleled Uninterruptible Power Supplies," *Energies*, vol. 13, no. 13, p. 3453, Jan. 2020.
- [12] A. Bechouche, D. Ould Abdeslam, H. Seddiki, and A. Rahoui, "Estimation of equivalent inductance and resistance for adaptive control of three-phase pwm rectifiers," in *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2016, pp. 1336–1341.