



Universidade de Coimbra
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

**TÉCNICAS DE MEDIDA PARA A
CARACTERIZAÇÃO DO CIRCUITO
EQUIVALENTE DE CONDENSADORES
ELECTROLÍTICOS DE ALUMÍNIO**

Acácio Manuel Raposo Amaral

Coimbra - Portugal
2010

Universidade de Coimbra
Faculdade de Ciências e Tecnologia
Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores

**TÉCNICAS DE MEDIDA PARA A
CARACTERIZAÇÃO DO CIRCUITO
EQUIVALENTE DE CONDENSADORES
ELECTROLÍTICOS DE ALUMÍNIO**

Acácio Manuel Raposo Amaral

Dissertação submetida
para a obtenção do grau de
Doutor em Engenharia Electrotécnica,
Especialidade de Instrumentação e Controlo,
pela Universidade de Coimbra

Coimbra - Portugal
2010

Agradecimentos

Ao meu orientador, Professor Doutor António João Marques Cardoso, a quem desejo expressar a minha gratidão pelo seu apoio, incentivo e crítica exigente que sempre manifestou.

Agradeço o financiamento concedido pela Fundação para Ciência e Tecnologia, no âmbito da bolsa de investigação com a referência SFRH/BD/37093/2007.

Ao Doutor Gustavo Malagoni Buiatti pelo apoio no desenvolvimento das técnicas de diagnóstico *on-line*.

Ao Doutor Sérgio Cruz pelo apoio e incentivo demonstrados durante o estágio curricular realizado no âmbito deste trabalho, na empresa Alstom, em França.

Aos colegas do Grupo DIANA, em particular ao Doutor André Mendes, à Mestre Natália Gameiro, ao Eng. Jorge Estima e à Dra. Sílvia Ângelo, pela amizade e incentivo.

À Professora Doutora Beatriz Borges agradeço ter permitido a utilização do analisador de impedâncias, imprescindível para a validação das diferentes técnicas de diagnóstico propostas.

Aos colegas do Departamento de Engenharia Informática e Sistemas do Instituto Superior de Engenharia de Coimbra quero agradecer pelo incentivo e amizade.

Quero ainda agradecer aos meus pais e irmã, a quem nunca conseguirei retribuir todos os sacrifícios que, por mim, suportaram e, da mesma forma, o apoio incondicional que sempre me transmitiram nas horas de maior dificuldade.

Por fim, resta-me agradecer à minha esposa, a Cláudia, pelos sacrifícios, paciência inesgotável e apoio incondicional sempre demonstrado ao longo da realização deste trabalho.

Resumo

Este trabalho visa a implementação de técnicas de medida que permitam estimar os parâmetros do circuito equivalente de condensadores electrolíticos de alumínio. Esta informação revela-se essencial não só para a concepção de diversos sistemas electrónicos, mas também, para identificar de forma fiável e atempada os sintomas de avarias nos referidos condensadores.

O capítulo 1, de natureza introdutória, expõe os principais motivos que conduziram à realização deste trabalho. O facto de estes condensadores serem um dos componentes mais utilizados em electrónica, e simultaneamente, um dos elementos mais vulneráveis, demonstra a importância que as técnicas de diagnóstico assumem neste contexto.

No capítulo 2 efectua-se a comparação entre diferentes tecnologias de condensadores, destacando-se o papel relevante que os condensadores electrolíticos de alumínio assumem actualmente. Neste capítulo dá-se especial atenção aos aspectos relacionados com a sua composição, o circuito equivalente, factores que condicionam o seu funcionamento e ainda de que forma os condensadores electrolíticos de alumínio podem alterar o seu comportamento, bem assim como, acerca dos principais mecanismos de avaria.

No capítulo 3 apresentam-se algumas técnicas de medida *off-line*. A sua importância reflecte-se não só no âmbito da concepção de diferentes equipamentos de electrónica, mas também, no desenvolvimento de técnicas diagnóstico que permitam identificar sintomas de avarias nos condensadores. Para o efeito, propõem-se diferentes metodologias que permitem caracterizar o circuito equivalente do condensador para diferentes temperaturas e frequências de operação. Os valores dos parâmetros do circuito equivalente do condensador estimados através das técnicas *off-line* propostas, são posteriormente comparados com os dados adquiridos através de um analisador de impedância, sendo estes últimos considerados como os valores de referência. Desta forma, torna-se possível avaliar as referidas técnicas quanto à sua precisão e exactidão.

No capítulo 4, propõem-se algumas técnicas de diagnóstico *on-line* para fontes de alimentação comutadas. A sua validação é efectuada através da comparação de resultados de simulação com outros experimentalmente obtidos. Os resultados de simulação computacional resultam da adopção de diferentes metodologias, apresentadas e validadas neste capítulo. Os resultados experimentais resultam da utilização de dois protótipos experimentais: um conversor *buck*, concebido para o efeito, e um protótipo comercial (fonte de alimentação ATX). Neste capítulo é ainda efectuada a análise das referidas técnicas no que respeita à sua exactidão e precisão, sendo para o efeito, uma vez mais utilizados os dados adquiridos através de um analisador de impedâncias.

No capítulo 5 apresentam-se as conclusões finais deste trabalho, bem assim como algumas sugestões para trabalho futuro.

Abstract

The work reported herein is focused on the development of measurement techniques that are able to obtain the aluminium electrolytic capacitors equivalent circuit parameters. This knowledge is essential for the design of several electronic circuits, as well as for recognizing capacitors health status in due time.

Chapter one, of introductory nature, presents the rationale for the development of this work. The fact that these capacitors are one of the most common components used in electronics and simultaneously one of the most vulnerable elements, shows the importance that fault diagnosis have in this context.

Chapter two presents a comparison between the different capacitors technologies, highlighting the actual importance of aluminium electrolytic capacitors. In this chapter special attention is given to aluminium electrolytic capacitors composition, equivalent circuit, main factors that regulate their operation, as well as the main aging mechanisms.

In the third chapter some off-line measurement techniques are proposed. These techniques are of paramount importance not only for designing purposes but also for fault diagnosis of aluminium electrolytic capacitors. The proposed techniques are based

in different methodologies and circuits, allowing for the estimation of capacitors equivalent circuit at different operating frequencies and temperatures. The obtained values are then compared with the data acquired with an impedance gain phase analyzer, being the later used as reference values. In this way, it is possible to evaluate both precision and accuracy of the proposed techniques.

Chapter four presents some on-line fault diagnostic techniques for switch mode power supplies. These techniques are validated through simulation and experimental results. The simulation results were obtained from different methodologies that are also presented and validated in this chapter. The experimental results are acquired from two experimental prototypes: a buck converter that was specially designed for this purpose and a commercial power supply (ATX power supply). The error analysis (accuracy and precision) is also presented, and for that the data obtained with the impedance gain phase analyzer is once more used.

In chapter fifth, the final conclusions and some suggestions for future work are presented.

Lista de Símbolos

A_d	Área do dielétrico (m^2).
Al_2O_3	Óxido de alumínio.
C	Capacidade (F).
$Coef_{x,y}$	Coefficiente de correlação de <i>Pearson</i> .
D_1	<i>Duty cycle</i> - Relação entre o tempo de condução e o período.
D_2	Relação entre o tempo de não condução e o período ($i_L > 0$).
D_3	Relação entre o tempo de não condução e o período ($i_L = 0$).
d_C	Diâmetro da cobertura do condensador (m).
d_d	Espessura do dielétrico (m).
$\frac{di_L}{dt}$	Derivada da corrente na bobina em ordem ao tempo.
$\frac{di_{LON}}{dt}$	Derivada da corrente na bobina em ordem ao tempo (durante o estado de condução).

$\frac{di_{LOFF}}{dt}$	Derivada da corrente na bobina em ordem ao tempo (durante o estado de não condução).
$\frac{dV}{dt}$	Derivada da tensão em ordem ao tempo.
f	Frequência (Hz).
f_{ress}	Frequência de ressonância (Hz).
g	Unidade de aceleração não S.I. ($9.806 m/s^2$).
$I_f(T)$	Corrente de fugas do condensador à temperatura T .
$I_f(20^\circ C)$	Corrente de fugas do condensador à temperatura de $20^\circ C$.
i_L	Corrente na bobina (A).
i_C	Corrente no condensador (A).
i_{in}	Corrente de entrada (A).
I_{inON}	Valor médio da corrente de entrada durante o estado de condução (A).
i_O	Corrente de saída (A).
$\langle \hat{i}_L \rangle$	Valor médio da corrente na bobina (A).
$\langle \hat{i}_O \rangle$	Valor médio da corrente de saída (A).
l_C	Comprimento da cobertura do condensador (m).
L	Indutância da bobina (H).
L_{TN}	Tempo de vida do condensador para a temperatura nominal (anos).
L_{VN}	Tempo de vida do condensador para a tensão nominal (anos).
L_N	Tempo de vida do condensador para as condições nominais de temperatura, tensão e <i>ripple</i> de corrente (anos).
L_X	Tempo de vida do condensador (anos).
M_f	Multiplicador de frequência.

P_j	Perdas por efeito de Joule (W).
$Press$	Pressão (Pa).
q	Carga eléctrica (C).
R_0	Resistência dos terminais, das armaduras e presilhas (Ω).
R_{ele}	Resistência do electrólito (Ω).
R_P	Resistência do dieléctrico (Ω).
R_S	Resistência dos terminais, das armaduras, das presilhas e do conjunto electrolito-papel (Ω).
R	Resistência de carga (Ω).
R_L	Resistência da bobina (Ω).
R_{DS}	Resistência dreno-fonte do Mosfet (Ω).
R_d	Resistência do diódo durante a condução (Ω).
S_a	Superfície das armaduras (m^2).
T	Período (s).
t	Tempo (s).
t_{ON}	Intervalo de tempo relativo ao estado de condução ($t_{ON} \in [0, D_1 \times T]$).
t_{OFF}	Intervalo de tempo relativo ao estado de não condução ($t_{OFF} \in [D_1 \times T, T]$ se <i>CCM</i> , ou $t_{OFF} \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T]$ se <i>DCM</i>).
t_{DESC}	Intervalo de tempo relativo ao estado descontínuo ($t_{DESC} \in [(D_1 + D_2) \times T, T]$).
$Temp_A$	Temperatura ambiente ($^{\circ}C$).
$Temp_i$	Temperatura do núcleo ($^{\circ}C$).
$Temp_N$	Temperatura nominal ($^{\circ}C$).

V_F	Tensão de formação do dielétrico (V).
V_N	Tensão nominal (V).
V_S	Tensão máxima de pico (V).
v_O	Tensão de saída (V).
Vol	Volume (l).
v_{in}	Tensão de entrada (V).
v_d	Tensão de arranque do díodo (V).
v_Z	Tensão <i>Zener</i> (V).
$\langle v_O \rangle$	Valor médio da tensão de saída (V).
$\langle v_{Oon} \rangle$	Valor médio da tensão de saída durante o estado de condução (V).
$\langle v_{Ooff} \rangle$	Valor médio da tensão de saída durante o estado de não condução (V).
w	Velocidade angular (rad/s).
X_C	Reactância capacitiva do condensador (Ω).
X_{cond}	Reactância do condensador (Ω).
X_{ESL}	Reactância indutiva do condensador (Ω).
X_L	Reactância indutiva da bobina (Ω).
Z_{cond}	Impedância do condensador (Ω).
Δi_C	<i>Ripple</i> da corrente no condensador (A).
Δi_{Cef}	Valor eficaz do <i>ripple</i> da corrente no condensador (A).
Δi_{Chief}	Valor eficaz do harmónico i do <i>ripple</i> da corrente no condensador (A).
Δi_L	<i>Ripple</i> da corrente na bobina (A).
Δv_O	<i>Ripple</i> da tensão de saída (V).

Δw	Perda do electrólito (<i>mg</i>).
$\frac{\Delta C}{C}$	Varição da capacidade (%).
ΔT	Varição da temperatura ($^{\circ}C$).
k_B	Constante de Boltzman ($5.669 \times 10^{-8} \text{ W/m}^2 \text{ }^{\circ}K^4$).
ρ	Resistividade do material (Ωm).
σ^2	Variância.
σ	Desvio padrão.
ϵ_0	Permitividade do vazio ($\epsilon_0 = 8.854238837 \times 10^{-12} \text{ C}^2 \text{ N}^{-1} \text{ m}^{-2}$).
ϵ	Permitividade do material.
ϵ_{al}	Permitividade do óxido de alumínio ($\epsilon \in [8, 10]$).
π	Constante numérica ($\pi \approx 3.14159 \dots$).

Glossário

<i>AC</i>	<i>Alternating Current</i> – Corrente alternada.
<i>ATX</i>	<i>Advanced Technology Extended</i> .
<i>AO</i>	Amplificador operacional.
<i>CAD</i>	Conversor analógico-digital.
<i>CCM</i>	<i>Continuous Conduction Mode</i> – Modo de condução contínua.
<i>CDA</i>	Conversor digital-analógico.
<i>DC</i>	<i>Direct Current</i> – Corrente contínua.
<i>DCM</i>	<i>Discontinuous Conduction Mode</i> – Modo de condução descontínua.
<i>DF</i>	<i>Dissipation Factor</i> – Factor de dissipação.
<i>DFP</i>	Detector de fase de elevada precisão.
<i>DFT</i>	<i>Discret Fourier Transform</i> – Transformada discreta de Fourier.

<i>DSP</i>	<i>Digital Signal Processor</i> – Processador digital de sinal.
<i>EMC</i>	<i>Electromagnetic Compatibility</i> – Compatibilidade electro-magnética.
<i>EMI</i>	<i>Electromagnetic Interference</i> – Interferência electromagnética.
<i>EPRI</i>	<i>Electric Power Research Institute</i> .
<i>ESL</i>	<i>Equivalent series inductance</i> – Indutância série equivalente.
<i>ESR</i>	<i>Equivalent series resistance</i> – Resistência série equivalente.
<i>FAC</i>	Fonte de alimentação comutada.
<i>FAL</i>	Fonte de alimentação linear.
<i>FAR</i>	Fonte de alimentação ressonante.
<i>FA</i>	Factor de aceleração.
<i>Hi-fi</i>	<i>High-Fidelity</i> .
<i>ITRI</i>	<i>Industrial Technology Research Institute</i> .
<i>LCR meter</i>	Medidor de indutância, capacidade e resistência.
<i>LED</i>	<i>Light-emitting diode</i> – Diodo emissor de luz.
<i>LMS</i>	<i>Least Mean Squares</i> – Mínimos quadrados.
<i>MATLAB</i>	<i>MATrix LABoratory</i> – Software interactivo para cálculo numérico.
<i>MIL-HDBK 217 D</i>	<i>Reliability Prediction of Electronic Equipment</i> – Especificação militar norte-americana sobre como calcular as taxas de fiabilidade em equipamento electrónico.
<i>MOSFET</i>	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i> – Transístor de efeito de campo de semiconductor de óxido metálico.
<i>MOV</i>	<i>Metal Oxide Varistor</i> – Varistor de óxido metálico.

<i>NPP</i>	Número de pontos adquiridos por período.
<i>NPT₁</i>	Número de pontos adquiridos durante o estado de condução.
<i>NPT₂</i>	Número de pontos adquiridos durante o estado de não condução.
<i>NTC</i>	<i>Negative Temperature Coefficient</i> - coeficiente de temperatura negativo.
<i>PA</i>	Período de amostragem.
<i>PC</i>	<i>Personal Computer</i> – Computador pessoal.
<i>PCB</i>	<i>Printed Circuit Board</i> – Placa de circuito impresso.
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i> – Correção do factor de potência.
<i>PSR</i>	<i>Pulse Series Resistance</i> – Resistência de impulso série.
<i>RLMS</i>	<i>Recursive Least Mean Squares</i> – Mínimos quadrados recursivo.
<i>RMS</i>	<i>Root mean square</i> – Valor quadrático médio (valor eficaz).
<i>Snubber</i>	Circuito eléctrico utilizado para suprimir transitórios de tensão.
<i>TVEWR</i>	<i>Tubular vitreous enamel wirewound resistor</i> – resistência bobinada tubular com corpo de material vítreo.
<i>TRIAC</i>	<i>TRIode for Alternating Current</i> – Componente electrónico equivalente a dois rectificadores controlados de silício ligados em anti-paralelo e com terminal de disparo comum.
<i>UPS</i>	<i>Uninterruptible Power Supply</i> – Fonte de alimentação ininterrupta.
<i>VCO</i>	<i>Voltage controlled oscillator</i> - Oscilador controlado por tensão.
<i>VD</i>	Voltímetro digital.
<i>VEV</i>	Variador electrónico de velocidade.

Índice

1 – Introdução	1
1.1 – Motivação	2
1.2 – Distribuição de avarias em fontes de alimentação	6
1.3 – Resumo	12
2 – Condensadores: Aspectos Relevantes	14
2.1 – Tecnologias utilizadas no fabrico de condensadores	17
2.2 – Condensador electrolítico de alumínio	20
2.2.1 – Constituição	21
2.2.2 – Circuito equivalente	23
2.2.3 – Informação fornecida pelos fabricantes	25
2.2.4 – Influência da temperatura e frequência no circuito equivalente do condensador	27
2.2.5 – Mecanismo de auto-reparação	30
2.2.6 – Corrente de fugas	31
2.2.7 – Factores que condicionam o tempo de vida do condensador	33
2.2.8 – Como determinar o tempo de vida do condensador	37
2.2.9 – Mecanismo de avaria	40
2.3 – Resumo	42

3 – Técnicas <i>Off-Line</i>	43
3.1 – Retrospectiva	44
3.2 – Caracterização dos condensadores em estudo	58
3.3 – Importância das técnicas <i>off-line</i>	60
3.4 – Técnica <i>off-line</i> baseada na injeção de uma corrente sinusoidal	62
3.4.1 – Protótipos experimentais	68
3.4.2 – Simulação computacional	73
3.4.3 – Resultados experimentais e de simulação	74
3.4.3.1 – Filtro LC	74
3.4.3.2 – Filtro RC	78
3.4.3.3 – Amplificador classe D	99
3.5 – Técnica <i>off-line</i> baseada num circuito de carga e descarga do condensador	103
3.5.1 – Protótipo experimental	106
3.5.2 – Simulação computacional	107
3.5.3 – Resultados experimentais e de simulação	108
3.6 – Análise dos erros	113
3.7 – Cálculo dos multiplicadores de frequência	116
3.8 – Cálculo dos multiplicadores de temperatura	118
3.9 – Técnicas de diagnóstico de avarias <i>off-line</i>	122
3.10 –Resumo	133
4 – Métodos de Diagnóstico <i>On-Line</i>	135
4.1 – Retrospectiva	136
4.2 – Protótipos experimentais	152
4.3 – Conversor <i>buck</i>	153
4.3.1 – Dimensionamento do conversor	153
4.3.2 – Simulação computacional	156
4.3.2.1 – Simulação computacional baseada na transformada de <i>Laplace</i>	156
4.3.2.2 – Simulação computacional baseada no modelo híbrido do conversor	161
4.3.2.3 – Análise teórica	163
4.3.2.3.1 – Modo de condução contínua	163

4.3.2.3.2 – Modo de condução descontinua	165
4.3.2.4 – Análise das diferentes metodologias apresentadas	169
4.3.3 – Técnica de diagnóstico <i>on-line</i>	171
4.3.4 – Resultados experimentais e de simulação	182
4.3.5 – Comparação entre as técnicas de diagnóstico <i>on-line</i>	189
4.4 – Fonte de alimentação <i>ATX</i>	190
4.4.1 – Arquitectura de fontes de alimentação <i>ATX</i>	191
4.4.2 – Técnica de diagnóstico <i>on-line</i>	193
4.4.3 – Resultados experimentais	194
4.5 – Resumo	197
5 – Conclusões	199
5.1 – Síntese	202
5.2 – Trabalho Futuro	203
Anexo I	204
Anexo II	207
Anexo III	209
Anexo IV	214
Anexo V	216
Anexo VI	219
Referências	221

1 – Introdução

A presente dissertação aborda a temática da caracterização do esquema equivalente de condensadores electrolíticos de alumínio, informação esta essencial na avaliação do estado do condensador, assim como, no processo de concepção de diferentes equipamentos de electrónica, onde é largamente utilizado.

De facto, estes condensadores possuem uma excepcional eficiência volumétrica, baixo custo e uma elevada gama de capacidades e tensões de operação. Daí que, pelos motivos *supra* referidos, esta tecnologia seja a mais utilizada em equipamentos de electrónica de potência.

No entanto, estes condensadores revelam ser um dos elementos mais críticos em diversos equipamentos de electrónica, sendo em algumas aplicações responsáveis por mais de metade das paragens. Deste modo, é extremamente importante o desenvolvimento de métodos de diagnóstico de avarias que permitam identificar o estado do condensador e garantir a sua substituição em tempo oportuno. Aliás, este assunto tem justificado só por si o desenvolvimento de algumas dissertações de

doutoramento, bem como a publicação de diversos trabalhos em conferências internacionais e nas mais conceituadas revistas da especialidade¹.

Por outro lado, a caracterização do circuito equivalente do condensador electrolítico de alumínio, para diferentes frequências e temperaturas de funcionamento, é extremamente importante no âmbito da concepção de fontes de alimentação comutadas e de variadores electrónicos de velocidade. Além disso, a implementação de técnicas de diagnóstico *on-line* em condensadores electrolíticos de alumínio requer, também, a caracterização do esquema equivalente do condensador para diferentes temperaturas. Esta informação é obtida, tipicamente, através de analisadores de impedância ou de medidores de *LCR*, equipamentos extremamente caros e nem sempre disponíveis.

1.1 – Motivação

A grande maioria dos equipamentos electrónicos possui diferentes especificações de potência e de tensão, sendo por isso necessários equipamentos que permitam adequar as diferentes cargas à fonte de energia (rede eléctrica nacional ou simplesmente uma bateria), equipamentos estes vulgarmente designados por fontes de alimentação.

As fontes de alimentação deverão respeitar um conjunto de especificações tais como: isolamento entre a carga e a fonte de energia, peso e dimensões reduzidas, controlo do fluxo de potência, elevada eficiência, formas de onda de tensão e corrente de entrada e saída com reduzida distorção harmónica, factor potência controlável e elevada fiabilidade [1]. Estas especificações deverão ser satisfeitas durante o processo de concepção das fontes de alimentação, sendo essencial durante este processo conhecer o comportamento dos condensadores para as diferentes condições de funcionamento (temperatura, tensão, corrente e frequência). Esta informação pode ser obtida através de técnicas *off-line* de medida, tema que será abordado em pormenor no capítulo 3, onde serão apresentadas diversas soluções.

¹ Basta ver, por exemplo, as dezenas de artigos publicados em "*IEEE Transactions on Industrial Electronics*", "*IEEE Transactions on Power Electronics*", "*IEEE Transactions on Industry Applications*" ou "*IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*".

As fontes de alimentação podem ser classificadas, consoante a conversão de tensão, em quatro grupos: conversores *AC-DC*, conversores *DC-DC*, conversores *DC-AC* e conversores *AC-AC*.

As fontes de alimentação pertencentes ao grupo dos conversores *AC-DC* e *DC-DC* podem ser agrupadas em três grandes subgrupos: fontes de alimentação lineares (*FAL*), fontes de alimentação comutadas (*FAC*), e fontes de alimentação ressonantes (*FAR*). As *FAL* baseiam-se no conceito de energia dissipada controlada, onde a tensão de saída é controlada pela variação da resistência interna do regulador (transistor a operar na região activa). Desta forma, a tensão de saída é sempre inferior à tensão de entrada. As *FAL* são constituídas por um transformador redutor de entrada, ao qual se segue uma ponte rectificadora, um filtro e um regulador, que permitem converter a tensão *AC* numa tensão *DC* com o valor pretendido. A Fig. 1 exhibe um diagrama de uma *FAL*.

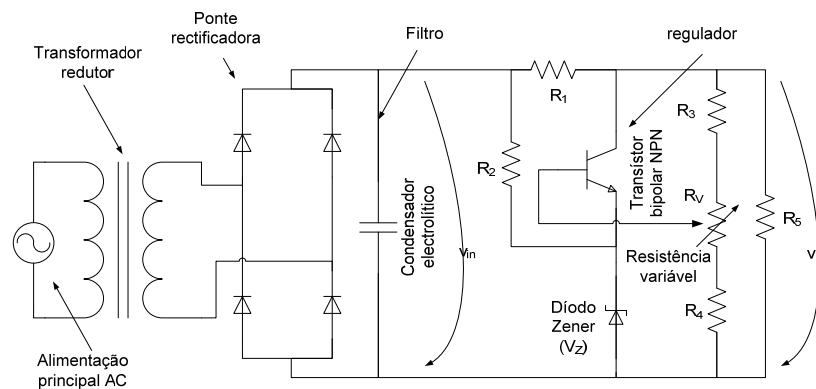


Fig. 1. Diagrama de uma fonte de alimentação linear.

A função do regulador consiste em reduzir o valor médio da tensão de entrada $\langle v_{in} \rangle$ para o valor pretendido $\langle v_o \rangle$. A acção conjunta do condensador electrolítico de alumínio e do regulador permite reduzir o valor do *ripple* da tensão de saída. O valor médio da tensão de saída $\langle v_o \rangle$ pode ser calculado através de (1.1).

$$\langle v_o \rangle = \frac{(V_Z + 0.7)}{R_V + R_4} \times (R_V + R_4 + R_3) \quad (1.1)$$

Apesar da sua simplicidade, pouco ruído e resposta transitória bastante rápida, as *FAL* têm vindo a ser gradualmente substituídas pelas *FAC* devido ao seu baixo rendimento, elevadas dimensões e peso [2-10]. Além disso, não permitem elevar a tensão de entrada [2-10] e o custo de fabrico, em especial para potências superiores a 10 *W*, torna-se claramente superior ao das suas congéneres comutadas [2, 3]. Nos últimos

anos, tem-se verificado uma redução do custo de fabrico das *FAC*, o que tem aumentado a tendência para a substituição da tecnologia linear pela comutada, mesmo para baixas potências [7].

As *FAC* e as *FAR* utilizam uma técnica baseada na comutação de um interruptor (transistor a operar quer no corte, quer na zona óhmica). A largura do impulso, ou *duty cycle*, permite definir a quantidade de corrente que alimenta a carga. O filtro *passa-baixo*, à saída da fonte de alimentação, composto por um ou mais condensadores electrolíticos de alumínio em paralelo, permite reduzir a grande maioria dos harmónicos produzidos pela comutação do transistor. Apesar do ruído produzido e da sua complexidade, as vantagens destas fontes, tais como a elevada densidade de potência e eficiência, superam largamente as suas desvantagens [2-8].

As *FAR* permitem elevar a eficiência da fonte de alimentação, reduzindo significativamente as perdas nos semicondutores. No entanto, são mais complexas que as *FAC*, revelando-se particularmente vantajosas para aplicações que operam a elevadas frequências [2, 3, 11]. Os conversores ressonantes são utilizados essencialmente em fontes de alimentação de elevada potência e tensão [12]. Nas Figs. 2 e 4 é possível observar o diagrama de uma *FAR* e de uma *FAC*, respectivamente.

Apesar de o princípio de funcionamento das *FAC* ser conhecido há bastante tempo, estas tornaram-se apenas comercializáveis na década de 70 do século passado [4], com o desenvolvimento dos *MOSFETs*, dos materiais cerâmicos de ferrite e dos condensadores [13]. Refira-se que as suas áreas de aplicação são bastante variadas.

No segmento de mercado de baixa potência é possível encontrar *FAC* em pequenos carregadores de bateria [14], em aplicações áudio [15], em telemóveis, câmaras digitais ou mesmo em leitores de *CD/DVD* portáteis [16].

O segmento de média potência é dominado pelas *FAC*, encontrando-se esta tecnologia bem disseminada em fontes de alimentação para computadores, servidores, equipamentos de *TV* e *Hi-Fi*, sistemas de telecomunicação e *UPS*, entre outros [10, 17, 18].

No segmento de alta potência é também possível encontrar as *FAC*, em particular em sistemas de alimentação modernos para telecomunicações [19, 20], nos interfaces com novas fontes de energia, tais como as células fotovoltaicas [21, 22] ou em parques eólicos [23].

A importância que as *FAC* assumem actualmente é particularmente visível em sistemas críticos, nomeadamente em equipamento médico (ex. bombas de insulina) [24,

25], indústria aeroespacial [26-30], em *UPS* utilizadas em centrais nucleares [31, 32], em equipamentos electrónicos utilizados em automóveis, tais como nos sistemas de navegação, áudio, de controlo da suspensão e de travagem [33] ou em áreas emergentes, tais como no desenvolvimento dos sistemas de tracção híbridos e eléctricos [33-35].

Para que estes equipamentos funcionem correctamente e em segurança não basta garantir que as especificações para as quais foram concebidos sejam satisfeitas apenas no início da sua vida, é imperativo assegurar o seu bom desempenho ao longo de toda a sua vida útil. Este tema é particularmente importante em sistemas críticos onde a falha numa *FAC* pode colocar em risco vidas humanas. Desta forma, para se garantir o correcto funcionamento do equipamento é essencial a promoção de planos de manutenção adequados.

A implementação de procedimentos correctos de manutenção que permitam reduzir a frequência de paragens e, mais importante ainda, que permitam reduzir as paragens inoportunas revela-se de extrema importância. Assim, se os procedimentos de manutenção forem escassos, a probabilidade do aumento dos custos devidos a avarias e ao tempo de paragem aumenta significativamente. Além disso, as consequências devidas à diminuição da qualidade do serviço prestado serão consideravelmente maiores. Por outro lado, se os procedimentos de manutenção forem excessivos, os custos de manutenção serão demasiado elevados aos quais se terão que somar os custos associados a cada paragem. Outros procedimentos podem ser implementados para reforçar a qualidade do funcionamento e segurança dos equipamentos, tais como: o aumento da capacidade do sistema, o desenvolvimento de sistemas redundantes e a utilização de componentes de melhor qualidade [36]. No entanto, estas soluções encarecem consideravelmente o custo final do equipamento.

As estratégias de manutenção mais comuns são: manutenção curativa, manutenção periódica e manutenção condicionada [37]. A primeira, apesar de ser aparentemente mais simples e económica, é também a mais grosseira, visto que assenta no princípio de que o equipamento deverá ser mantido em funcionamento até ao instante da avaria, altura em que se procederá às acções de reparação necessárias [37]. A manutenção periódica distingue-se da primeira pelo facto das intervenções de manutenção serem efectuadas em intervalos de tempo regulares, permitindo desta forma reduzir a probabilidade de ocorrência de avarias. Neste caso, a definição do intervalo de tempo óptimo entre intervenções é essencial, visto que, intervalos de tempo longos resultam num número significativo de avarias, enquanto inspecções muito frequentes

acarretam custos elevados [37]. A manutenção condicionada caracteriza-se por intervenções de manutenção apenas quando o estado do equipamento o exige. Deste modo, é necessário possuir um conhecimento actualizado sobre o estado do equipamento, para intervir em tempo oportuno. Assim, é necessário monitorizar um ou mais parâmetros intrínsecos ao funcionamento do equipamento. Este processo pode ser contínuo ou regular, e permite através da análise da tendência evidenciada prever a ocorrência de avarias [37].

Por outro lado, os métodos de diagnóstico podem ser caracterizados de acordo com a forma como se procede à sua aplicação: métodos de diagnóstico em situação de não funcionamento (*off-line*) e métodos de diagnóstico em serviço (*on-line*) [37]. No primeiro caso o equipamento deverá ser colocado fora de serviço enquanto os métodos *on-line* proporcionam o diagnóstico do equipamento sem ser necessário interromper o seu funcionamento [37].

Pode-se então concluir que a cada estratégia de manutenção adequam-se diferentes tipos de métodos de diagnóstico. Em estratégias de manutenção condicionada faz sentido o desenvolvimento de métodos de diagnóstico *on-line*, sendo portanto necessário monitorizar o estado dos componentes mais vulneráveis a fim de avaliar o seu estado. Estes métodos serão abordados de forma mais pormenorizada no capítulo 4, sendo igualmente apresentadas algumas soluções. Para promover estratégias de manutenção periódica poderão ser utilizados quer métodos de diagnóstico *on-line* quer *off-line*. Os métodos de diagnóstico *off-line* serão abordados no capítulo 3, onde serão igualmente apresentadas diversas soluções.

1.2 – Distribuição de avarias em fontes de alimentação

Na concepção de fontes de alimentação existem duas condições essenciais: garantir uma elevada densidade de potência e um peso reduzido. O condensador electrolítico de alumínio, devido às suas características, permite satisfazer estas especificações. Todavia, vários estudos demonstram que estes condensadores constituem um dos elementos mais vulneráveis das fontes de alimentação.

Em [38, 39] foram realizados alguns estudos sobre a distribuição de avarias em dois conversores *DC-DC* isolados. Para tanto, os autores utilizaram a especificação militar americana *MIL-HDBK 217D*.

No estudo realizado em [38] foi utilizado um conversor ressonante do tipo *forward*, o qual pode ser observado na Fig. 2.

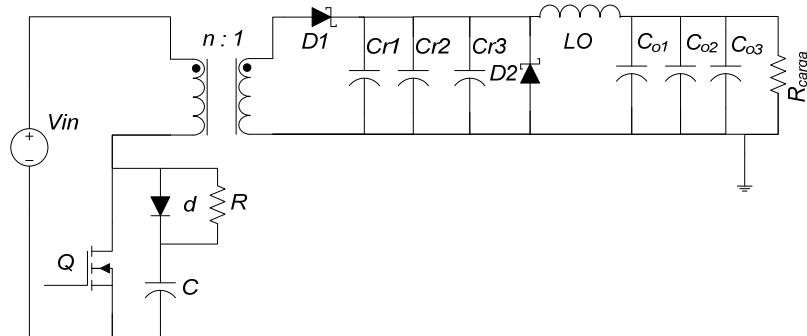


Fig. 2. Diagrama esquemático do conversor *forward* ressonante utilizado em [38].

Os gráficos da Fig. 3 mostram a distribuição de avarias por componente, para uma temperatura ambiente de 25 °C, 40 °C e 70 °C, para o conversor apresentado na Fig. 2 [38].

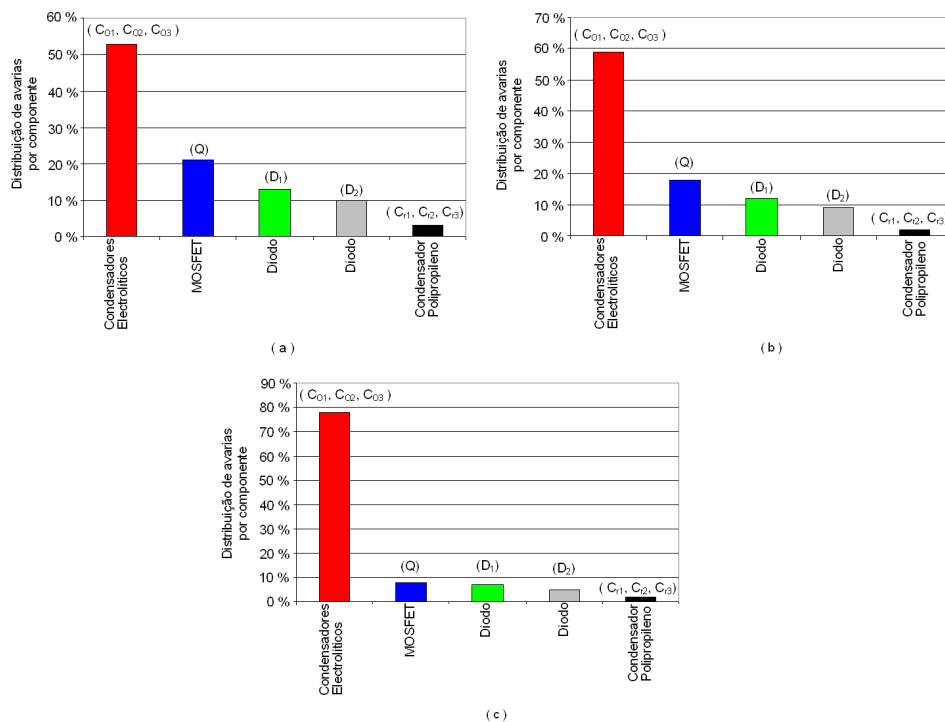


Fig. 3. Distribuição das avarias por componente, do conversor da Fig. 2, para a temperatura ambiente de: (a) $Temp_A = 25\text{ }^\circ\text{C}$, (b) $Temp_A = 40\text{ }^\circ\text{C}$ e (c) $Temp_A = 70\text{ }^\circ\text{C}$ [38].

Os dados apresentados na Fig. 3 mostram que o componente que apresenta maior probabilidade de falha é o condensador electrolítico de alumínio utilizado no

filtro de saída do conversor, sendo este componente responsável por mais de 50 % do total de falhas da fonte de alimentação. Para além disso, é possível concluir que o condensador electrolítico é o componente mais afectado pelo aumento da temperatura de funcionamento, visto que a sua taxa de avaria aumenta consideravelmente com a temperatura. Os transístores e os díodos representam individualmente pouco mais de 20% do total de avarias, verificando-se para ambos os componentes uma redução significativa, para temperaturas mais elevadas.

Em [39] foi utilizado um conversor *forward* de meia ponte que pode ser observado na Fig. 4.

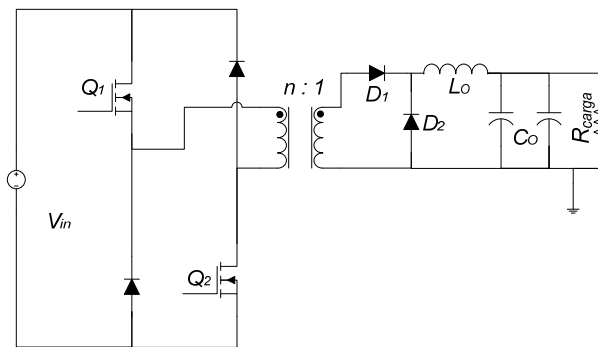


Fig. 4. Diagrama esquemático do conversor *forward* em meia ponte utilizado em [39].

A Fig. 5 mostra a distribuição de avarias por componente de potência, para uma temperatura ambiente de 25 °C, para o conversor apresentado na Fig. 4 [39].

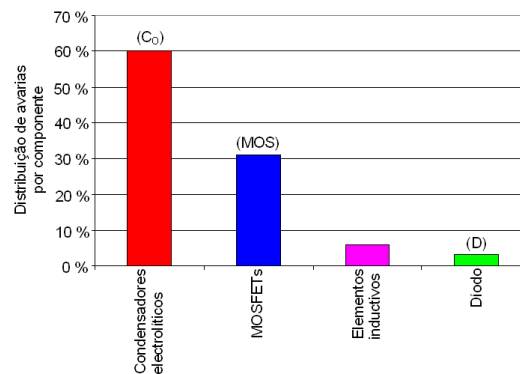


Fig. 5. Distribuição das avarias por componente de potência, do conversor da Fig. 4, para a temperatura ambiente de $Temp_A = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ [39].

Após a análise dos dados apresentados na Fig. 5 pode-se concluir que o componente que apresenta maior taxa de avarias é o condensador electrolítico de alumínio utilizado no filtro de saída da fonte de alimentação. Este condensador é

responsável por mais 50 % do total de avarias do conversor, seguindo-se os transístores e os elementos passivos, sendo o díodo o elementos mais fiável.

Através da comparação de ambos os estudos publicados em [38, 39] pode concluir-se que a taxa de avarias de cada componente varia com a topologia em análise, ficando, no entanto, bem claro que, em qualquer dos casos, os condensadores electrolíticos de alumínio são o elemento mais vulnerável. A acrescentar a este facto, o condensador electrolítico de alumínio é ainda o elemento com o tempo de vida mais curto [38].

Em [30] foram realizados estudos de fiabilidade em conversores *DC-DC* comutados, utilizados na alimentação dos principais sistema electrónicos de aviões comerciais e militares. Este estudo revelou que a grande maioria das avarias pode ser atribuída a um pequeno grupo de componentes: transístores, condensadores e díodos. Neste trabalho é mencionado que a distribuição de avarias por componente é dependente da topologia, do tipo de componentes usados, do meio ambiente e da carga.

Nos estudos anteriores, a fonte de energia utilizada era uma fonte *DC*. De seguida, serão apresentados alguns estudos que exibem as falhas mais comuns em fontes de alimentação ligadas à rede eléctrica.

Um relatório da empresa *Texas Instruments* revela que as falhas mais comuns em fontes de alimentação comutadas se devem aos elementos passivos e semicondutores [40]. Neste relatório é referido que a principal causa das paragens nestes equipamentos é consequência de curto-circuitos nos transístores, que provocam um aumento significativo da corrente de entrada que, por sua vez, conduz à actuação do fusível desligando a fonte de energia. No mesmo relatório é mencionado que a principal causa do curto-circuito dos transístores se deve ao mau estado dos condensadores electrolíticos de alumínio. As falhas nos díodos são reportadas como comuns. Já o circuito de controlo é considerado relativamente imune a falhas, particularmente quando a sua taxa de avarias é comparada com a taxa de avarias do circuito de potência. No entanto, uma falha no sistema de controlo conduz, na grande maioria dos casos, a falhas no circuito de potência.

Em [41] é possível encontrar uma descrição sobre as avarias mais comuns em fontes de alimentação comutadas. Segundo o autor, mais de 95% das avarias nestes sistemas resultam:

- da fonte de alimentação se encontrar desligada devido à actuação do fusível de entrada. Esta avaria decorre essencialmente de curtos-circuitos nos semicondutores (diodos ou transístores), como consequência de variações da tensão e corrente de entrada, de cortes súbitos de energia, descargas eléctricas (relâmpagos), ou mau estado dos condensadores electrolíticos de alumínio utilizados no filtro de entrada (perda muito significativa da capacidade, ou mesmo o condensador em circuito aberto);
- da fonte de alimentação se encontrar desligada devido ao mau funcionamento do circuito de arranque. Geralmente este circuito é composto por termistores *NTC* ou pelo paralelo de uma resistência com um *TRIAC*. A função deste circuito é limitar a corrente de arranque nos condensadores electrolíticos de alumínio, de entrada, durante o seu carregamento [42]. Se algum destes componentes estiver em circuito aberto não haverá passagem de corrente;
- de uma ou mais saídas da fonte de alimentação com *ripple* muito superior ao especificado pelo fabricante. Neste caso, o *ripple* da tensão de saída manifesta-se à frequência da rede (50 Hz) ou dupla da rede (100 Hz). Este fenómeno resulta do mau estado dos condensadores electrolíticos de alumínio utilizados no filtro de entrada;
- de uma ou mais saídas da fonte de alimentação com *ripple* muito superior ao especificado pelo fabricante. Neste caso, o *ripple* da tensão de saída manifesta-se a altas frequências (à frequência de comutação dos transístores). Este fenómeno resulta do mau estado dos condensadores electrolíticos de alumínio utilizados no filtro de saída;
- de um ruído contínuo acompanhado por uma ou mais saídas com baixa tensão. A principal causa para esta manifestação é a ocorrência de curtos-circuitos nos semicondutores, falhas no circuito de controlo, ou no sensor de sobretensão;
- da tensão nas saídas da fonte ser oscilante. As principais causas são: semicondutores em curto-circuito, defeitos nos sensores de sobretensão e sobrecorrente, ou defeito no circuito de controlo.

O autor refere ainda que todas as situações mencionadas podem resultar de outros factores tais como: más ligações resultantes de deficientes soldaduras ou mesmo carga excessiva.

As fontes de alimentação *ATX* (*Advanced Technology Extended*), muito utilizadas em computadores, são um exemplo típico destas manifestações. Nestes circuitos, é comum encontrar os condensadores utilizados no filtro de entrada em muito mau estado, facto este que conduz, na grande maioria das vezes, à destruição dos transístores.

As fontes de alimentação ininterruptas, vulgarmente conhecidas por *UPS*, são responsáveis pelo fornecimento de potência a equipamento de medida e controlo utilizado em centrais nucleares. Em [31] foi realizado um estudo sobre o impacto das falhas de *UPS* no funcionamento das centrais nucleares. Neste estudo concluiu-se que os condensadores electrolíticos de alumínio são os principais responsáveis pelas falhas das *UPS*.

Um relatório técnico do *EPRI* (*Electrical Power Research Institute*) [32] demonstra claramente que os condensadores electrolíticos de alumínio, incorporados nas fontes de alimentação utilizadas em centrais nucleares norte americanas, são responsáveis por um elevado número de avarias. Estas fontes são responsáveis pelo fornecimento de energia a cargas críticas, tais como equipamento de medida ou de controlo das centrais nucleares (Fig. 6).

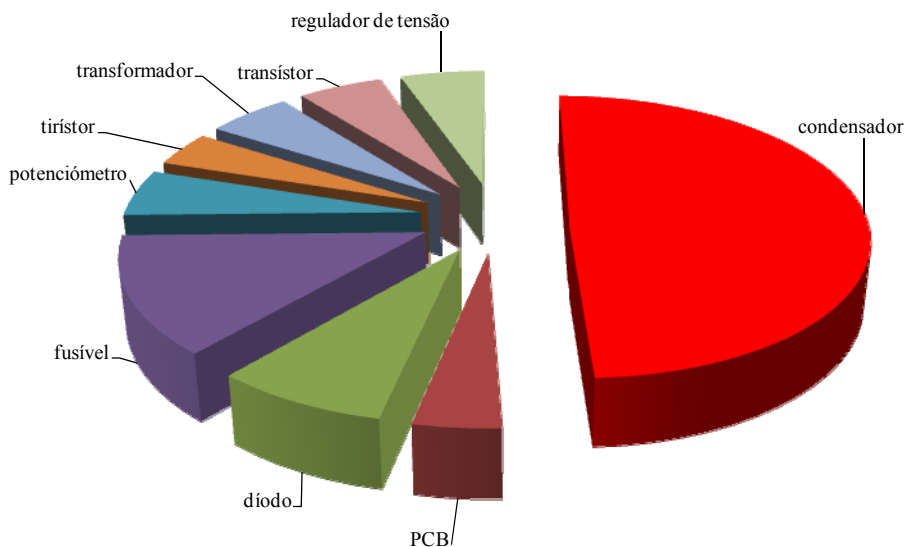


Fig. 6. Distribuição de avarias por componente, em fontes de alimentação utilizadas em centrais nucleares [32].

Na Fig. 6 é possível destacar o condensador electrolítico de alumínio como o elemento mais crítico das fontes de alimentação utilizadas em centrais nucleares, sendo responsável por aproximadamente metade das falhas ocorridas.

As falhas em semicondutores são essencialmente do tipo estrutural [40], resultando num curto-circuito ou num circuito aberto. Já as falhas nos condensadores electrolíticos de alumínio são essencialmente do tipo paramétrico, resultando, na grande maioria dos casos, da sua degradação gradual. A principal causa de falha nos condensadores electrolíticos resulta do seu envelhecimento, sendo o seu tempo de vida definido por um dos parâmetros do seu circuito equivalente que mais varia durante esse período: a sua resistência interna [43-45]. Refira-se que o tempo de vida definido em [38, 39, 43-45] resulta de relatórios técnicos, como a especificação militar americana *MIL-HDBK 217D*, que tratam resultados estatísticos sobre a distribuição de falhas em equipamentos permitindo, desta forma, determinar os componentes mais vulneráveis.

Deste modo, pode então concluir-se que os condensadores electrolíticos são um dos elementos mais vulneráveis das fontes de alimentação. Para além disso, como na grande maioria dos casos as falhas dos condensadores são do tipo paramétrico, é possível identificar o seu estado através da identificação do valor da sua resistência interna ou capacidade. O mesmo não sucede com os semicondutores, visto que as suas avarias são do tipo estrutural, resultando na grande maioria dos casos, na interrupção do funcionamento da fonte de alimentação.

1.3 – Resumo

O desenvolvimento de técnicas experimentais que permitam caracterizar o esquema equivalente do condensador electrolítico de alumínio revela-se essencial na concepção de diversos equipamentos de electrónica e no desenvolvimento de técnicas de diagnóstico de avarias, em particular, em equipamentos de electrónica de potência tais como as *FAC*.

As *FAC* possuem um papel fulcral na alimentação de diversos equipamentos electrónicos, desde computadores, equipamentos de telecomunicações, *UPS*, sistemas de propulsão de veículos eléctricos híbridos, até sistemas críticos como equipamento médico ou sistemas de controlo e medida de centrais nucleares, entre outros. Desta forma é imprescindível garantir a elevada fiabilidade deste equipamento. Este facto não depende exclusivamente da fase de concepção, mas também da implementação de correctos planos de manutenção, baseados em estratégias de manutenção condicionada, os quais implicam a monitorização do equipamento a fim de avaliar o seu estado, ou de

estratégias de manutenção periódica, que exigem a paragem do equipamento em ocasiões consideradas adequadas.

Como ficou demonstrado neste capítulo, os principais elementos responsáveis pela grande maioria das avarias em *FAC* são os condensadores electrolíticos de alumínio, os transístores e os díodos, sendo os primeiros, responsáveis por mais de metade das avarias neste equipamento.

As falhas nos semicondutores são do tipo estrutural, manifestando-se sob a forma de um curto-circuito ou circuito aberto que, na grande maioria dos casos, provoca a interrupção no funcionamento da fonte, não permitindo desta forma uma intervenção atempada. Já no caso dos condensadores electrolíticos, as falhas são do tipo paramétrico, manifestando-se pelo aumento da sua resistência interna ou redução da capacidade. Desta forma, através da estimação da resistência e capacidade é possível avaliar o estado actual do condensador e intervir atempadamente, a fim de evitar o aparecimento de uma avaria do tipo estrutural que conduziria à interrupção da alimentação.

2 – Condensadores: Aspectos Relevantes

Para melhor compreender o desenvolvimento de técnicas de medida que permitam caracterizar o esquema equivalente dos condensadores é indispensável tecer algumas considerações sobre este componente. Desta forma, neste capítulo serão abordados alguns aspectos relacionados com o princípio de funcionamento e o circuito equivalente dos condensadores, assim como, acerca dos factores que influenciam o seu comportamento, os parâmetros do seu circuito equivalente e quais as consequências de tais modificações. Estes aspectos são fulcrais para compreender os problemas associados à implementação das referidas técnicas de medida.

Assim, este capítulo começa por descrever de forma sumária a composição e o funcionamento de um condensador.

Tipicamente, um condensador é composto por dois materiais condutores, comumente designados por armaduras, que estão separadas por um material não condutor, designado por dieléctrico, de elevada qualidade, que impede a condução entre as armaduras. Esta estrutura permite que o condensador armazene energia sob a forma de um campo eléctrico [46], conforme se ilustra na Fig. 7.

Como o dieléctrico não permite a circulação de electrões livres entre as armaduras, quando se liga o condensador a uma fonte de tensão verifica-se uma

redistribuição de cargas nas armaduras. Assim, supondo que o condensador se encontra descarregado, ou seja, com carga neutra, quando se aplica uma tensão aos seus terminais o pólo negativo da fonte de tensão irá repelir os electrões da armadura a ele ligado (terminal negativo do condensador). Por sua vez, o pólo positivo da fonte irá atrair os electrões da outra armadura do condensador (terminal positivo do condensador), fenómeno este que pode ser observado na Fig. 7.

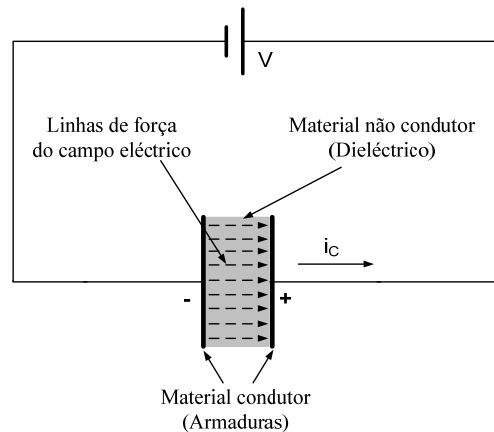


Fig. 7. Estrutura básica e princípio de funcionamento de um condensador.

Desta forma, é criado um campo eléctrico no dielétrico que repele os electrões do terminal positivo do condensador e atrai os electrões para o terminal negativo do condensador. Se a intensidade deste campo for demasiado elevada verifica-se a ruptura do dielétrico, passando o condensador a conduzir entre as armaduras. Este processo ocorre quando a tensão aos terminais do condensador é superior à sua tensão nominal.

Para descarregar ou neutralizar o condensador, é necessário criar um caminho através do qual as cargas possam circular, o que pode ser concretizado através da ligação de um condutor entre as armaduras.

A capacidade do condensador (C) traduz a quantidade de carga (q) que o condensador pode acumular. Por sua vez, q depende de C e da tensão aplicada aos terminais do condensador (V):

$$C = \frac{q}{V} \quad (2.1)$$

Através da observação da Fig. 7 facilmente se pode concluir que quanto maior for a superfície das armaduras (S_a), mais linhas de campo poderão surgir entre elas e menor será o fluxo de fugas; logo o valor do campo eléctrico no dielétrico pode ser superior, podendo o condensador armazenar mais carga. Da mesma forma se pode

concluir que, quanto menor for a espessura do dielétrico (d_d) maior será a concentração das linhas de força do campo eléctrico no dielétrico, logo a intensidade do campo eléctrico aumenta, permitindo aumentar a capacidade do condensador [47]. A permitividade (ϵ) é uma propriedade intrínseca do dielétrico que representa a capacidade do material em armazenar cargas eléctricas [46]. Assim, pode definir-se geometricamente a capacidade de um condensador através da equação:

$$C = \frac{\epsilon \times S_a}{d_d} \quad (2.2)$$

A corrente eléctrica i_C , que representa a movimentação de cargas descrita previamente, pode ser obtida matematicamente diferenciando a equação (2.1):

$$i_C = C \times \frac{dv}{dt} \quad (2.3)$$

representando $\frac{dv}{dt}$ a variação da tensão aos terminais do condensador.

Alguns dos dielétricos mais utilizados actualmente no fabrico de condensadores são: o óxido de alumínio e de tântalo, alguns materiais cerâmicos e filmes metálicos.

A Tabela 1 mostra a permitividade de alguns materiais não condutores utilizados no fabrico de condensadores [48].

TABELA 1 – PERMITIVIDADE DE ALGUNS MATERIAIS NÃO CONDUTORES USADOS NO FABRICO DE CONDENSADORES [48].

Óxido de Alumínio ($Al_2 O_3$)	Óxido de Tântalo ($Ta_2 O_5$)	Material Cerâmico (Titanato de Bário – $Ba Ti O_3$)	Filme Metálico (Polipropileno e Poliéster)
8 ~ 10	27	1500 ~ 15000	2.1 ~ 3.1

As propriedades do dielétrico definem o comportamento do condensador, excepto para aplicações de elevada potência onde a condutividade das armaduras e das ligações determinam o pico máximo de corrente e as perdas.

Um condensador ideal não produz calor, não sendo o caso dos condensadores reais, onde o calor é gerado pela passagem de corrente na resistência interna do condensador. O factor de dissipação (DF) é uma medida dessa resistência, pelo que quanto maior for o seu valor, maiores são as perdas do condensador e menor será o seu tempo de vida [49].

2.1 – Tecnologias utilizadas no fabrico de condensadores

Na actualidade, é possível distinguir três tecnologias distintas de condensadores [50]: cerâmicos, electrolíticos e de filme.

Os condensadores electrolíticos fornecem uma elevada eficiência volumétrica (capacidade por unidade de volume) e uma boa relação custo/desempenho [51], sendo por isso a tecnologia mais utilizada [52]. No entanto, estes condensadores apresentam perdas elevadas, para além de possuírem polaridade [53, 54]. Por este motivo, são essencialmente utilizados em aplicações *DC*, tais como, circuitos de telecomunicações, iluminação (lâmpadas estroboscópicas), balastros electrónicos, em unidades de controlo, barramento *DC* de accionamentos electromecatrónicos, fontes de alimentação comutadas (muito utilizadas em computadores), *UPS*, ferros de soldar, indústria informática (*motherboards*) [55], equipamento médico (desfibriladores) [56] e equipamento multimédia [57], entre outros. Estes condensadores podem ser subdivididos em condensadores de tântalo e de alumínio.

Os condensadores de tântalo possuem um dieléctrico composto por pentóxido de tântalo, cuja permitividade é três vezes superior à do óxido de alumínio utilizado em condensadores electrolíticos de alumínio, conforme pode ser observado na Tabela 1. Esta característica, permite-lhes atingir uma boa eficiência volumétrica. Por outro lado, tanto a capacidade como o factor de dissipação são relativamente constantes com a temperatura e o envelhecimento, sendo a corrente de fugas reduzida e relativamente estável [58]. Tipicamente, são utilizados em equipamento audiovisual portátil, tal como câmaras de filmar, telemóveis ou máquinas fotográficas [57, 59], sendo igualmente utilizados na indústria automóvel, visto que a sua temperatura de funcionamento pode alcançar os 175 °C [60]. Estes condensadores podem ser construídos com electrolitos líquidos ou sólidos [49, 61], para capacidades que podem variar desde 0.1 μF até 1000 μF e tensões desde 2 *V* até 50 *V* [61]; daí que as suas aplicações sejam relativamente limitadas, em particular, para média e elevada tensão. Além disso, são mais caros que os condensadores electrolíticos de alumínio [58]. A falha mais comum nos condensadores de tântalo é o curto-circuito acompanhado pelo fogo [61], o que condiciona igualmente a sua utilização.

A tecnologia de alumínio apresenta, numa fase inicial do seu tempo de vida, uma taxa de avarias menor que a dos seus congéneres de tântalo, mas, com o

envelhecimento, a taxa de avarias aumenta significativamente, ultrapassando a taxa de avarias dos condensadores de tântalo [58]. Os condensadores de alumínio possuem um factor de dissipação maior, e tanto este como a capacidade variam com a frequência e o envelhecimento [58, 61]. A sua capacidade nominal pode variar desde $0.1 \mu F$ até $3 F$, para tensões que podem variar de $5 V$ até $500 V$ [61], alargando significativamente o leque de aplicações. Neste caso, a avaria mais comum traduz-se sob a forma de um circuito aberto [61].

A elevada eficiência volumétrica dos condensadores electrolíticos é conseguida à custa de dieléctricos muito finos [62], pois a permitividade de ambos os óxidos (tântalo e alumínio) é bastante pequena (Tabela I), particularmente quando comparada com a dos condensadores cerâmicos.

Os condensadores de filme possuem um valor de capacidade muito preciso (a capacidade possui tolerâncias muito reduzidas) e que varia muito pouco com a temperatura; além disso, a corrente de fugas é muito pequena e não possuem polaridade. No entanto, são relativamente grandes, pesados e caros [61]. As suas aplicações mais comuns são: filtros *EMC* (compatibilidade electromagnética), redes *snubber*, *UPS* [61], circuitos de controlo do factor potência [53, 63, 64], balastros electrónicos [53, 65, 66], barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade [53], (em particular quando são necessários elevados picos de corrente, como em tracção eléctrica), máquinas de lavar roupa e louça, frigoríficos, máquinas de secar roupa, aparelhos de ar condicionado compressores eléctricos [63], e circuitos de iluminação [66, 67], entre outros. Os polímeros mais utilizados no fabrico de condensadores de filme são: poliéster, policarbonato e polipropileno [68].

Os condensadores de filme de poliéster possuem dimensões mais reduzidas, pois a permitividade do poliéster é mais elevada; no entanto, as perdas são maiores, revelando desde logo limitações para aplicações de elevada potência, particularmente devido ao aumento do factor de dissipação com a temperatura e a frequência [68]. Geralmente, são comercializados para capacidades que podem variar desde $1 nF$ até $15 \mu F$ e para tensões *DC* que podem variar desde $50 V$ até $1000 V$ ou em aplicações *AC* para tensões que podem variar desde $35 V$ até $600 V$ [61]. Estes condensadores são utilizados em equipamento de telecomunicações, no sistema de injeção dos motores, em televisores e monitores, em circuitos de controlo [69] e em algumas aplicações de electrónica de potência onde a dimensão se torna um factor determinante [68].

Os condensadores de filme de policarbonato possuem um factor de dissipação reduzido para as diferentes frequências e temperaturas de operação, apresentando capacidades com tolerâncias muito reduzidas. No entanto, não são particularmente utilizados em aplicações de electrónica de potência, pois possuem limitações em suportar elevados valores *RMS* de corrente, assim como picos, para além de serem consideravelmente mais caros quando comparados com os de poliéster e polipropileno. [68].

Do grupo dos condensadores de filme, os de polipropileno são os mais utilizados em aplicações de electrónica de potência, possuindo uma excelente resposta em frequência, sendo os valores de *DF* e *ESR* reduzidos [68]. Estes condensadores possuem capacidades com tolerâncias muito pequenas, sendo comercializados para capacidades inferiores a $65 \mu F$ para tensões *DC*, que podem variar desde $100 V$ até $3000 V$ e, em aplicações *AC* para tensões que podem variar desde $70 V$ até $500 V$ [61]. Os condensadores de polipropileno são utilizados especialmente em aplicações de elevada tensão, em que a tolerância da capacidade é muito pequena, ou em aplicações em que os picos de corrente são muito elevados [70]. Esta tecnologia tem vindo sucessivamente a substituir os condensadores electrolíticos em algumas aplicações onde tradicionalmente estes eram bastante utilizados, como por exemplo: accionamentos de tracção de comboios [71-73] ou de veículos eléctricos [74]; barramento *DC* de sistemas de geração foto voltaicos [75, 76] e em equipamentos de ar condicionado [77]. Este facto deve-se às características intrínsecas dos condensadores de polipropileno, tais como: um tempo de vida bastante superior ao dos seus congéneres de alumínio, a componente indutiva ser consideravelmente inferior e possuírem uma enorme capacidade para suportar elevados picos de corrente [71-77].

As características dos condensadores cerâmicos revelam-se essenciais para aplicações de alta frequência, devido às suas características não indutivas, especialmente, quando comparados com os condensadores electrolíticos e de filme. Refira-se ainda a existência de duas classes de condensadores cerâmicos: classe I e II [78].

Os condensadores cerâmicos do tipo classe I são muito precisos, estáveis (as características não variam significativamente com a tensão, temperatura e envelhecimento), o factor de dissipação é muito pequeno e a dependência da capacidade com a temperatura é linear. No entanto, possuem uma baixa eficiência volumétrica, devido à sua menor permitividade [79, 80]. Estes condensadores são empregues

especialmente em circuitos de alta frequência (1 GHz), em circuitos ressonantes, ou outras aplicações onde a estabilidade seja preponderante [78, 79], sendo comercializados tipicamente para capacidades inferiores a 10 nF.

Os condensadores cerâmicos do tipo classe II, apesar da sua elevada eficiência volumétrica, não apresentam o mesmo comportamento que os seus congêneres da classe I, para altas frequências. Neste caso, verifica-se um aumento do factor de dissipação para frequências superiores a 1 MHz. Além disso, são menos precisos e a dependência da capacidade com a temperatura não é linear [78, 79]. Os condensadores pertencentes à classe II são utilizados em redes *snubber* e em inversores ressonantes [80].

As falhas mais comuns nos condensadores cerâmicos podem traduzir-se sob a forma de um circuito aberto, de um curto-circuito, de uma redução significativa da sua resistência ou simplesmente pela redução da capacidade [81].

Nesta dissertação serão apenas considerados os condensadores electrolíticos de alumínio.

2.2 – Condensador electrolítico de alumínio

De acordo com as previsões do Instituto de Pesquisa Industrial e Tecnológica de Taiwan (*ITRI*) a procura de condensadores electrolíticos de alumínio aumenta anualmente entre 8% a 10% [82], facto este que se deve às excelentes características destes condensadores, tais como a elevada eficiência volumétrica, baixo custo e uma grande variedade de séries, quer no que respeita à tensão quer no que respeita à capacidade.

Para além disso, algumas das suas desvantagens podem ser ultrapassadas ou minimizadas. Com efeito, o facto de possuírem polaridade não impede que sejam utilizados em aplicações AC, pois ao colocar dois condensadores em anti-série (ambos os terminais negativos ou positivos ligados entre si) cria-se um condensador com metade da capacidade, mas sem polaridade [61]. Também o elevado factor de dissipação pode ser reduzido através do aumento do número de presilhas [83] ou através da utilização de electrolitos e armaduras com menos resistência [84]. Por sua vez, a indutância do condensador pode ser reduzida através da colocação em paralelo de um condensador de menor capacidade e com bastante menor indutância, ou através da utilização de condensadores com terminais com menor indutância [85]. Por último, as

elevadas temperaturas de operação que reduzem o tempo de vida dos condensadores podem ser reduzidas através da utilização de condensadores que permitam a colocação de dissipadores térmicos [86, 87] ou através da utilização de ventiladores [87].

Por estes motivos, os condensadores electrolíticos tornaram-se os mais utilizados em aplicações de electrónica, e em particular em aplicações de electrónica de potência [52].

2.2.1 – Constituição

O condensador electrolítico de alumínio possui um elemento impregnado com um electrólito líquido, que está ligado aos terminais do condensador e fechado num recipiente [61] (Fig. 8).

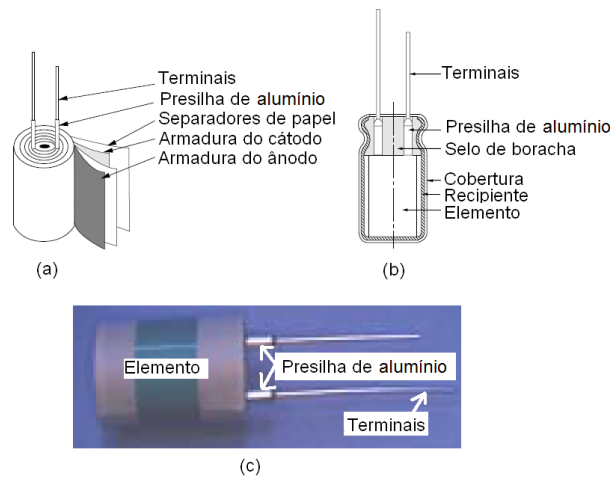


Fig. 8. Estrutura básica de um condensador electrolítico de alumínio com electrólito líquido: (a) interior da cobertura, (b) estrutura completa [89] e (c) fotografia do elemento [91].

O elemento é composto por duas armaduras (lâminas de alumínio) e por separadores de papel impregnados em electrólito [84, 85, 88] (Fig. 8). As armaduras são compostas por alumínio puro onde são gravados milhões de túneis microscópicos que aumentam consideravelmente a sua superfície (Fig. 9). Este processo é conseguido através de uma solução de cloreto que dissolve o metal, formando uma densa rede de túneis microscópicos [89]. O dieléctrico, óxido de alumínio (Al_2O_3), é formado sob a armadura do ânodo através de um banho quente de electrólito [88, 89], usualmente uma solução de borato de amónio [89], para tensões 20% a 50% superiores às nominais [88]. O electrólito, composto por um solvente como o glicol de etileno e um soluto como o borato de amónio [90], serve não só como condutor, mas também para reparar os

defeitos no dielétrico, fornecendo oxigénio [88] para se formar Al_2O_3 . Na Fig. 8 é possível observar a composição do elemento [89, 91].

Os túneis microscópicos das armaduras (Fig. 9) permitem aumentar a superfície de contacto entre o dielétrico e o ânodo em mais de 100 vezes; além disso, a espessura do dielétrico é inferior a $1 \mu m$. Desta forma, é possível atingir capacidades colossais para dimensões bastante pequenas [48, 51, 52, 55, 61, 88, 89], como se pode concluir a partir da equação (2.2).

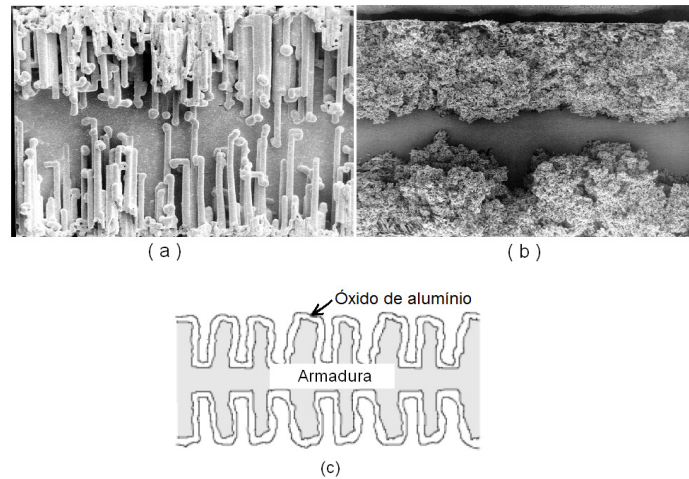


Fig. 9. Fotografia da armadura do ânodo de condensadores electrolíticos de alumínio [51]: (a) condensadores de elevada tensão (ampliação 400 \times), (b) condensadores de baixa tensão (ampliação 400 \times) e (c) representação dos túneis microscópicos.

A armadura do cátodo possui usualmente $\frac{1}{4}$ da espessura da armadura do ânodo, sendo o dielétrico formado de uma forma natural, tipicamente para tensões de $1 V$ a $3 V$; logo a espessura do dielétrico junto à armadura do cátodo é consideravelmente mais fina (Fig. 10). Desta forma, pode concluir-se que o condensador electrolítico possui internamente dois condensadores em série: um formado pela armadura do cátodo e o electrólito; e o outro, pela armadura do ânodo e o electrólito (Fig. 10). O condensador do cátodo possui uma capacidade muito mais elevada, pois o dielétrico é mais fino, logo como ambos estão em série, apenas se considera a capacidade do condensador do ânodo [83-85, 88].

A Fig. 10 mostra a composição básica de um condensador electrolítico de alumínio.

Os separadores de papel permitem manter o electrólito entre ambas as armaduras e, simultaneamente, evitam o contacto entre estas [88, 89].

As armaduras conjuntamente com os separadores de papel são enroladas num cilindro para formar o elemento, que posteriormente é introduzido num recipiente e

fechado (Fig 8). Durante o funcionamento do condensador, o electrólito evapora-se de uma forma natural, aumentando a pressão do gás no interior do recipiente. Para evitar uma explosão provocada pelo excesso de pressão no interior do condensador, o recipiente possui um mecanismo de escape que permite libertar o electrólito de forma controlada [51, 89].

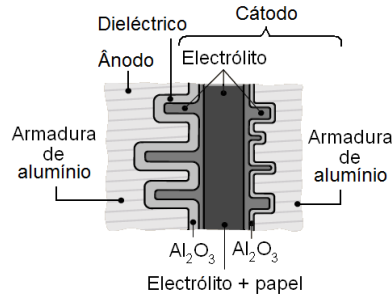


Fig.10. Composição básica de um condensador eletrolítico de alumínio [92].

2.2.2 – Circuito equivalente

Os condensadores reais possuem alguns elementos parasitas que influenciam de forma determinante o seu comportamento, tais como a sua resistência série equivalente (*ESR*) e a indutância série equivalente (*ESL*).

A *ESR* representa a resistência total do condensador e inclui a resistência dos terminais, das presilhas, das armaduras, do conjunto eletrólito-papel e do dielétrico [88]. A resistência dos terminais e presilhas depende essencialmente da condutividade do material e da geometria [88]. A resistência das armaduras depende do número de presilhas e do material [83, 88]. O coeficiente de temperatura destes três elementos é positivo, visto que o material utilizado é essencialmente alumínio. Já o efeito da frequência pode ser descurado para frequências inferiores a 100 kHz sendo que, para frequências superiores, o efeito pelicular começa a manifestar-se [88]. A resistência do conjunto eletrólito-papel depende da resistência do eletrólito, da resistência do papel e do espaçamento de ambos os elementos [83, 88]. Este parâmetro diminui significativamente com a temperatura (reduzindo o seu valor de 40 % a 80 % quando a temperatura aumenta de 25 °C a 85 °C) [88]. Durante o processo de formação do dielétrico surgem alguns defeitos, permitindo estas imperfeições a passagem da corrente [93]. Esta corrente é designada por corrente de fugas e é modelizada por uma resistência, a resistência do dielétrico, cujo valor é extremamente elevado; tipicamente $100/C \text{ M}\Omega$, sendo C a capacidade do condensador em μF [61]. A resistência do

dielétrico diminui com o envelhecimento do condensador, permitindo que a corrente de fugas do condensador aumente. Geralmente os fabricantes fornecem o valor limite da corrente fugas, a partir do qual o condensador deve ser colocado fora de serviço.

A *ESL* resulta fundamentalmente do circuito formado pelos terminais e presilhas [88] e não varia significativamente com a frequência e a temperatura [61, 88]. Tipicamente, o valor de *ESL* é aproximadamente igual a 1-2 *nH/mm* do espaçamento entre terminais, para condensadores radiais [88].

A Fig. 11 mostra o esquema equivalente de um condensador electrolítico, onde R_p representa a resistência do dielétrico, R_s o efeito da resistência dos terminais, das armaduras, das presilhas e do conjunto electrolito-papel, C a capacidade, *ESL* a indutância série equivalente e o diodo *zener* modeliza o comportamento do condensador quando sujeito a tensões superiores à nominal ou a tensões contrárias à sua polaridade [61].

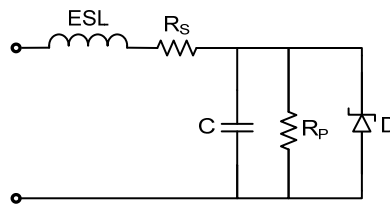


Fig. 11. Circuito equivalente do condensador electrolítico de alumínio [61].

Quando o condensador é sujeito a tensões superiores à tensão nominal, a corrente de fugas aumenta significativamente, logo o condensador comporta-se de forma semelhante a um diodo *zener* quando polarizado inversamente, sendo a tensão nominal do condensador equivalente à tensão *zener* do diodo. Por outro lado, se o condensador for submetido a uma tensão contrária à sua polaridade, a corrente de fugas aumentará significativamente, logo o condensador exibirá um comportamento semelhante ao de um diodo *zener* directamente polarizado.

O circuito anterior pode ser simplificado se a sua polaridade e tensão nominal forem respeitadas e, considerando todos os efeitos resistivos numa única resistência, *ESR*:

$$ESR = R_s + \frac{1}{\omega^2 R_p C^2} \quad (2.4)$$

tal como pode ser observado na Fig. 12.



Fig. 12. Circuito equivalente simplificado do condensador electrolítico de alumínio [38-39, 45, 88-89].

2.2.3 – Informação fornecida pelos fabricantes

A grande maioria dos fabricantes de condensadores electrolíticos de alumínio fornece pouca informação sobre os seus produtos. Para além disso, a escassa informação veiculada peca por ser pouco rigorosa, como será demonstrado no Capítulo 3. Tipicamente, a informação fornecida pelos fabricantes resume-se a [51, 61, 89]:

- gama de temperaturas de operação;
- tensão nominal do condensador;
- tolerância da capacidade;
- valor máximo do factor de dissipação e capacidade do condensador (para uma frequência de operação de 120 Hz e temperatura de 25 °C);
- valor máximo da corrente de fugas;
- valor máximo do *ripple* da corrente no condensador (valor eficaz à frequência de 120 Hz e temperatura de 25 °C);
- multiplicadores de frequência e temperatura;
- dimensões do condensador (diâmetro x altura - $d_C \times l_C$);
- valores máximos de variação da capacidade e factor de dissipação que permitem definir o limite de vida útil do condensador.

A gama de temperaturas de operação representa as possíveis temperaturas de funcionamento do condensador. Estes valores dependem da tensão de formação do dieléctrico durante o processo de fabrico do condensador [61].

A tensão nominal representa a tensão máxima *DC* de funcionamento do condensador. Alguns fabricantes fornecem também a tensão máxima de pico, que é definida como a tensão máxima *DC* a que o condensador pode ficar sujeito, à temperatura de 25 °C, para um intervalo de tempo máximo de 30 segundos, considerando que o espaço temporal entre picos deverá ser, no mínimo, de 5 minutos [61].

A capacidade é fornecida como uma tolerância que pode variar entre 10 % e 75 %, sendo o valor mais comum de 20 %. Este valor é obtido através de uma ponte de

medida alimentada por uma fonte *AC* pura (que produz um sinal sinusoidal com uma frequência de 120 *Hz*, valor eficaz de 1 *V* e sem componente contínua) à temperatura de 25 °C [61].

O factor de dissipação constitui uma medida das perdas do condensador, estando relacionado com a capacidade e a *ESR* pela equação:

$$DF = \frac{ESR}{X_C} = (2 \pi f C) \times ESR \quad (2.5)$$

Deste modo, utilizando o valor de *DF* e da capacidade, é possível determinar o valor máximo de *ESR* à temperatura de 25 °C e frequência de 120 *Hz*. O valor de *ESR*, obtido a partir dos dados fornecidos pelo fabricante, possui um erro significativo, como será demonstrado no Capítulo 3.

A corrente de fugas do condensador pode ser determinada através de um procedimento experimental bastante simples. Para tal, é necessário colocar o condensador em série com uma resistência e aplicar a ambos a tensão nominal do condensador. A resistência serve como limitador de corrente e, simultaneamente, como sensor de corrente. Após o período transitório, geralmente inferior a 5 minutos, dependendo do valor da resistência, a corrente flui de forma constante. Este fenómeno pode ser observado na Fig. 17. A corrente medida após cinco minutos é designada por corrente de fugas em regime permanente, valor este que deve ser medido à temperatura de 25 °C, visto que varia com a temperatura. Se o valor obtido for superior ou igual ao limite fornecido pelo fabricante, o condensador deverá ser substituído.

O valor máximo do *ripple* da corrente no condensador, fornecido em termos de valor eficaz, deve ser respeitado durante o seu funcionamento, de forma a garantir que a temperatura do condensador não ultrapasse o valor máximo definido pelo fabricante. O *ripple* de corrente contribui para o aumento da temperatura do condensador conduzindo a uma redução significativa do seu tempo de vida [61]. As perdas por efeito de joule (P_j) no condensador, podem ser calculadas através de (2.6) onde Δi_{Cef} representa o valor eficaz do *ripple* da corrente no condensador (Δi_C) [94].

$$P_j = ESR \times (\Delta i_{Cef})^2 \quad (2.6)$$

Caso a forma de onda da corrente no condensador possua diferentes harmónicos, a fórmula anterior deverá ser substituída por (2.7), onde Δi_{Chief} representa o valor eficaz

do *ripple* da corrente no condensador para o harmónico i e ESR_{hi} o valor de ESR para a frequência do harmónico i [94].

$$P_j = \sum_{i=1}^n ESR_{hi} \times (\Delta i_{Chief})^2 \quad (2.7)$$

O valor máximo de Δi_C varia não apenas com a ESR , mas também com as dimensões do condensador ($d_C \times l_C$), com a frequência (f) e com a temperatura de funcionamento ($Temp$) [51]. Habitualmente, o valor de Δi_{Cef} fornecido pelo fabricante considera que a cobertura do condensador está em contacto com o ar e que a temperatura no elemento é igual à da cobertura.

Por outro lado, o aumento da temperatura e da frequência conduzem à redução do valor de ESR , logo, P_j diminui. Desta forma, é essencial a utilização dos coeficientes de temperatura e da frequência para calcular o valor máximo de Δi_{Cef} , visto que o valor de ESR varia com ambos os factores.

Por outro lado, o calor gerado no interior do condensador depende não só de Δi_C mas também da corrente de fugas, da temperatura ambiente e do calor gerado por outros componentes circundantes [94], factores que têm de ser equacionados durante o funcionamento do condensador, através dos multiplicadores de temperatura.

A grande maioria dos fabricantes fornece alguma informação relativa ao limite do tempo de vida dos condensadores, informação esta que varia com o fabricante e com a série do condensador. Em [94], o tempo final de vida de um condensador é definido como o ponto em que uma das seguintes condições é satisfeita: ESR duplicou em relação ao seu valor inicial, a capacidade variou pelo menos 10 % em relação ao seu valor inicial ou a corrente de fugas ultrapassou o limite estabelecido pelo fabricante. Para além da informação anterior, alguns fabricantes fornecem também o tempo máximo de vida do condensador à sua temperatura nominal (L_{TN}). Este valor varia tipicamente entre 1000 e 10000 horas, para condensadores electrolíticos de alumínio, o que correspondente, respectivamente, a seis semanas ou um ano e sete semanas (Figs. 23-24).

2.2.4 – Influência da temperatura e frequência no circuito equivalente do condensador

As características físicas e químicas do condensador modificam-se se as condições ambientais forem alteradas, sofrendo os parâmetros do seu esquema

equivalente desvios que, em certos casos, podem ser significativos. Os factores que mais contribuem para essas modificações são a temperatura e a frequência de operação do condensador. Com efeito, a *ESR* diminui com o aumento da frequência e da temperatura. Já a capacidade aumenta com a temperatura e diminui com a frequência. Por sua vez, a *ESL* não sofre particular modificação com a variação da frequência e da temperatura [61, 95, 96].

Tipicamente, a *ESR* diminui entre 35 % a 50 % quando a temperatura aumenta de 25 °C até ao valor máximo admissível, podendo aumentar mais de cem vezes para a temperatura de -40 °C [61]. A explicação para este fenómeno deve-se ao aumento da condutividade do electrólito com a temperatura.

O efeito da temperatura na resistência do electrólito pode ser modelizado por um factor exponencial [95], como se pode analisar através de (2.8), onde $R_{ele}(Temp_0)$ representa a resistência do electrólito à temperatura $Temp_0$, $R_{ele}(Temp_1)$ a resistência do electrólito à temperatura $Temp_1$ e E é o factor de sensibilidade da temperatura [95].

$$R_{ele}(Temp_0) = R_{ele}(Temp_1) \times e^{\frac{(Temp_1 - Temp_0)}{E}} \quad (2.8)$$

O factor de dissipação (*DF*) pode ser definido pela equação (2.9) [97], onde DF_{ox} representa o factor de dissipação do dieléctrico, C a capacidade, f a frequência e R_S a resistência do electrólito, armaduras, presilhas e terminais.

$$DF = DF_{ox} + w C R_S \quad (2.9)$$

Utilizando a expressão anterior é possível calcular a *ESR* [97]:

$$ESR = \frac{DF_{ox} + w C R_S}{w C} = \frac{DF_{ox}}{w C} + R_S \quad (2.10)$$

O valor de DF_{ox} diminui com a frequência para a gama de 10 Hz a 1 kHz [97]. Desta forma pode-se concluir, recorrendo a (2.10), que a *ESR* diminui com frequência, pois para além de ser inversamente proporcional a esta, DF_{ox} diminui igualmente com a frequência. Este fenómeno está relacionado com as perdas de energia resultantes do alinhamento dos dipolos do dieléctrico e o tempo que estes demoram a ficarem orientados [95].

Em [98], ambos os efeitos da temperatura e frequência foram considerados individualmente na definição da *ESR*:

$$ESR = \frac{R_p}{1 + (2\pi f)^2 \times C^2 \times R_p^2} + R_{ele} + R_0 \quad (2.11)$$

A resistência R_0 representa a resistência das armaduras, terminais e presilhas. Na Fig. 13 é possível observar a evolução da ESR com a temperatura e a frequência, para um condensador de $4700 \mu F$, $450 V$ [94].

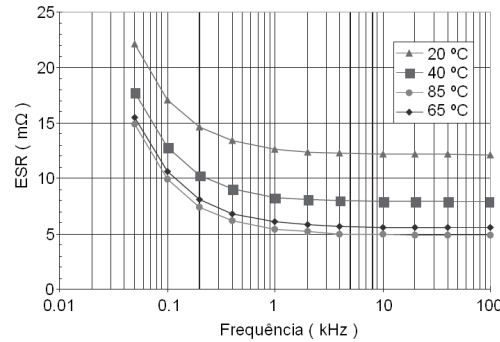


Fig. 13. Evolução de ESR de um condensador de $4700 \mu F$, $450 V$, com a temperatura e a frequência [94].

A capacidade do condensador também varia com a temperatura, sendo esta variação dependente da tensão nominal do condensador e do seu tamanho. Tipicamente, quando a temperatura aumenta de $25 \text{ }^\circ C$ para o valor máximo admissível, a capacidade aumenta aproximadamente 10 %. No entanto, se a temperatura diminui para $-40 \text{ }^\circ C$ o valor da capacidade diminui aproximadamente 20 % em relação ao seu valor para a temperatura de $25 \text{ }^\circ C$ [92] (Fig. 14).

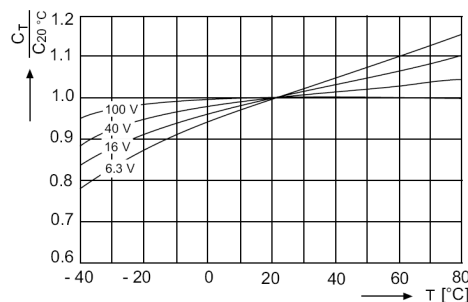


Fig. 14. Dependência da capacidade com a temperatura (evolução típica) [92].

O aumento da capacidade com a temperatura pode ser explicado pelo facto do electrólito se expandir, cobrindo uma maior área do dieléctrico. Desta forma, recorrendo à equação (2.2), pode concluir-se que a capacidade aumenta. O fenómeno inverso verifica-se quando a temperatura diminui, em particular, quando esta é negativa.

Na Fig. 14 é possível observar que a evolução da capacidade com a temperatura depende da tensão nominal do condensador. Esta variação pode ser explicada pelas diferentes dimensões das armaduras dos condensadores [97]. Assim, condensadores com maior capacidade possuem armaduras de maior dimensão, logo o efeito de expansão do electrólito é menos significativo do que num condensador de menor capacidade.

A capacidade também varia com a frequência, pois a permitividade do óxido de alumínio diminui com a frequência. A permitividade é uma medida do alinhamento dos dipolos do dieléctrico quando sujeito a um campo eléctrico. Quando sujeito a elevadas frequências, a mudança de direcção do campo é tão rápida que os dipolos não conseguem acompanhá-la, conduzindo a uma redução da capacidade [96], fenómeno que pode ser observado na Fig. 15.

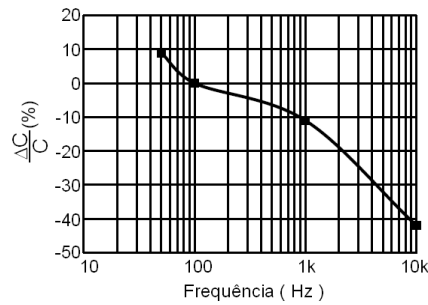


Fig. 15. Dependência da capacidade com a frequência (evolução típica) [89].

2.2.5 – Mecanismo de auto-reparação

Os condensadores electrolíticos possuem a capacidade de reparar pequenos defeitos existentes no dieléctrico; esse processo designa-se por mecanismo de auto-reparação e é ilustrado na Fig. 16 [99].

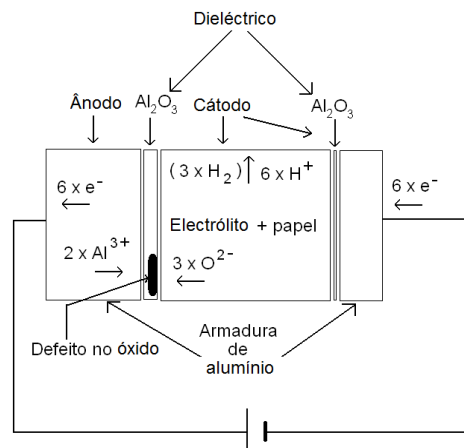
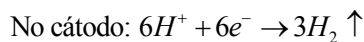
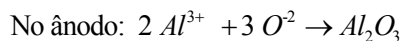


Fig. 16. Mecanismo de auto-reparação de defeitos no dieléctrico [99].

Durante o processo de formação do dielétrico surgem pequenos defeitos que se podem manifestar sob forma de pequenas lacunas (zonas entre a armadura e o electrólito sem dielétrico) ou zonas onde a espessura do dielétrico é inferior à espessura média, portanto incapazes de suportar tensões próximas da nominal. Esses pontos permitem a passagem da corrente, visto não existir um meio isolante (dielétrico), ou este ser de má qualidade (espessura inferior à espessura média) [93]. O condensador electrolítico é construído de forma a restaurar estes defeitos. Desta forma, quando o condensador é sujeito a uma tensão DC , o electrólito, composto por água, fornece oxigénio e as armaduras fornecem o alumínio de forma a formar óxido de alumínio. Este óxido é formado nas zonas defeituosas do dielétrico. Durante este processo liberta-se o hidrogénio existente na água, que se acumula junto ao cátodo [99, 100], processo esse que é sintetizado da seguinte forma [99]:



Quando o condensador está sujeito a condições de operação que respeitem as condições nominais, a libertação de gás é muito reduzida aumentando apenas com o tempo de vida. No entanto, se a suas condições de funcionamento não respeitarem a especificações de tensão, corrente ou temperatura máximas, os defeitos no filme aumentarão significativamente conduzindo a uma produção significativa de hidrogénio, o que aumenta a pressão interna dentro do recipiente, induzindo eventualmente o mecanismo de escape do condensador a abrir, libertando-se grandes quantidades de gás. Desta forma, o tempo de vida do condensador diminui drasticamente [99].

2.2.6 – Corrente de fugas

A corrente de fugas possui um papel essencial no mecanismo de auto-reparação descrito na secção anterior, sendo responsável pelo transporte dos iões de oxigénio para as zonas de defeito do dielétrico [51, 89, 92].

Quando o condensador é sujeito a uma tensão DC surge um pico de corrente que diminui com o tempo, assim que este estiver carregado. O valor desta corrente em regime permanente representa a corrente de fugas. Este fenómeno pode ser observado na Fig. 17.

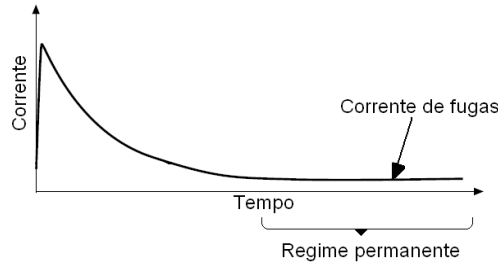


Fig. 17. Evolução da corrente no condensador a quando da aplicação de uma tensão DC [89, 92].

Importa referir que factores como a tensão, a temperatura e o envelhecimento determinam o valor da corrente de fugas [92], a qual aumenta com a tensão, tal como se pode observar na Fig. 18. Como a espessura do óxido não é uniforme, as zonas onde este é menos espesso tem menor capacidade de suportar tensões próximas da nominal, surgindo deste modo o mecanismo de auto-reparação nessas zonas, aumentando a corrente de fugas.

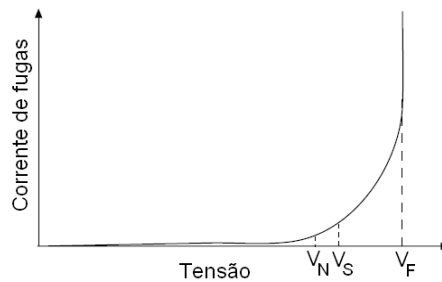


Fig. 18. Variação da corrente de fugas com a tensão [92].

Devido à relação não linear da característica $V-I$ do condensador, o aumento da corrente de fugas com a tensão, para tensões inferiores à nominal (V_N) não é linear e pode ser definido pela equação (2.12) [97]:

$$\begin{cases} I_f = \frac{V_A}{R_p} \\ R_p = \rho \frac{d_d}{A_S} \\ C = \varepsilon_{al} \varepsilon_0 \frac{A_S}{d_d} \end{cases} \Rightarrow I_f = \frac{V_A C}{\rho \varepsilon_{al} \varepsilon_0} \Rightarrow \log(I_f) = \log\left(\frac{C}{\rho \varepsilon_{al} \varepsilon_0}\right) + \log(V_A) \quad (2.12)$$

A tensão V_A representa a tensão DC aos terminais do condensador, R_p a resistência do dieléctrico, ρ a resistividade do material, d_d a espessura do dieléctrico, A_S a superfície do dieléctrico, C a capacidade, ε_{al} a permitividade do óxido e ε_0 a permitividade do vazio.

Para valores de tensão compreendidos entre a tensão máxima de pico (V_S) e a tensão de formação do dieléctrico (V_F), a corrente de fugas inicia um conjunto de reacções secundárias tais como: aumento da temperatura, libertação excessiva de gás, degradação do electrólito e formação inadequada de óxido [92]. Este processo pode ser iniciado mais cedo para tensões superiores à tensão nominal (V_N) se o período de exposição a estas tensões for superior a 30 segundos [61].

A temperatura permite que o electrólito se expanda aumentando a probabilidade de este contactar com as imperfeições no dieléctrico, contribuindo desta forma, para o aumento da corrente de fugas, para além de aumentar a condutibilidade do electrólito [92]. A Fig. 19 mostra a evolução da corrente de fugas com a temperatura.

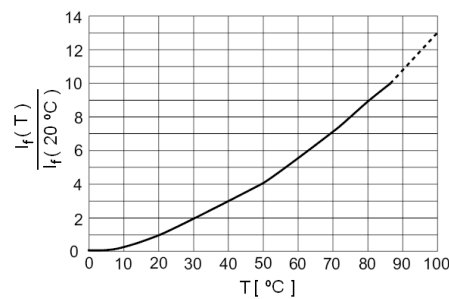


Fig. 19. Evolução típica da corrente de fugas (I_f) com a temperatura [92].

O envelhecimento do condensador conduz a um aumento da corrente de fugas devido à diminuição de R_P [97].

2.2.7 – Factores que condicionam o tempo de vida do condensador

O tempo de vida do condensador pode ser condicionado por diversos factores, dos quais se destacam [48, 93, 101]:

- Temperatura;
- *Ripple* de corrente;
- Tensão;
- Transitórios;
- Pressão atmosférica;
- Polaridade do condensador;
- Vibração;
- Tempo de armazenamento.

O calor gerado no interior do condensador pode ser causado pelo *ripple* de corrente, pela corrente de fugas, pelo calor gerado por outros componentes circundantes [92, 94], ou mesmo pelo processo de soldadura durante a construção do equipamento onde o condensador será inserido [101]. O calor pode propagar-se por convecção, condução ou radiação. O calor transferido por condução deve-se ao contacto de moléculas de duas ou mais substâncias com temperaturas diferentes. Deste modo, a forma mais comum é através dos terminais do condensador e pistas entre os diferentes componentes [94]. O calor gerado por convecção é um processo de transferência de energia em que se verifica o deslocamento de matéria. Neste caso, o calor transfere-se pelo ar circundante ao condensador. Assim, quando o condensador aquece, o ar circundante também aquece, diminuindo a sua densidade, pelo que irá subir e ser substituído por ar mais frio. Neste caso, a utilização de ventiladores permite uma maior transferência de calor por convecção, sendo este processo designado por convecção forçada. A transferência de calor por radiação é efectuada por radiação electromagnética dependendo essencialmente da área e da emissividade da cobertura do condensador [94, 102]. Para reduzir este efeito, o condensador deverá ser colocado o mais afastado possível de outros elementos que possam emitir calor, tais como dissipadores ou transformadores [92]. Desta forma, pode concluir-se que o meio circundante pode transferir calor para interior do condensador, caso a temperatura interna deste seja inferior, ou dificultar a dissipação do calor do condensador para o exterior, se a temperatura ambiente for muito elevada.

A expressão seguinte, baseada na lei de *Arrhenius* mostra a relação de proporcionalidade que existe entre a temperatura interna do condensador e o seu tempo de vida [93, 97, 99]:

$$L_{T2} = L_{TN} \times 2^{\frac{(Temp_N - Temp_2)}{10}} \quad (2.13)$$

onde L_{T2} e L_{TN} representam o tempo de vida do condensador, em horas, para a temperatura $Temp_2$ e a temperatura nominal $Temp_N$.

A partir de (2.13) pode concluir-se que, caso a temperatura do condensador diminua 10 °C, o seu tempo de vida duplica. Esta regra pode ser aplicada para temperaturas superiores a 40 °C e inferiores à temperatura nominal do condensador [99]. Na Fig. 20 é possível observar a variação do tempo de vida do condensador com a

temperatura. O gráfico foi obtido recorrendo à expressão (2.13), considerando que o tempo de vida do condensador, à sua temperatura nominal (100 °C) é de 1000 horas.

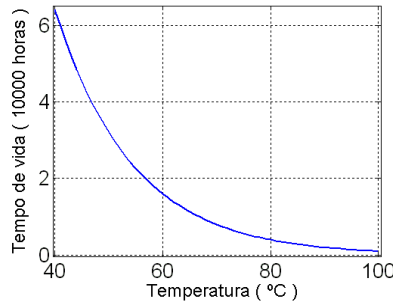


Fig. 20. Evolução do tempo de vida do condensador com a temperatura.

Através da Fig. 20 facilmente se pode concluir que a temperatura é um factor determinante na definição do tempo de vida do condensador.

Outro factor que influencia o tempo de vida do condensador é o *ripple* de corrente a que este está sujeito, o qual está directamente relacionado com a temperatura. O calor gerado no interior do condensador é essencialmente consequência das perdas por efeito de *Joule*, as quais resultam da *ESR*, e do *ripple* de corrente, podendo ser calculadas através das equações (2.6) e (2.7). Deste modo, o tempo de vida do condensador é fortemente condicionado pelo valor eficaz da corrente e pela capacidade do condensador em dissipar o calor (resistência térmica).

Na secção anterior demonstrou-se que a tensão aplicada ao condensador influencia a corrente de fugas e o mecanismo de auto-reparação. Assim, quanto maior for a tensão aplicada, maior será a corrente de fugas e a produção de gás. Este fenómeno torna-se decisivo com o tempo de vida, pois aumenta a acumulação do gás, que, por sua vez, aumenta a pressão no interior do recipiente, conduzindo a que o mecanismo de escape actue mais rapidamente. Desta forma, pode-se avaliar a relação da tensão com o tempo de vida do condensador recorrendo à equação (2.14), onde L_{V_2} e L_{V_N} representam o tempo de vida para a tensão V_2 e V_N (tensão nominal) respectivamente [93]:

$$L_{V_2} = L_{V_N} \times \left(\frac{V_N}{V_2} \right)^M \quad (2.14)$$

$$\begin{cases} M = 2, & \text{se } V_2 \in]0.75 \times V_N, V_N] \\ M = 3, & \text{se } V_2 \in]0.5 \times V_N, 0.75 \times V_N] \\ M = 5, & \text{se } V_2 \in]0.25 \times V_N, 0.5 \times V_N] \end{cases}$$

Importa ainda referir que os transitórios de tensão podem condicionar igualmente o tempo de vida do condensador, visto que, durante esse período, a tensão máxima de pico pode ser ultrapassada, danificando o condensador.

A pressão atmosférica pode condicionar o tempo de vida do condensador, mas tipicamente estes podem operar até 10 *km* de altitude. A pressão máxima admissível depende do tamanho e encapsulamento. Se o valor máximo de pressão for ultrapassado o mecanismo de escape pode actuar, reduzindo significativamente o tempo de vida do condensador [61].

Ao inverter a polaridade do condensador, o condensador formado pelo conjunto armadura do cátodo e electrólito ficará sujeito a uma tensão muito superior à de formação do óxido (tipicamente entre 1 *V* a 3 *V*). Como consequência, ocorrerá novamente um processo de formação de óxido na armadura do cátodo, conduzindo a que a corrente do circuito se concentre nessa zona. Logo, a espessura de Al_2O_3 junto à armadura do cátodo aumenta (reduzindo significativamente a capacidade). Por outro lado, a temperatura aumenta significativamente e elevadas quantidade de hidrogénio serão libertadas [51, 103]. Este processo pode ser observado na Fig. 21.

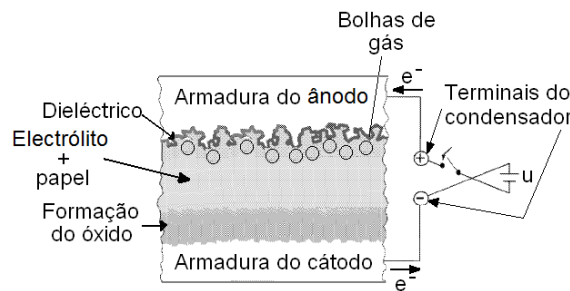


Fig. 21. Polarização inversa [103].

Dependendo da corrente gerada e do tempo em que o condensador esteve sujeito à tensão inversa, o mecanismo de escape poderá ou não actuar. Numa situação extrema, a elevada quantidade de calor pode conduzir a uma explosão seguida de fogo.

A Fig. 22 mostra a variação da corrente de fugas com a tensão para um condensador de 2700 μF , 550 *V*, sujeito a polarização correcta e inversa.

Os condensadores electrolíticos podem suportar vibrações até 10 *g* de força. No entanto, caso a força máxima seja ultrapassada, a ligação entre as presilhas e os terminais ou a ligação entre as presilhas e as armaduras podem ser danificadas, podendo mesmo verificar-se um deslocamento da cobertura em relação ao invólucro, que pode condicionar o funcionamento do mecanismo de abertura [61, 93].

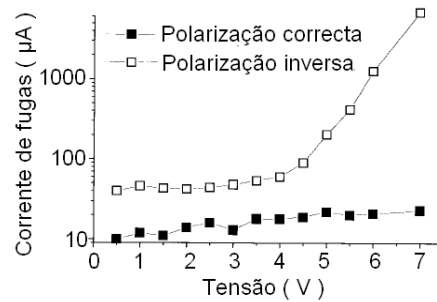


Fig. 22. Evolução da corrente de fugas com a tensão, para um condensador electrolítico de alumínio ($2700 \mu F$, $550 V$) sujeito a polarização directa e inversa [103].

O tempo de armazenamento pode também condicionar o tempo de vida do condensador, especialmente quando estes estão sujeitos a elevadas temperaturas. Se o condensador for armazenado por um período de tempo longo, sem estar sujeito a tensão, a resistência do dieléctrico diminui. Para além disso, como o condensador não esteve sujeito a tensão, o processo de auto-reparação não foi realizado, o que significa que os defeitos se mantêm. Desta forma, quando o condensador estiver sujeito a uma tensão, terá início o processo de auto-reparação. Se a temperatura de operação for muito elevada, a corrente de fugas será também muito elevada. Nesta situação, pode gerar-se um valor de corrente de fugas de tal forma elevado, que o calor e gás produzido podem conduzir à ruptura do mecanismo de escape [104], danificando irremediavelmente o condensador.

2.2.8 – Como determinar o tempo de vida do condensador

Na secção anterior foram apresentados os factores que mais condicionam o tempo de vida do condensador. A temperatura ambiente, o valor eficaz do *ripple* da corrente no condensador e a tensão aplicada os seus terminais são os factores que mais condicionam o seu tempo de vida.

As equações (2.13) e (2.14) podem ser utilizadas para determinar o tempo de vida do condensador, no entanto, é necessário conhecer o tempo de vida típico do condensador à temperatura e tensão nominais, informação que apenas alguns fabricantes fornecem. As Figs. 23-24 mostram quadros relativos ao tempo de vida dos condensadores [92, 99], a partir dos quais é possível determinar o tempo de vida do condensador em função da temperatura de funcionamento.

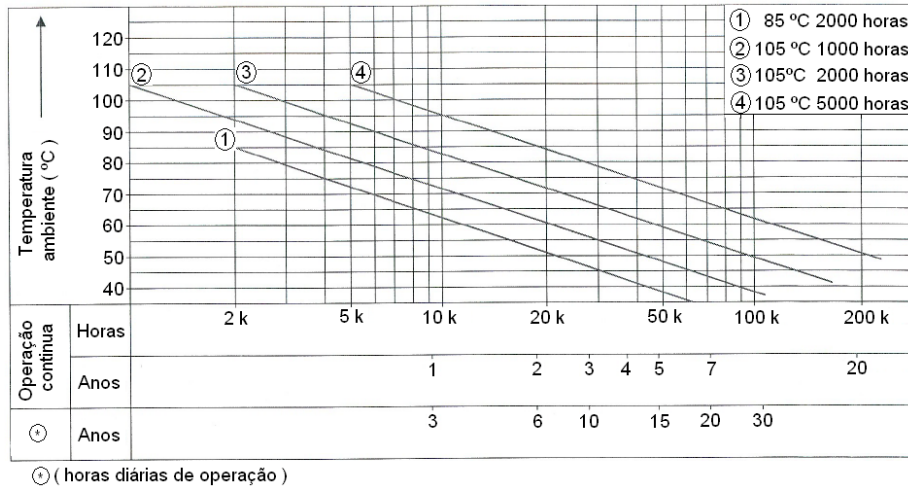


Fig. 23. Tempo de vida do condensador calculado em função da temperatura ambiente [99].

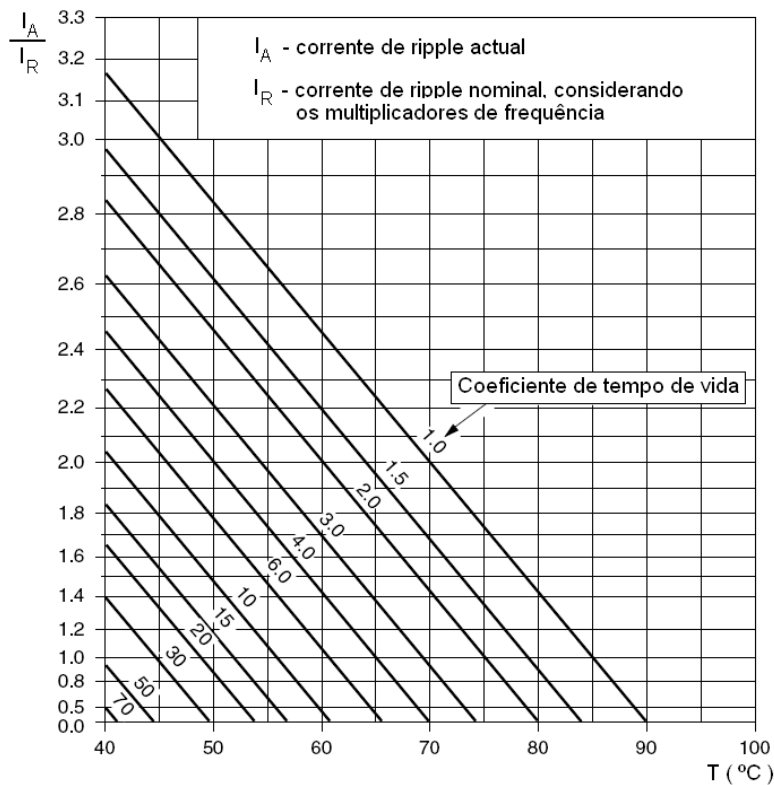


Fig. 24. Tempo de vida (L_x) calculado em função do *ripple* de corrente e da temperatura [92].

Através da Fig. 24 pode-se calcular o tempo de vida de um condensador, em função da temperatura ambiente e do *ripple* da corrente, utilizando os coeficientes do tempo de vida.

Outro método para estimar o tempo de vida do condensador consiste na utilização da equação (2.15), em que se consideram simultaneamente os efeitos do

ripple de corrente, da temperatura ambiente e da tensão de operação do condensador [89].

$$L_X = L_N \times K_M \times K_V \times K_T \quad (2.15)$$

onde L_N representa o tempo de vida às condições nominais, K_M o coeficiente de *ripple* de corrente, K_V o coeficiente de tensão e K_T o coeficiente de temperatura. Infelizmente, raramente os três coeficientes são fornecidos simultaneamente.

Assim, utilizando a equação (2.13), é possível calcular L_X , considerando apenas o efeito da temperatura. Esta pode ser obtida através da inserção de um sensor de temperatura na cobertura do condensador durante o seu funcionamento. Neste caso, despreza-se a resistência térmica do núcleo para a cobertura.

Por outro lado, o aumento da temperatura do condensador devido ao *ripple* da corrente ($\Delta Temp$) pode ser calculado através da potência de perdas [89].

$$\Delta Temp = \frac{ESR \times \Delta i_{Cef}^2}{\beta \times A} \quad (2.16)$$

onde ESR , Δi_{Cef} , β e A representam a resistência série equivalente à frequência de 120 Hz, o valor eficaz do *ripple* da corrente no condensador a 120 Hz, uma constante que representa a transferência calor e a superfície do condensador, que pode ser calculada através da equação (2.17):

$$A = \left(\frac{\pi}{4} \right) \times d_C \times (d_C + 4 \times l_C) \quad (2.17)$$

onde d_C e l_C representam o diâmetro e comprimento da cobertura do condensador.

No entanto, como a ESR varia com a frequência, é necessário converter o seu valor para a frequência de operação do condensador, o que poderá ser realizado recorrendo à equação:

$$ESR_f = \frac{ESR_{120}}{(M_f)^2} \quad (2.18)$$

onde ESR_f e ESR_{120} representam a resistência série equivalente do condensador à frequência de operação do condensador e a 120 Hz, respectivamente, e M_f os coeficientes multiplicativos de frequência fornecidos pelos fabricantes.

Porém, os métodos apresentados nesta secção revelam-se extremamente imprecisos, visto que, por um lado a grande maioria dos equipamentos electrónicos operam em regimes não estacionários, e por outro a temperatura ambiente varia. Mais, as características eléctricas do condensador, em particular, *ESR* e *C* variam com a temperatura, *ripple* de corrente, tensão e o tempo de vida do condensador, o que torna este processo inexecutável.

No entanto, se o objectivo consiste em considerar as piores condições de funcionamento, no início de vida do condensador, então é possível obter uma estimativa do tempo mínimo de vida do condensador, o que em certas aplicações se revela extremamente importante.

2.2.9 – Mecanismo de avaria

Os condensadores electrolíticos, da mesma forma que outros componentes e equipamentos electrónicos, exibem uma taxa de avarias que evolui com o tempo, segundo uma curva típica (*curva da banheira*) como se pode observar na Fig. 25.

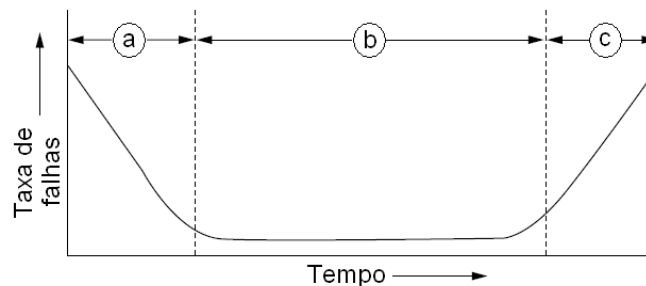


Fig. 25. Evolução da taxa de avarias com o tempo de vida do condensador (curva típica) [89, 92].

O período inicial (a) representa as avarias causadas por defeitos de fabrico, tais como, deficiências na concepção, na estrutura ou processo de fabrico do condensador; ou ainda por má utilização do mesmo, tal como submissão do condensador a temperaturas muito elevadas, a *ripple* de corrente muito superiores ao especificado pelos fabricantes, a sobretensões, ou simplesmente por não respeitar a polaridade do condensador. A falha mais comum durante este período é o curto-circuito.

O período seguinte (b) possui uma taxa de avarias muito reduzida. A extensão temporal deste período está directamente relacionada com as condições de

funcionamento do condensador, sendo o número de falhas durante este período, inferior à dos semicondutores e condensadores electrolíticos de tântalo.

O último período (c) reflecte a deterioração das características do condensador, fase na qual a taxa de avarias aumenta muito rapidamente [88, 89, 91, 92, 94, 99]. Durante este período algumas características físicas e parâmetros eléctricos do condensador modificam-se significativamente (*ESR* e *C*). Eventualmente estas modificações conduzirão à sua inutilização, produzindo um circuito aberto. Por outro lado, as modificações dos seus parâmetros eléctricos, produzidos pelo envelhecimento, podem conduzir a que a aplicação não respeite as especificações para as quais foi concebida, havendo necessidade de substituição do condensador, apesar dos seus parâmetros eléctricos ainda se encontrarem dentro dos limites estipulados pelo fabricante. O pior cenário resulta numa falha do tipo estrutural (um circuito aberto provocado pela perda do electrólito). No caso de condensadores de grandes dimensões se o *ripple* da corrente for muito elevado, o aumento da *ESR* pode conduzir a um sobreaquecimento terminando este processo num curto-circuito [61].

Os condensadores electrolíticos apresentam essencialmente dois tipos de falhas:

- Falhas catastróficas: caracterizam-se pela destruição do condensador, sob a forma de um circuito aberto ou curto-circuito [61, 89].
- Falhas paramétricas: manifestam-se pela deterioração gradual do condensador, através da alteração dos seus parâmetros eléctricos com o tempo de vida. Os critérios de definição de falha paramétrica dependem da aplicação. Algumas aplicações permitem uma maior degradação do condensador, logo os parâmetros eléctricos podem sofrer uma maior variação com o seu tempo de vida. Neste caso, o funcionamento do circuito não é afectado pela alteração dos parâmetros eléctricos do condensador. Tipicamente, a grande maioria dos fabricantes define o tempo de vida do condensador através da percentagem de variação dos parâmetros eléctricos².

² Cf. Cap. 2, §2.2.3, pág. 27.

2.3 – Resumo

Os condensadores podem ser classificados segundo três tecnologias distintas: electrolíticos, cerâmicos e de filme.

Os condensadores electrolíticos de alumínio representam uma das tecnologias melhor implementadas e maduras no mercado electrónico, encontrando-se actualmente em plena expansão com o aumento anual da procura a rondar os 8% a 10%. As suas características, tais como a elevada superfície das armaduras e a reduzida espessura do dieléctrico, permitem que estes condensadores possuam uma excelente relação capacidade/volume e preço, tornando-os bem apetecíveis. Infelizmente, o seu comportamento não é ideal, variando as suas características eléctricas com o envelhecimento, temperatura, frequência e tensão. A sua resistência interna (*ESR*) aumenta com o tempo de vida, enquanto a capacidade diminui e a corrente de fugas aumenta. O aumento da resistência e diminuição da capacidade deve-se essencialmente à perda do electrolito, reduzindo a sua condutibilidade e a superfície de contacto entre o cátodo e o dieléctrico. A corrente de fugas aumenta devido à redução da resistência do dieléctrico. A temperatura, por sua vez, expande o electrolito permitindo aumentar a superfície de contacto entre o cátodo e o dieléctrico, aumentando desta forma a corrente de fugas e a capacidade. Já a *ESR* diminui, pois a condutibilidade do electrolito aumenta. No entanto, o efeito da temperatura é perverso visto que, apesar de numa primeira análise melhorar as características eléctricas do condensador, a longo prazo, condiciona de forma determinante o funcionamento do condensador reduzindo o seu tempo de vida. O aumento da frequência conduz à redução da *ESR* e da capacidade, facto este que se deve ao comportamento do dieléctrico com a frequência. O aumento de tensão conduz a um aumento da corrente de fugas, o que pode ser explicado facilmente recorrendo à lei de *Ohm*, se considerarmos a resistência do dieléctrico constante.

3 – Técnicas *Off-Line*

A caracterização do circuito equivalente do condensador electrolítico de alumínio, e em particular dos valores de *ESR* e *C*, revela-se extremamente importante no âmbito da concepção de fontes de alimentação comutadas, bem assim como na escolha de condensadores para o barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade. Para o efeito, são tipicamente utilizados analisadores de impedância ou medidores de *LCR*, equipamentos extremamente caros e nem sempre disponíveis.

Por outro lado, uma outra área onde a identificação dos valores de *ESR* e *C* se revela de extrema importância é no âmbito do diagnóstico de avarias. Para tal, é comum monitorizar os valores de *ESR* e *C* ao longo do tempo, e caso estes se aproximem dos limites máximos definidos, então será necessário proceder à substituição do condensador. Usualmente são utilizadas técnicas de diagnóstico *on-line*, que têm o mérito de não impor a paragem do equipamento para avaliar o estado do condensador. No entanto, como ficou bem patente no capítulo anterior, vários são os factores que influenciam os valores de *ESR* e *C*, entre os quais a temperatura ambiente, o valor eficaz do *ripple* da corrente e a frequência. Estes factores tornam o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico *on-line* extremamente difícil, visto que todos têm de ser equacionados em simultâneo para que o método resulte o mais exacto possível. Logo, a

sua implementação fica, de certa forma, condicionada pela complexidade técnica e logística, assim como pelos custos associados à sua implementação.

Por este conjunto de razões, torna-se imperativo o desenvolvimento de técnicas de medida *off-line*, que permitam calcular os valores de *ESR* e *C* do condensador electrolítico de forma simples e pouco dispendiosa.

3.1 – Retrospectiva

Nesta secção será apresentado o estado da arte no domínio das técnicas que permitem estimar *off-line* os valores da capacidade, bem como do factor de dissipação e *ESR* em condensadores.

Em [105] apresenta-se um método para determinar a capacidade e uma grandeza designada por resistência de impulso série (*PSR*) em condensadores. Na opinião dos autores, a *PSR* é uma grandeza representativa das perdas no condensador. Para implementar a respectiva técnica foi desenvolvido um circuito de teste composto por um condensador de acoplamento (com um valor de *PSR* muito reduzido), C_2 , e um amplificador de vídeo com uma malha de realimentação negativa, a qual incorpora o condensador a estudar (Fig. 26).

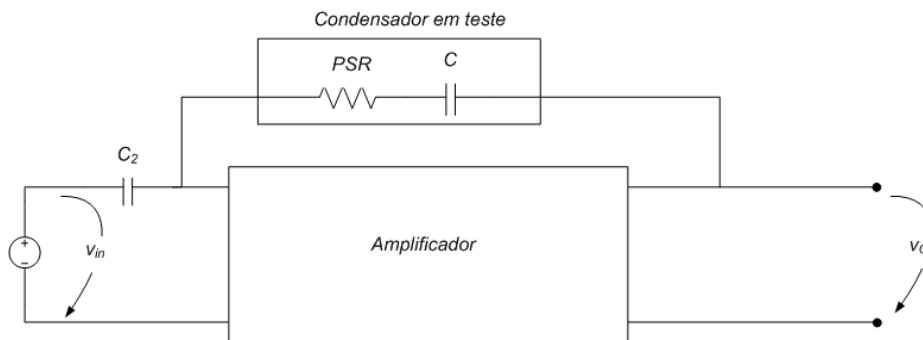


Fig. 26. Circuito utilizado em [105] para determinar o valor de *PSR* e *C* de condensadores.

À entrada é aplicada uma tensão aproximadamente trapezoidal. A relação entre o sinal de tensão de entrada e de saída permite determinar os valores de *C* e *PSR* (Fig. 27).

A amplitude da tensão de saída após t_1 (após a tensão de entrada ter atingido o seu máximo), representada por e_C na Fig. 27, é inversamente proporcional ao valor da capacidade do condensador em teste. O valor de *PSR* é directamente proporcional à

diferença entre o valor da tensão de saída no instante t_1 e e_C , sendo representado na Fig. 27 por e_R .

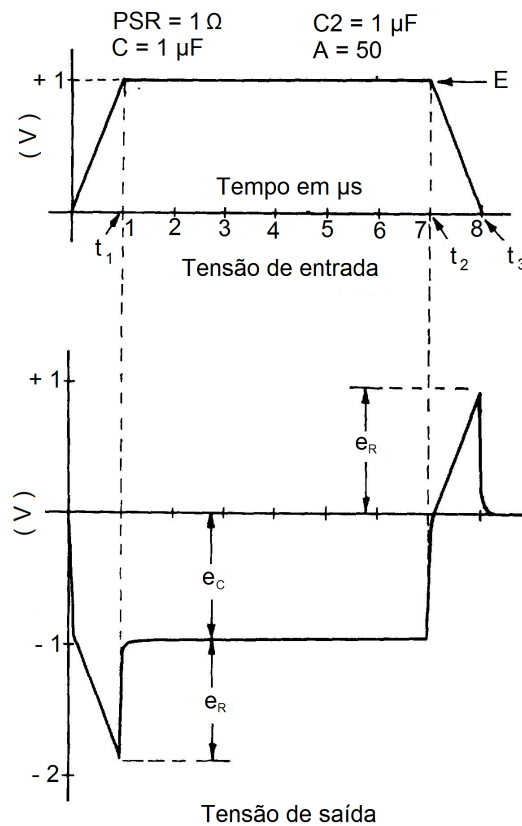


Fig. 27. Curvas de entrada e saída do circuito da Fig. 26 [105].

Neste estudo foram utilizados condensadores com capacidades nominais de $2 pF$ a $2 \mu F$ e os resultados apresentam uma exactidão de $\pm 5\%$.

A aplicabilidade da técnica proposta em [105], em condensadores electrolíticos, revela-se porém bastante difícil, visto que o efeito de *ESL* é desprezado, o que pode ser explicado pela utilização de condensadores com um valor de capacidade muito reduzido, bem inferior à capacidade típica de condensadores electrolíticos. Para além disso, o estudo foi efectuado exclusivamente para altas frequências.

Mais tarde, em [106], foi apresentada uma ponte de medida de impedâncias para condensadores com tensões nominais muito elevadas. O referido método permite medir, com elevado rigor, o valor da capacidade e de *DF* de condensadores com capacidades nominais entre $50 pF$ a $1 nF$. A precisão do método é extremamente elevada, particularmente para as frequências de 50 a 60 *Hz*, podendo a referida ponte ser utilizada até 400 *Hz*. Apesar da elevada exactidão do método proposto, a sua implementação requer a utilização de condensadores e resistências *standard*. Por outro

lado, a referida técnica foi implementada apenas em condensadores cuja capacidade é bastante inferior à capacidade nominal mínima dos condensadores electrolíticos (tipicamente de $0.1 \mu F$) [61]. Além disso, a ponte foi utilizada exclusivamente para baixas frequências.

Em [107, 108] é proposto um oscilador, com a finalidade de determinar o valor da capacidade de condensadores (Fig. 28).

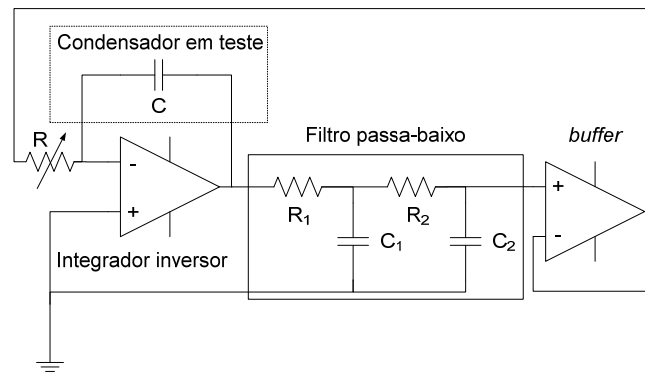


Fig. 28. Oscilador proposto em [107, 108].

Através da variação do valor da resistência variável (R) é possível colocar o circuito a oscilar. Nessas circunstâncias, é possível determinar o valor de C , sendo este dependente simultaneamente do valor da resistência variável, assim como das restantes resistências e condensadores que fazem parte do circuito, tal como se pode observar a partir de (3.1):

$$C = \frac{K}{R}, \quad (3.1)$$

$$K = \frac{R_1 \times R_2}{\left(\frac{R_1 + R_2}{C_1} + \frac{R_1}{C_2} \right)}$$

As resistências e condensadores utilizados deverão possuir uma elevada precisão a fim de reduzir possíveis erros de cálculo. A referida técnica foi apenas implementada para condensadores cuja capacidade nominal é inferior a $100 nF$, podendo o elevado valor de ESR , assim como o efeito de ESL dos condensadores electrolíticos, condicionar a exactidão no cálculo da capacidade.

Em [109] foi apresentado um equipamento capaz de medir a capacidade de condensadores, baseado num microprocessador associado a um circuito de carga e descarga do condensador. A capacidade é medida indirectamente através do cálculo da

constante de tempo do condensador durante a descarga. Os autores não se referem à possibilidade de aplicação da técnica proposta a condensadores de elevada capacidade tais como condensadores electrolíticos, mas a técnica parece ser viável, não permitindo no entanto, determinar o valor de *ESR*.

Mas tarde, foi apresentado um filtro *RC* activo [110], cuja finalidade é estimar o valor da capacidade de condensadores (Fig. 29).

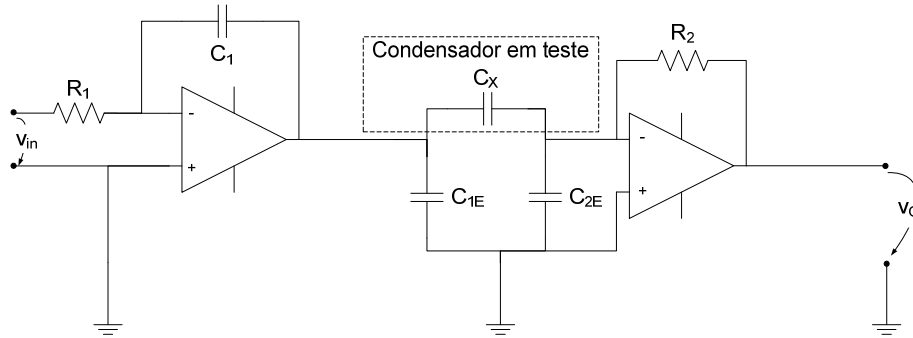


Fig. 29. Filtro *RC* activo proposto em [110] para estimar a capacidade de condensadores.

O cálculo da capacidade do condensador desconhecido é efectuado através da equação (3.2):

$$C_x = \left(\frac{C_1 \times R_1}{V_i \times R_2} \right) \times V_o \quad (3.2)$$

Foram utilizados, neste estudo, condensadores com capacidades nominais de 100 *pF* até 1 μF . O resultados apresentados revelaram um erro inferior a 1%. No entanto, a precisão da referida técnica poderá ser afectada caso sejam utilizados condensadores electrolíticos, devido ao efeito de *ESL*. Para além disso, não permite calcular o valor de *ESR*.

Em [111] foi apresentado um novo método que permite determinar a capacidade e o factor de dissipação de condensadores. O autor utilizou um circuito oscilador baseado num filtro activo *RC* (Fig. 30). Os condensadores C_1 e C_2 representam condensadores desconhecidos e deverão possuir a mesma capacidade nominal.

Neste estudo, os autores consideraram que o circuito equivalente do condensador é composto pelo paralelo de um condensador ideal com uma resistência. Os valores da capacidade e da resistência em paralelo são calculados através do conjunto de equações (3.3)-(3.5).

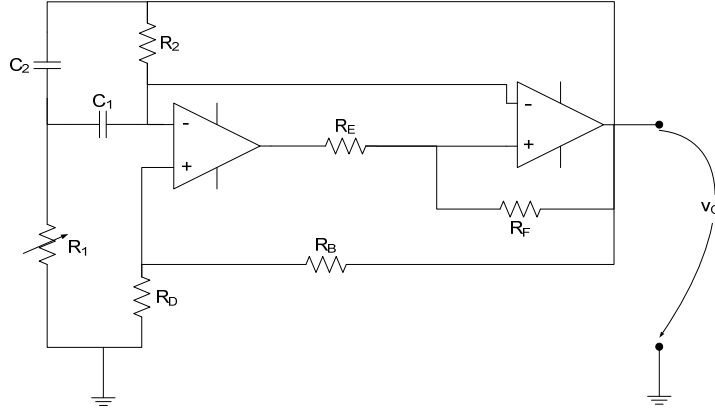


Fig. 30. Circuito oscilador utilizado em [111] para determinar a capacidade e o factor de dissipação de condensadores.

A condutância da resistência em paralelo pertencente ao circuito equivalente do condensador C_1 (G_{C1}), é calculada através da resolução da equação (3.3):

$$a_2 \times x_1^2 + a_1 \times x_1 + a_0 = 0, \quad (3.3)$$

$$\text{onde: } x_1 = \frac{G_{C1}}{G_{12}}, x = \left(\frac{w_{o1}}{w_{o2}} \right)^2, \alpha = \frac{G_{11}}{G_{12}}, c = \frac{G_{11}}{G_2}, d = \frac{b}{c}, a_2 = (1-x) \times c$$

$$a_1 = c \times x \times (1-\alpha) - 2 \times (x-1) \times b, a_0 = (x-b) + [(x-1) \times d - x] \times [\alpha \times c - 1 - b]$$

A condutância da resistência em paralelo do esquema equivalente do condensador C_2 (G_{C2}), é calculada recorrendo à equação (3.4):

$$G_{C2} = \alpha \times G_{11} - G_2 \times \left(1 + \frac{G_{11}}{G_{12}} \right) - \frac{G_{11}}{G_{12}} \times G_{C1} \quad (3.4)$$

Finalmente, os valores da capacidade de C_1 e C_2 são calculados através da resolução do sistema de equações (3.5):

$$\begin{cases} C_2 = \frac{G_{11}}{G_{12}} C_1 \\ w_{o1}^2 \times C_1 \times C_2 - [G_2 \times (G_{11} + G_{C1} + G_{C2}) + G_{C1} \times G_{C2} - \alpha_1 \times G_{11} \times G_{C1}] = 0 \\ G_2 \times (C_1 + C_2) + C_1 \times G_{C2} + C_2 \times G_{C1} - \alpha_1 \times G_{11} \times C_1 = 0 \\ w_{o2}^2 \times C_1 \times C_2 - [G_2 \times (G_{12} + G_{C1} + G_{C2}) + G_{C1} \times G_{C2} - \alpha_1 \times G_{12} \times G_{C2}] = 0 \\ G_2 \times (C_1 + C_2) + C_1 \times G_{C2} + C_2 \times G_{C1} - \alpha_1 \times G_{12} \times C_2 = 0 \\ G_1 = \frac{1}{R_1}, G_2 = \frac{1}{R_2}, \alpha_1 = \frac{G_B}{G_D} = \frac{G_F}{G_E}, G_B = \frac{1}{R_B}, G_D = \frac{1}{R_D}, G_F = \frac{1}{R_F}, G_E = \frac{1}{R_E} \end{cases} \quad (3.5)$$

onde w_{o1} , w_{o2} , R_{I1} e R_{I2} , representam a frequência de oscilação do oscilador; a frequência de oscilação do oscilador quando os condensadores C_1 e C_2 são trocados de posição; o valor da resistência R_I que permite o oscilador oscilar à frequência w_{o1} ; e o valor da resistência R_I , que permite o oscilador oscilar à frequência w_{o2} .

Importa referir que, apesar de os condensadores C_1 e C_2 possuírem a mesma capacidade nominal, o seu valor não é exactamente o mesmo, logo as frequências de oscilação w_{o1} e w_{o2} não são iguais.

A técnica anterior foi aplicada em condensadores com capacidades nominais de $0.47 \mu F$, $10 nF$ e $1.62 nF$, tendo sido consideradas as frequências de oscilação de $25 kHz$ e de $250 kHz$.

No entanto, a sua implementação deverá revelar-se inexequível caso sejam utilizados condensadores electrolíticos, devido ao seu elevado valor de ESL e C . Além disso, o circuito equivalente do condensador utilizado nos cálculos, (3.3)–(3.5), é diferente do circuito equivalente de um condensador electrolítico (Fig. 12).

Mais tarde, em [112] são apresentadas duas soluções que utilizam um microprocessador com o fim de determinar o valor da capacidade de condensadores e da indutância em bobinas. A primeira solução utiliza um oscilador LC (Fig. 31) que gera uma frequência proporcional aos seus elementos reactivos.

O valor da capacidade do condensador desconhecido é determinado através do cálculo da frequência de oscilação (f_{osc}) sendo para tal utilizadas bobinas *standard* com valor conhecido.

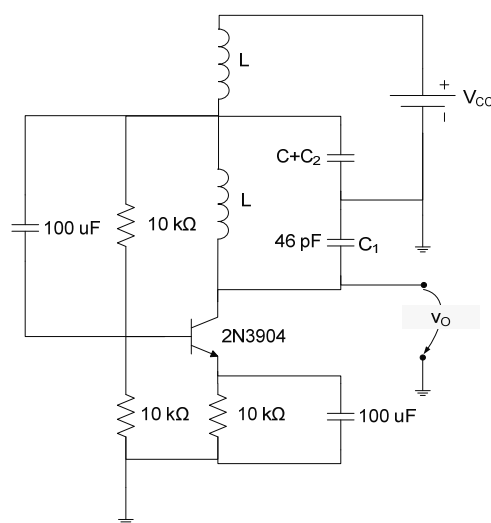


Fig. 31. Oscilador LC usado em [112] para determinar o valor de C em condensadores e da indutância em bobinas.

Para o cálculo da indutância de uma bobina cujo valor é desconhecido são utilizados condensadores *standard*.

A capacidade e a indutância desconhecidas são calculadas através das equações:

$$C_2 = \frac{C_1}{4 \times \pi^2 \times f_{osc}^2 \times L \times C_1 - 1} \quad (3.6)$$

$$L = \frac{C_1 + C_2}{4 \times \pi^2 \times f_{osc}^2 \times C_1 \times C_2} \quad (3.7)$$

A segunda solução baseia-se no cálculo da frequência de ressonância de uma malha *RLC*, da qual o elemento desconhecido (bobina ou condensador) faz parte. A Fig. 32 mostra um diagrama de blocos do circuito implementado.

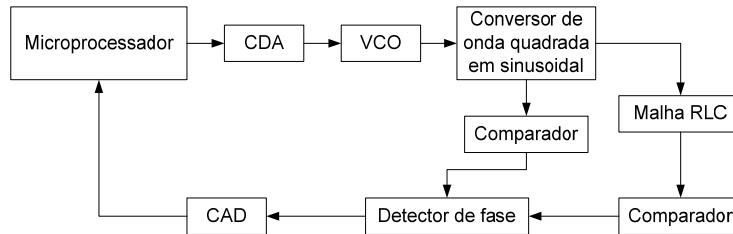


Fig. 32. Diagrama de blocos do circuito implementado para a segunda solução proposta em [112].

O microprocessador gera um *bit* que é convertido numa tensão *DC* através de um conversor digital-analógico (*CDA*). A forma de onda de saída do oscilador controlado por tensão (*VCO*) é proporcional à tensão de saída do *CDA*. Em seguida, a forma de onda de saída da malha *RLC* (onda sinusoidal) da qual faz parte o elemento a analisar (condensador ou bobina) é convertida numa onda quadrada através do comparador. O detector de fase calcula o desfasamento entre o sinal de saída da malha *RLC* e o sinal de saída do *VCO*. Por sua vez, o conversor analógico-digital (*CAD*), converte a saída do detector fase em informação digital pronta a ser processada pelo microprocessador. O microprocessador controla a frequência do sinal de saída do *VCO*, pelo que, quando o desfasamento entre os sinais de saída da malha *RLC* e o *VCO* for nulo, a frequência de ressonância (f_{res}) da malha *RLC* foi encontrada. Nesta altura, o microprocessador calcula o valor de *C*, caso o elemento a analisar seja um condensador, através da equação (3.8):

$$C = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_{res})^2 \times L} \quad (3.8)$$

ou de *L*, caso o elemento a analisar seja uma bobina, através da equação (3.9):

$$L = \frac{1}{(2 \times \pi \times f_{res})^2 \times C} \quad (3.9)$$

Para o cálculo de C é necessário conhecer do valor de L , e vice-versa.

Os resultados apresentados referem-se a condensadores com capacidades nominais inferiores a 100 nF.

A implementação desta técnica em condensadores electrolíticos revela-se inexequível devido ao efeito de ESL , não permitindo, por outro lado, estimar o valor de ESR .

Em [113], foi apresentada uma técnica que permite a caracterização de condensadores para altas frequências. Para o efeito foi utilizado um analisador de redes. A implementação da referida técnica inicia-se com a calibração do equipamento de medida. Em seguida, todo o sistema de medida é caracterizado sob a forma de um modelo eléctrico que é considerado aquando da caracterização do condensador a altas frequências, de forma a reduzir possíveis erros resultantes do adaptador e cabos.

A Fig. 33 mostra o circuito equivalente do condensador considerado neste estudo:

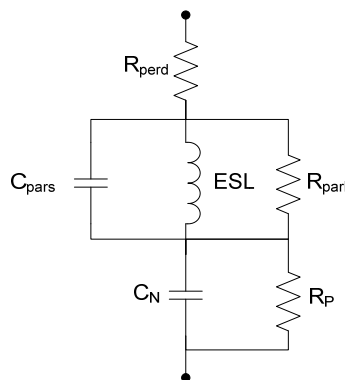


Fig. 33. Circuito equivalente do condensador considerado em [113].

onde R_{perd} , ESL , C_N , R_P , R_{parl} e C_{pars} representam a resistência de perdas, a indutância série equivalente, a capacidade nominal, a resistência de fugas (modeliza a corrente de fugas), a resistência em paralelo a altas frequências e a capacidade parasita (modeliza a frequência de ressonância de ESL e C_{pars} a altas frequências), respectivamente. Segundo os autores, o modelo da Fig. 33 é válido até à frequência de ressonância de ESL e C_{pars} [113].

Apesar da técnica proposta ter sido implementada para condensadores com capacidades nominais inferiores a 4.7 μF , a sua exactidão não deverá ser afectada se

forem utilizados condensadores electrolíticos. No entanto, a sua implementação requer a utilização de um equipamento que não se encontra facilmente disponível (analisador de redes).

Em [114] foi proposta uma nova técnica para estimar os valores de C e DF em condensadores. O esquema equivalente do condensador considerado pelos autores é composto pelo paralelo de um condensador ideal (C_P) e de uma resistência ideal (R_P), em que ambos os elementos são dependentes da frequência (Fig. 34). A implementação da referida técnica baseia-se na separação da componente real e imaginária da admitância do condensador.

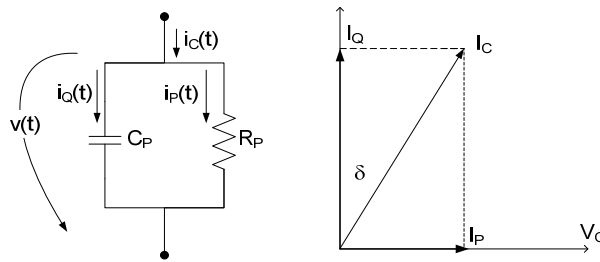


Fig. 34. Esquema equivalente do condensador e diagrama fasorial da corrente e tensão no condensador [114].

Considerando que o condensador é sujeito a uma tensão sinusoidal, $v(t)$, é possível escrever:

$$\begin{cases} v(t) = \sqrt{2} \times V \times \sin(\omega \times t) \\ i_C(t) = \sqrt{2} \times V \times (G_P \times \sin(\omega \times t) + \omega \times C_P \times \cos(\omega \times t)) \\ i_P(t) = \sqrt{2} \times V \times G_P \times \sin(\omega \times t) \\ i_Q(t) = \sqrt{2} \times V \times C_P \times \omega \times \cos(\omega \times t) \end{cases} \quad (3.10)$$

representando ω a frequência angular da onda sinusoidal e C_P , G_P e DF podem ser calculados por:

$$\begin{cases} C_P = \frac{I_Q}{\omega} \times V \\ G_P = \frac{1}{R_P} = \frac{I_P}{V} \\ DF = \tan \delta = \frac{I_P}{I_Q} \end{cases} \quad (3.11)$$

Para calcular os valores de DF e C , os autores construíram um circuito composto por um condensador *standard*, três detectores de fase de elevada precisão (DFP), um circuito de deslocamento de fase de 90° e dois voltímetros digitais (VD) (Fig. 35).

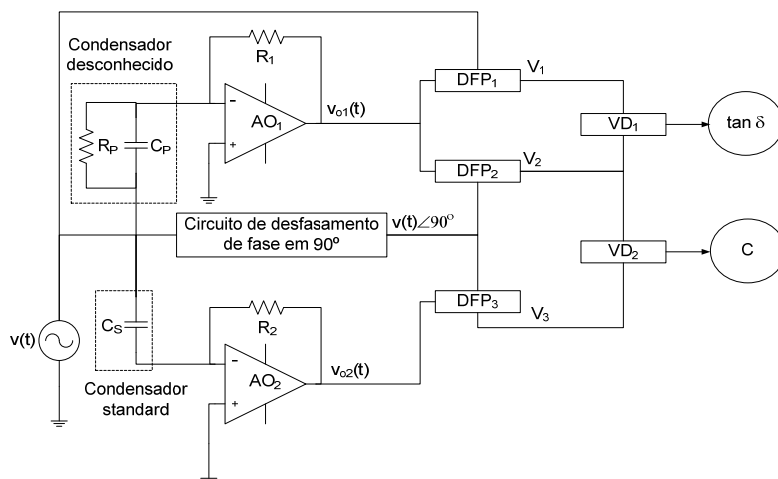


Fig. 35. Diagrama de blocos do circuito utilizado em [114], para determinar C e DF de condensadores.

O amplificador operacional (AO_1) converte a corrente que atravessa o condensador desconhecido numa tensão proporcional, $v_{o1}(t)$. Da mesma forma, o amplificador operacional (AO_2) converte a corrente que atravessa o condensador *standard* numa tensão proporcional, $v_{o2}(t)$:

$$\begin{cases} v_{o1} = -\sqrt{2} \times V \times R_1 \times (G_p \times \sin(\omega \times t) + \omega \times C_p \times \cos(\omega \times t)) & (3.12) \\ v_{o2} = -\sqrt{2} \times V \times R_2 \times (G_s \times \sin(\omega \times t) + \omega \times C_s \times \cos(\omega \times t)) & (3.13) \end{cases}$$

De seguida, o desfasamento entre a saída do amplificador AO_1 e o sinal de entrada é calculado e transformado numa tensão DC (V_1) por intermédio do detector de fase DFP_1 :

$$V_1 = \left(\frac{2 \times \sqrt{2} \times V \times R_1}{\pi} \right) \times G_p \quad (3.14)$$

O desfasamento entre a saída do amplificador AO_1 e o sinal de entrada desfasado de 90° é transformado numa tensão DC (V_2) através do detector de fase DFP_2 :

$$V_2 = \left(\frac{2 \times \sqrt{2} \times V \times R_1}{\pi} \right) \times \omega \times C_p \quad (3.15)$$

O desfasamento entre o amplificador AO_2 e o sinal de entrada desfasado de 90° é transformado numa tensão DC (V_3) através do detector de fase DFP_3 :

$$V_3 = \left(\frac{2 \times \sqrt{2} \times V \times R_2}{\pi} \right) \times \omega \times C_s \quad (3.16)$$

Através das equações (3.14)-(3.16) é possível calcular C_P e DF :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_P = \frac{V_2 \times R_2}{V_3 \times R_1} \times C_S \\ \tan \delta = \frac{V_1}{V_2} \end{array} \right. \quad (3.17)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C_P = \frac{V_2 \times R_2}{V_3 \times R_1} \times C_S \\ \tan \delta = \frac{V_1}{V_2} \end{array} \right. \quad (3.18)$$

As operações de divisão podem ser facilmente realizadas por multímetros digitais.

Os autores referem que a técnica proposta poderá ser implementada para condensadores com capacidades nominais desde 1 pF até 1 mF , tendo sido testada para as frequências de 400 Hz e 1000 Hz . No entanto, a sua utilização em condensadores electrolíticos está condicionada pelo facto do circuito equivalente do condensador em teste ser diferente do circuito equivalente do condensador electrolítico. Além disso, é indispensável a utilização de condensadores *standard* para a sua implementação.

Em [96], foi desenvolvido um método automático que permite caracterizar os condensadores electrolíticos de alumínio, e em especial os valores de ESR e C em função da temperatura, frequência e tempo de envelhecimento. Os autores utilizaram um analisador de impedância (*Agilent 4284A LCR meter*) controlado por um computador pessoal (*PC*) um forno (que permite variar a temperatura dos condensadores em teste) e um multímetro (para efectuar a medida da temperatura do condensador) que, por sua vez, se encontrava ligado ao *PC*.

Numa primeira análise, foram estudados os efeitos da frequência nos parâmetros do esquema equivalente do condensador. As conclusões obtidas suportam os dados já relatados no capítulo anterior: tanto C , como ESR , diminuem com a frequência (Fig. 36). A impedância também varia com a frequência: a reactância capacitiva domina a baixas frequências, perto da frequência de ressonância ESR é o parâmetro dominante e finalmente para altas frequências a reactância indutiva torna-se dominante.

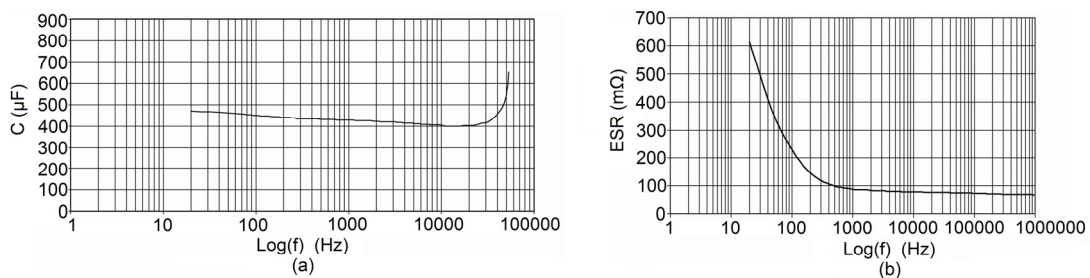


Fig. 36. Efeito da frequência nos parâmetros do condensador electrolítico: (a) C e (b) ESR [96].

Para simular o efeito do envelhecimento dos condensadores, estes foram introduzidos num forno e sujeitos a três ciclos térmicos a diferentes temperaturas: 105 °C (temperatura máxima dos condensadores), 115 °C e 125 °C. Após a realização do primeiro ciclo térmico (105 °C), foi possível concluir que o parâmetro que sofria uma maior variação era a *ESR* (Fig. 37).

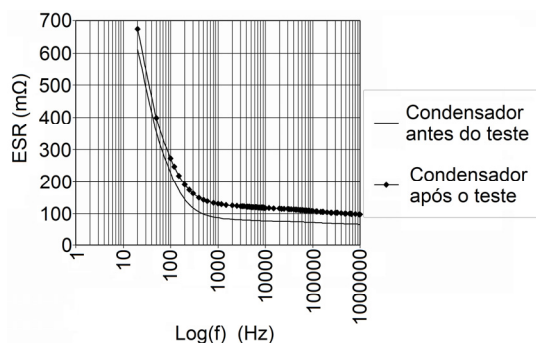


Fig. 37. Comparação da *ESR* antes e depois do primeiro ciclo térmico [96].

De seguida, foram realizados os restantes ciclos térmicos: 115 °C e 125 °C. Neste estudo, os autores consideraram que um condensador se encontrava fora de serviço, quando a sua *ESR* aumentava em 20 % em relação ao seu valor inicial. Assim, novas amostras, cada uma com dez condensadores, foram sujeitas a testes de envelhecimento (a 115 °C e 125 °C). Periodicamente eram realizadas inspeções, nas quais se efectuava a medição da *ESR* às frequências de 120 Hz e 66.66 kHz.

As Tabelas 2 e 3 mostram o número de condensadores que apresentavam falhas (*ESR* superior a 20% do seu valor inicial), para os testes de envelhecimento a 115 °C e 125 °C, respectivamente.

TABELA 2 – NÚMERO DE FALHAS A 115 °C [96].

Tempo de inspeção (horas)	120 Hz	66.66 kHz
0	0	0
100	0	0
318	0	4
606	0	10

TABELA 3 – NÚMERO DE FALHAS A 125 °C [96].

Tempo de inspeção (horas)	120 Hz	66.66 kHz
0	0	0
169	0	0
247	0	5
416	0	10
608	0	10

A partir da análise dos resultados apresentados nas Tabelas 2 e 3 é possível concluir que o número de avarias aumenta com o número de horas de teste, com a temperatura e com a frequência de medida.

O aumento do número de horas do teste de envelhecimento conduz a que maiores quantidades de electrólito sejam libertadas, reduzindo desta forma o volume do electrólito no condensador que, por sua vez, aumenta a *ESR*. Por outro lado, se o teste de envelhecimento for realizado a temperaturas mais elevadas, maiores quantidades de electrólito serão libertados por unidade de tempo, o que acelera o processo de envelhecimento. Relativamente ao facto de apenas à frequência de 66.66 kHz ser possível detectar o aumento de 20 % da *ESR*, essa observação pode ser explicada pelo facto da *ESR* variar também com a frequência, como se pode analisar a partir de (2.10) e (2.11). Desta forma, recorrendo a (2.11), pode-se concluir que a variação de *ESR* com a frequência não está relacionada com a resistência do electrólito, ou seja, o aumento relativo de *ESR* a baixas frequências, provocado pelo envelhecimento, é inferior quando se compara o mesmo efeito para frequências mais elevadas. Pode-se justificar este fenómeno pelo facto de não se considerar o efeito da resistência do dieléctrico.

Para analisar os testes de envelhecimento, os autores recorreram à lei de *Arrhenius*. Desta forma, o tempo nominal até à falha, L_X , foi definido pela equação:

$$L_X = A \times e^{\left(\frac{E}{k_B \times Temp}\right)} \quad (3.19)$$

onde E , k_B e $Temp$ representam a energia de activação da reacção (eV), a constante de *Boltzman* e a temperatura absoluta de graus *Kelvin*. A constante A depende da geometria, tamanho e fabricação do condensador assim como do método de medida, entre outros factores.

De forma a analisar os dados de forma simplificada, os autores utilizaram o gráfico de *Arrhenius*, que permite a representação do tempo de vida do condensador em função dos testes de envelhecimento (Fig. 38). Nesta análise, os autores recorreram apenas aos dados da Tabela 3.

O tempo de vida máximo dos condensadores foi definido com sendo o período de tempo necessário para que, durante os testes de envelhecimento, pelo menos metade da amostra manifestasse falhas. Assim, recorrendo à Tabela 3 é possível verificar que 50% dos condensadores manifestavam falhas para o tempo de inspecção de 247 horas.

Após a marcação do ponto (247 horas, 125 °C) no gráfico de *Arrhenius*, é possível traçar a evolução do tempo de vida do condensador em função da temperatura de operação ($E = 0.405\text{eV}$).

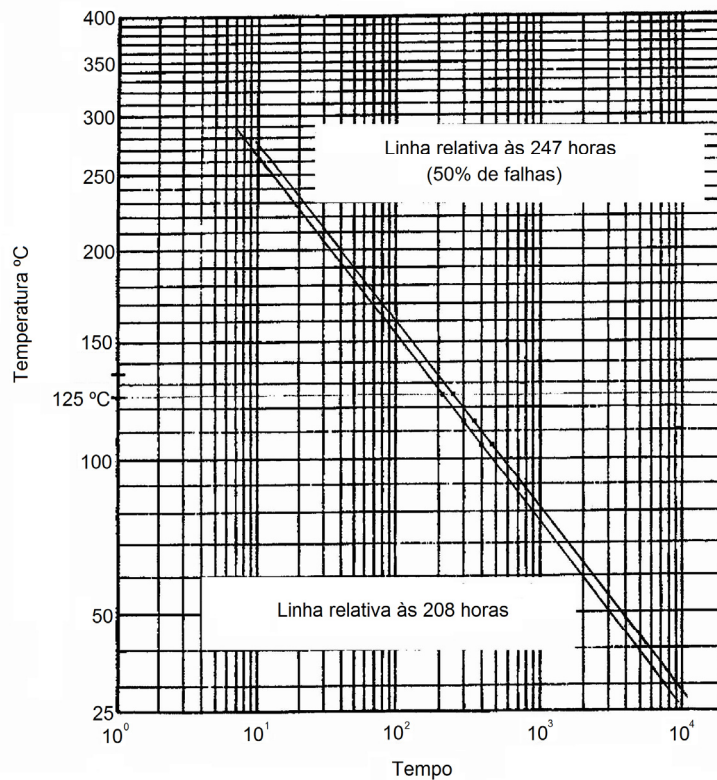


Fig. 38. Gráfico de *Arrhenius* [96].

No gráfico da Fig. 38 é possível observar duas curvas: uma relativa ao tempo de inspeção de 247 horas e outra relativa ao tempo de 208 horas. Na primeira situação, os autores consideraram o tempo de vida total; no segundo caso não foram considerados os tempos necessários para efectuar a medida de *ESR* dos condensadores (durante as referidas medidas, os condensadores não estavam sujeitos à temperatura do teste).

Em seguida, os autores utilizaram o gráfico da Fig. 38 para determinar o valor do factor de aceleração (FA). A constante FA permite relacionar o tempo de vida do condensador para duas condições de operação diferentes:

$$L_{XA} = FA \times L_{XB} \quad (3.20)$$

onde L_{XA} e L_{XB} representam o tempo de vida para as temperaturas de funcionamento $Temp_A$ e $Temp_B$.

Através de (3.19) e (3.20) é possível definir FA como:

$$FA = \frac{L_{XA}}{L_{XB}} = \exp\left(\frac{E}{k_B} \times \left(\frac{1}{Temp_A} - \frac{1}{Temp_B}\right)\right) \quad (3.21)$$

O cálculo do FA é particularmente importante caso o fabricante não forneça os quadros indicativos do tempo de vida do condensador em função da temperatura (por exemplo: Figs. 23 e 24). Esta informação é indispensável para estimar o tempo de vida do condensador para condições estacionárias de funcionamento.

Apesar da técnica de medida ser bastante precisa e exacta, requer a utilização de um equipamento extremamente dispendioso, um analisador de impedância *Agilent 4284A*.

Após a apresentação do estado da arte das técnicas de medida *off-line*, serão seguidamente apresentadas algumas soluções desenvolvidas no âmbito deste trabalho, que permitem igualmente caracterizar o circuito equivalente do condensador electrolítico de alumínio.

3.2 – Caracterização dos condensadores em estudo

No presente trabalho, foram utilizados quatro condensadores, com diferentes capacidades, tensões nominais e de diferentes fabricantes. Na Tabela 4 é possível observar a informação fornecida pelos fabricantes.

Como este trabalho reflecte a temática da caracterização do esquema equivalente dos condensadores não só no âmbito da concepção, mas também do diagnóstico, foi necessário envelhecer alguns condensadores de forma a avaliar a aplicabilidade das técnicas propostas. O processo de envelhecimento, assim como as características dos condensadores envelhecidos, serão abordados na secção 3.9. Nesta secção, serão apenas caracterizados os condensadores novos (C_A , C_B , C_C e C_D).

TABELA 4 – CARACTERÍSTICAS DOS CONDENSADORES (INFORMAÇÃO FORNECIDA PELOS FABRICANTES).

Condensadores	DF_{max}	C	$ESR_{MÁX}$	Tensão nominal
C_A	0.2	4700 μF	0.0564 Ω	25 V
C_B	0.16	2200 μF	0.0965 Ω	25 V
C_C	0.1	1000 μF	0.1326 Ω	50 V
C_D	0.14	220 μF	0.8440 Ω	200 V

Tipicamente, os fabricantes fornecem os multiplicadores de frequência a 1 kHz e a 10 kHz. Desta forma, utilizando os multiplicadores (M_f) o valor de $DF_{MÁX}$ a 120 Hz e

a equação (2.18) é possível determinar os valores $ESR_{MÁX}$ para as frequências de 1 kHz e 10 kHz (Tabela 5).

TABELA 5 – MULTIPLICADORES DE FREQUÊNCIA E $ESR_{MÁX}$.

C_A		C_B		C_C		C_D		Frequência
M_f	$ESR_{MÁX}$ ($m\Omega$)	M_f	$ESR_{MÁX}$ ($m\Omega$)	M_f	$ESR_{MÁX}$ ($m\Omega$)	M_f	$ESR_{MÁX}$ ($m\Omega$)	
1.12	45.0	1.12	76.9	1.30	78.5	1.30	499.4	1 kHz
1.15	42.7	1.15	72.9	1.35	72.8	1.35	463.1	10 kHz

No entanto, a informação fornecida pelos fabricantes não é exacta: a capacidade é fornecida apenas à frequência de 120 Hz e à temperatura de 20 °C, para uma tolerância típica de 20%. Já o valor de ESR pode ser calculado apenas para um número muito limitado de frequências, sendo para o efeito utilizado o valor máximo de DF . Na secção seguinte será possível concluir que o erro médio do valor de ESR calculado através da informação fornecida pelos fabricantes é superior a 90 %.

Desta forma, efectuou-se a medida dos valores de ESR e X_{cond} recorrendo a um analisador de impedâncias *Agilent HP 4294*, o qual permite medir a componente real e complexa da impedância do componente em análise (condensador, bobina ou resistência) com elevada exactidão. Os valores de ESR e X_{cond} obtidos através do analisador de impedância serão considerados como os valores de referência.

A Fig. 39 exhibe os diferentes valores de ESR obtidos através do analisador de impedâncias para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , considerando o conjunto de frequências de 40 Hz a 100 kHz e uma temperatura de 20 °C.

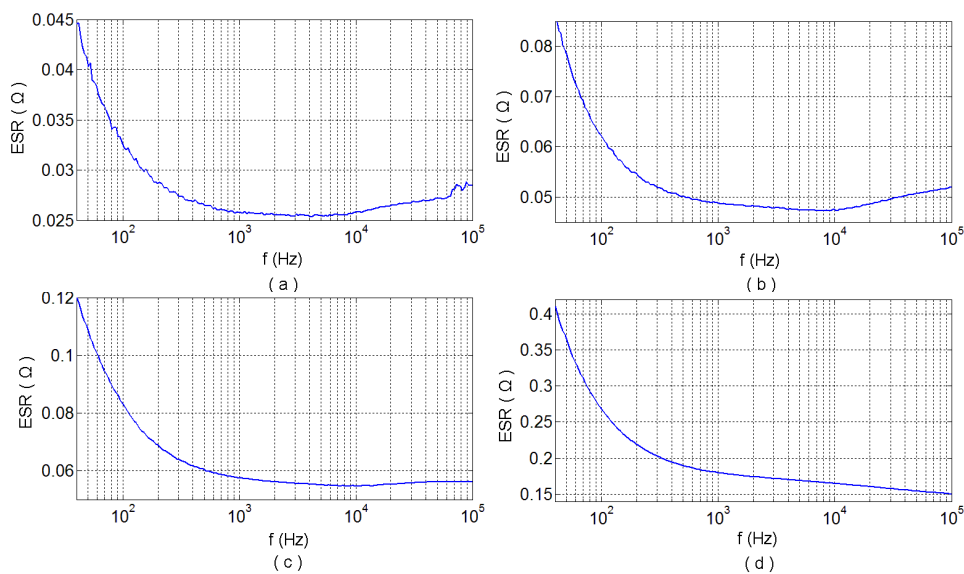


Fig. 39. Evolução de ESR com a frequência, para o conjunto de frequências de 40 Hz a 100 kHz e uma temperatura de 20 °C, para: (a) C_A , (b) C_B , (c) C_C e (d) C_D (dados obtidos a partir do analisador *HP 4294*).

A Fig. 40 apresenta os diferentes valores de X_{cond} medidos através do analisador de impedâncias para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , considerando o conjunto de frequências de 40 Hz a 100 kHz e uma temperatura de 20 °C.

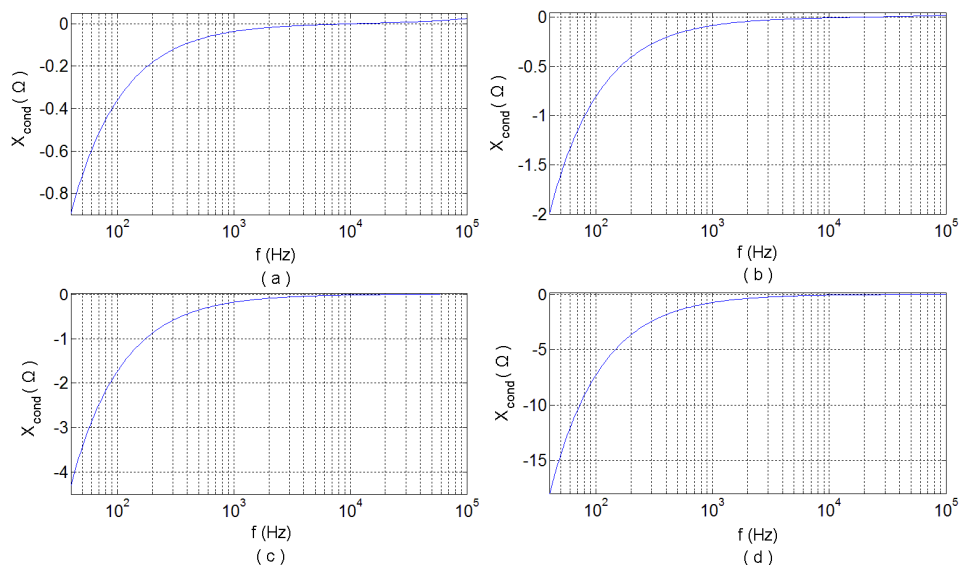


Fig. 40. Evolução de X_{cond} com a frequência, para o conjunto de frequências de 40 Hz a 100 kHz e uma temperatura de 20 °C, para: (a) C_A , (b) C_B , (c) C_C e (d) C_D (dados obtidos a partir do analisador HP 4294).

Os resultados das Figs. 39-40 ratificam as observações realizadas em capítulos anteriores, no que respeita ao efeito da frequência nos parâmetros do circuito equivalente do condensador.

3.3 – Importância das técnicas *off-line*

Um dos motivos pelos quais as técnicas *off-line* se revelam essenciais, é o facto da informação fornecida pelos fabricantes ser escassa e não rigorosa.

Na Tabela 6 são comparados os valores da capacidade (C) fornecidos pelo fabricante, com os valores da capacidade obtidos através do analisador de impedância, para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D .

TABELA 6 – COMPARAÇÃO ENTRE OS VALORES DE C OBTIDOS ATRAVÉS DO ANALISADOR *AGILENT HP 4294* E OS FORNECIDOS PELOS FABRICANTES, PARA 120 Hz, 20 °C.

Condensadores	C_A	C_B	C_C	C_D
<i>HP 4294</i>	4392 μF	1968 μF	913 μF	217 μF
Fabricante	4700 μF	2200 μF	1000 μF	220 μF
Erro	7.0 %	11.8 %	9.5 %	1.4 %

Na Tabela 7 apresenta-se a comparação entre os valores de ESR calculados através da informação fornecida pelos fabricantes e os valores obtidos através do

analisador de impedância, para várias frequências de teste e uma temperatura de operação de 20 °C.

TABELA 7 – COMPARAÇÃO ENTRE OS VALORES DE *ESR* OBTIDOS ATRAVÉS DO ANALISADOR AGILENT *HP 4294* E OS FORNECIDOS PELOS FABRICANTES, PARA AS FREQUÊNCIA DE OPERAÇÃO DE 120 Hz, 1 kHz E 10 kHz, 20 °C.

condensadores		Frequência		
		120 Hz	1 kHz	10 kHz
C _A	<i>HP 4294</i>	0.0314 Ω	0.0257 Ω	0.0258 Ω
	Fabricante	0.0564 Ω	0.0450 Ω	0.0427 Ω
	Erro	80 %	75 %	66 %
C _B	<i>HP 4294</i>	0.0595 Ω	0.0488 Ω	0.0474 Ω
	Fabricante	0.0965 Ω	0.0769 Ω	0.0729 Ω
	Erro	62 %	58 %	54 %
C _C	<i>HP 4294</i>	0.0783 Ω	0.0574 Ω	0.0547 Ω
	Fabricante	0.1326 Ω	0.0785 Ω	0.0728 Ω
	Erro	69 %	37 %	33 %
C _D	<i>HP 4294</i>	0.2514 Ω	0.180 Ω	0.165 Ω
	Fabricante	0.8440 Ω	0.4994 Ω	0.4631 Ω
	Erro	236 %	177 %	181 %

Através da análise das Tabelas 6 e 7 é possível calcular os erros médios relativos à informação fornecida pelo fabricante. Assim, o valor da capacidade fornecida pelo fabricante possui um erro médio superior a 7 % e o erro médio do valor de *ESR* é superior a 93 %.

O erro no cálculo de *ESR* é considerável. Além disso, apenas é possível determinar o valor de *ESR* para um conjunto limitado de frequências (120 Hz, 1 kHz e 10 kHz), sendo a capacidade apenas fornecida para a frequência de 120 Hz e a temperatura de 20 °C.

Como foi referido em secções anteriores, o conhecimento dos valores de *ESR* e *C* é indispensável para a concepção de fontes de alimentação comutadas, bem como na escolha de condensadores para barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade [115-117]. Por exemplo, na concepção do sistema de controlo de um conversor *buck* é necessário conhecer a função transferência em malha aberta da tensão de saída (v_o) em relação ao *duty cycle* (D_I) [116]:

$$\frac{v_o(s)}{D_I(s)} = v_{in} \times \frac{ESR \times C \times s + 1}{L \times C \times s^2 + \left(\frac{L}{R} + C \times (R_L + ESR) \right) \times s + 1} \quad (3.22)$$

onde ESR , C , L , R_L , R e v_{in} representam a resistência série equivalente, a capacidade do condensador, a indutância da bobina, a resistência da bobina, a resistência de carga e a tensão de entrada. A equação (3.22) mostra que a ESR é responsável pelo zero da função transferência.

Por outro lado, em regime permanente o *ripple* da tensão de saída das fontes de alimentação comutadas é directamente proporcional a ESR [115, 118-120]. Como a maioria das cargas possui especificações de *ripple* extremamente rigorosas, é imprescindível conhecer com exactidão o valor de ESR dos condensadores, para que o circuito respeite a especificações da carga ao longo de todo o seu tempo de vida. Desta forma, o tempo de vida dos condensadores poderá ser condicionado pelo valor máximo de *ripple* admissível pela carga. Além disso, tanto nas fontes de alimentação comutadas como nos variadores electrónicos de velocidade, o tempo de vida do condensador é dependente da temperatura de operação (Fig. 38) que, por sua vez, depende do valor eficaz do *ripple* da corrente e do valor de ESR , como se pode concluir a partir de (2.16). Desta forma, se o valor de ESR for conhecido com mais rigor é possível limitar a temperatura de funcionamento do condensador, com mais exactidão, o que garante um maior tempo de vida do condensador.

Todavia o conhecimento da capacidade também se revela de extrema importância, em particular no dimensionamento dos condensadores utilizados no barramento DC de variadores electrónicos de velocidade [117] ou mesmo no dimensionamento do sistema de controlo de fontes de alimentação comutadas [116].

Estes factos, demonstram a importância do desenvolvimento de técnicas de medida simples, baratas, precisas e exactas que permitam caracterizar o circuito equivalente do condensador, em particular, o valor de ESR e C , para diferentes condições de operação.

3.4 – Técnica *off-line* baseada na injeção de uma corrente sinusoidal

Um dos primeiros objectivos deste trabalho consistiu no desenvolvimento de técnicas *off-line* que permitissem estimar o valor de ESR de condensadores electrolíticos de alumínio utilizados em fontes de alimentação comutadas. Para alcançar esse propósito, considerou-se, numa primeira fase, o esquema equivalente simplificado do condensador utilizado por diversos autores [45, 121-124] e representado na Fig. 41.

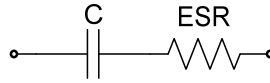


Fig. 41. Circuito equivalente, simplificado, do condensador [45, 121-124].

O método proposto baseia-se na injeção de uma corrente sinusoidal num filtro LC , semelhante ao utilizado em fontes de alimentação comutadas, cujo condensador representa o elemento desconhecido [125]. A Fig. 42 mostra o circuito proposto.

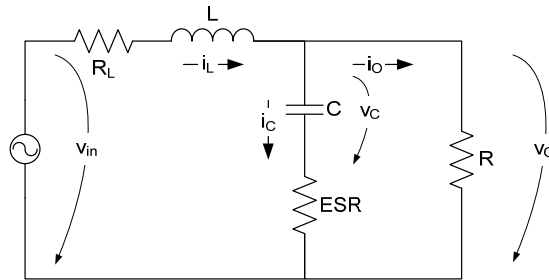


Fig. 42. Circuito utilizado para extrair o valor de ESR do condensador, baseado num filtro LC [125-126].

Recorrendo à transformada de *Laplace* é possível chegar à expressão (3.24) se a frequência de operação (f) for bastante superior à frequência de ressonância (f_{ress}).

$$f_{ress} \cong \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \quad (3.23)$$

Desta forma, é possível calcular o valor de ESR recorrendo à equação:

$$ESR \cong \frac{\sqrt{\left(\frac{V_o \times L \times C \times w}{V_{in}}\right)^2 - \frac{1}{w^2}}}{C} \quad (3.24)$$

onde V_{in} , V_o , L , C e w representam a amplitude da tensão v_{in} , a amplitude da tensão v_o , o valor da indutância da bobina utilizada, o valor nominal da capacidade do condensador em teste e a velocidade angular, respectivamente. Os valores de L e C podem ser obtidos através dos dados fornecidos pelos fabricantes.

O Anexo I demonstra como foi possível chegar à equação (3.24).

Uma expressão análoga à equação (3.24) foi obtida recorrendo à análise sinusoidal do circuito da Fig. 42 (3.25) [126].

O Anexo II demonstra como foi possível chegar à equação (3.25) recorrendo à análise sinusoidal do circuito da Fig. 42.

$$ESR \cong \sqrt{\frac{\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2 \times (\omega \times L)^2 - \frac{1}{(\omega \times C)^2}}{1 - \left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2}} \quad (3.25)$$

Para aumentar a exactidão das soluções propostas é importante calcular o valor de L com mais precisão, tendo-se utilizado, para o efeito, o circuito representado na Fig. 43.

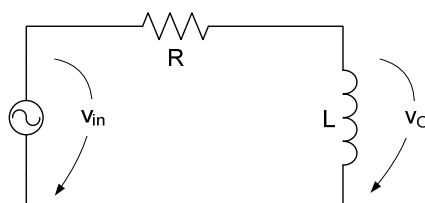


Fig. 43. Circuito utilizado para determinar o valor de L [126].

O valor de L pode ser calculado através da equação (3.26):

$$L \cong \frac{R \times \frac{V_o}{V_{in}}}{\omega \times \sqrt{1 - \left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2}} \quad (3.26)$$

No entanto, apesar das técnicas propostas em [125, 126] permitirem determinar o valor de ESR com exactidão, é necessário que a frequência de operação se encontre compreendida entre a frequência de ressonância do filtro LC e a frequência de ressonância do condensador, o que condiciona o intervalo das frequências de medida. Para além disso, o valor de C utilizado em (3.24) e (3.25), possui um erro resultante da tolerância dos dados fornecidos pelo fabricante e pelo facto da capacidade variar com a frequência.

Desta forma, propôs-se uma nova solução que permite estimar o circuito equivalente do condensador para um intervalo de frequências bem mais alargado [127]. Esta nova técnica permite calcular não só o valor de ESR , como também a reactância do condensador.

Nesta proposta, considera-se o efeito indutivo do condensador. Por esse motivo, utilizou-se o esquema equivalente do condensador electrolítico de alumínio apresentado na Fig. 12, a partir do qual é possível definir a impedância do condensador, Z_{cond}

(composta pela série de uma indutância ideal, uma resistência ideal e um condensador ideal):

$$Z_{cond} = ESR + jX_{cond} \quad (3.27)$$

$$\text{com, } \begin{cases} X_{cond} = X_{ESL} - X_C \\ X_{ESL} = 2 \times \pi \times f \times ESL \\ X_C = (2 \times \pi \times f \times C)^{-1} \end{cases}$$

onde X_{cond} , X_C , X_{ESL} , C , ESL , ESR e f representam a reactância total do condensador, a reactância capacitiva, a reactância indutiva, a capacidade, a indutância série equivalente, a resistência série equivalente e a frequência, respectivamente.

O circuito utilizado para extrair o valor de ESR e da reactância do condensador, X_{cond} , pode ser observado na Fig. 44.

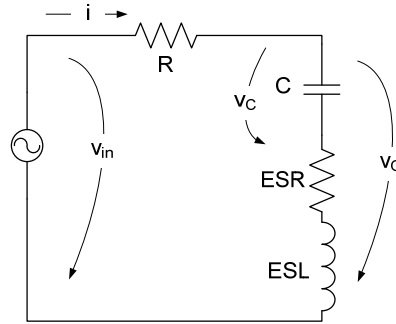


Fig. 44. Circuito utilizado para extrair os valores de ESR e X_{cond} do condensador, baseado num filtro RC [127-131].

Na primeira solução proposta utilizaram-se as formas de onda da tensão de entrada e saída do circuito da Fig. 44 a fim determinar simultaneamente os valores de ESR e X_{cond} do condensador.

Através da análise da Fig. 44, é possível escrever as equações:

$$\begin{cases} v_{in} = R \times i + Z_{cond} \times i \\ v_o = Z_{cond} \times i \end{cases}, \text{ com: } \begin{cases} v_{in} = V_{in} \angle \theta_{v_{in}} \\ v_o = V_o \angle \theta_{v_o} \\ i = I \angle \theta_I \\ Z_{cond} = ESR + \left(\frac{1}{j \times \omega \times C} + j \times \omega \times ESL \right) \end{cases} \quad (3.28)$$

em que: v_{in} , v_o e i representam os fasores da tensão de entrada, tensão no condensador e corrente que atravessa o condensador; e, V_{in} , V_o e I representam as amplitudes da tensão

de entrada, tensão de saída e corrente no condensador; e, $\theta_{V_{in}}$, θ_{V_o} e θ_I representam as respectivas fases da tensão de entrada, tensão de saída e corrente no condensador.

Utilizando o sistema de equações (3.28), é possível obter a relação entre os fasores da tensão de entrada e saída:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{Z_{cond}}{Z_{cond} + R} = \frac{ESR + j\left(w \times ESL - \frac{1}{w \times C}\right)}{(R + ESR) + j\left(w \times ESL - \frac{1}{w \times C}\right)} \quad (3.29)$$

Se $R \gg |Z_{cond}|$, então é possível simplificar (3.29):

$$\frac{v_o}{v_{in}} \cong \frac{ESR + j\left(w \times ESL - \frac{1}{w \times C}\right)}{R} = \frac{ESR}{R} + j \frac{X_{cond}}{R} \quad (3.30)$$

A partir da equação (3.30), e isolando a sua componente real e imaginária é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} [128]:

$$\frac{v_o}{v_{in}} \cong K_X + jK_Y \Rightarrow \begin{cases} \frac{ESR}{R} = K_X \\ \frac{X_{cond}}{R} = K_Y \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} ESR = K_X \times R \\ X_{cond} = K_Y \times R \end{cases} \quad (3.31)$$

Um resultado semelhante pode ser obtido se ao invés da análise sinusoidal for utilizada a transformada de *Laplace* [127], como é possível observar no Anexo III.

No entanto, para implementar a técnica anterior [127] é necessário que o valor de R seja bastante superior ao da impedância do condensador. Por conseguinte, para baixas frequências, o valor de R utilizado na implementação das técnicas propostas terá que ser maior, visto que Z_{cond} aumenta significativamente para baixas frequências. Esta situação torna-se particularmente crítica se o condensador em teste possuir um valor de capacidade reduzido, caso em que as aproximações (3.30), (A3.10) e (A3.11) podem não se revelar exactas. Desta feita é necessário recalcular o valor de R para que as referidas aproximações se mantenham válidas [129]. No entanto, se o valor de R aumentar significativamente V_o reduz-se significativamente, não permitindo estimar o valor de ESR com exactidão, particularmente quando se utilizam métodos gráficos para estimar K_X e K_Y como ficou demonstrado em [130].

Desta forma, para colmatar esta situação utilizou-se a equação (3.29) para extrair os valores de ESR e X_{cond} .

Assim, ao multiplicar ambos os termos (numerador e denominador) da equação (3.29), pelo conjugado do denominador obtêm-se a equação (3.32).

$$\frac{v_O}{v_{in}} = \frac{ESR \times R + ESR^2 + X_{cond}^2}{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2} + j \frac{X_{cond} \times R}{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2} \quad (3.32)$$

Neste caso, o cálculo de ESR e X_{cond} não é directo como no caso da equação (3.30):

$$\frac{v_O}{v_{in}} \cong K_X + jK_Y \Rightarrow \begin{cases} K_X = \frac{ESR \times R + ESR^2 + X_{cond}^2}{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2} \\ K_Y = \frac{X_{cond} \times R}{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2} \end{cases} \quad (3.33)$$

Estamos perante um sistema de duas equações não lineares, com duas variáveis (ESR e X_{cond}) desconhecidas, como se pode observar no sistema (3.34):

$$\begin{cases} ESR \times R + ESR^2 + X_{cond}^2 - K_X \times (R + ESR)^2 - K_X \times X_{cond}^2 = 0 \\ X_{cond} \times R - (R + ESR)^2 \times K_Y - X_{cond}^2 \times K_Y = 0 \end{cases} \quad (3.34)$$

Para obter as soluções do sistema (3.34) é necessário recorrer ao método *Newton-Raphson*. Este método permite calcular as raízes dos polinómios que satisfazem o sistema, sendo necessário recorrer a uma estimativa inicial (ESR_0, X_{cond0}) próxima do valor final. Estes valores podem ser obtidos através da informação fornecida pelo fabricante (C e DF). Apesar desta informação possuir um erro significativo, em particular no que se refere aos valores de DF e ESR , a diferença em relação ao valor real não afecta a convergência na aplicação do método *Newton-Raphson* [130].

Desta forma, através do processo iterativo representado em (3.35), é possível obter ESR e X_{cond} , recorrendo à equação (3.29):

$$\begin{aligned} ESR_{i+1} &= ESR_i - \frac{u_i \times \frac{dv_i}{dX_{cond}} - v_i \times \frac{du_i}{dX_{cond}}}{\frac{du_i}{dESR} \times \frac{dv_i}{dX_{cond}} - \frac{du_i}{dX_{cond}} \times \frac{dv_i}{dESR}}, \\ X_{cond\ i+1} &= X_{cond\ i} + \frac{u_i \times \frac{dv_i}{dESR} - v_i \times \frac{du_i}{dESR}}{\frac{du_i}{dESR} \times \frac{dv_i}{dX_{cond}} - \frac{du_i}{dX_{cond}} \times \frac{dv_i}{dESR}} \end{aligned} \quad (3.35)$$

em que:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_i = ESR \times R \times (1 - 2 \times K_X) + ESR^2 \times (1 - K_X) + X_{cond}^2 \times (1 - K_X) + R^2 \times (-K_X) \\ v_i = -X_{cond}^2 \times K_Y + X_{cond} \times R - ESR^2 \times K_Y - ESR \times R \times (2 \times K_Y) - R^2 \times K_Y \\ \frac{du_i}{dESR} = R \times (1 - 2 \times K_X) + 2 \times ESR \times (1 - K_X) \\ \frac{du_i}{dX_{cond}} = 2 \times X_{cond} - 2 \times X_{cond} \times K_X \\ \frac{dvi}{dESR} = -2 \times ESR \times K_Y - 2 \times K_Y \times R \\ \frac{dvi}{dX_{cond}} = -2 \times X_{cond} \times K_Y + R \end{array} \right.$$

A solução anterior é bastante exacta e precisa. Mais tarde, propôs-se uma solução mais simples, mas igualmente exacta e precisa [131]. Desta feita, utilizou-se a corrente e a tensão do condensador:

$$\frac{v_o}{i} = ESR + jX_{cond} = ESR + j \left(w \times ESL - \frac{1}{w \times C} \right) \quad (3.36)$$

Porém, para implementar as técnicas propostas foi necessário desenvolver protótipos experimentais que imponham uma corrente sinusoidal no condensador. Além disso, foi necessário desenvolver alguns algoritmos computacionais que permitam extrair, das formas de onda experimentais, a informação necessária para a implementação das técnicas. Estes temas serão abordados nas secções seguintes, sendo igualmente apresentados diversos resultados experimentais e de simulação, de forma a avaliar a aplicabilidade dos métodos propostos.

3.4.1 – Protótipos experimentais

Para implementar as técnicas propostas foi necessário desenvolver dois protótipos experimentais, que impusessem uma corrente sinusoidal ao condensador em teste, com a potência necessária de forma a estimar os parâmetros (ESR e X_{cond}) do seu esquema equivalente.

Para o efeito, foram utilizados dois amplificadores de potência: um do tipo *classe AB* e outro do tipo *classe D*.

A Fig. 45 mostra o diagrama conceptual do circuito proposto para o protótipo baseado no amplificador *classe AB*. O amplificador *classe AB* partilha a menor distorção do amplificador *classe A* e o maior rendimento do amplificador *classe B*, sendo por estes motivos o amplificador *áudio* mais popular [132].

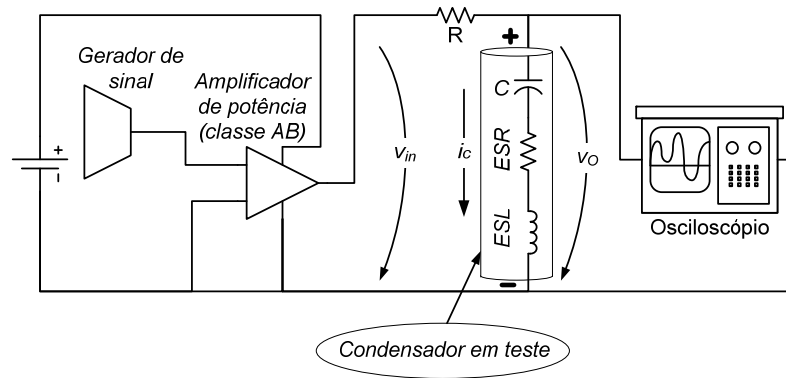


Fig. 45. Diagrama conceptual do circuito proposto para o protótipo baseado num amplificador *classe AB* [125-131].

O amplificador de potência transforma o sinal de tensão sinusoidal gerado pelo gerador de sinal (*Topward 8110*) numa onda sinusoidal com a potência necessária para alimentar um circuito *RC*. O circuito *RC* é composto por uma resistência de filme não indutiva e pelo condensador electrolítico em teste, ambos ligados em série. A resistência é utilizada para limitar o valor eficaz da corrente no condensador, evitando que o seu valor máximo seja alcançado. A resistência pode também ser usada como sensor de corrente [131]. Importa referir que a potência nominal da resistência utilizada deverá ser adequada para que o efeito da corrente não conduza ao seu aquecimento evitando-se, desta forma, que o valor da resistência diminua, o que poderia condicionar a exactidão das técnicas propostas, quando esta é usada como sensor de corrente.

As formas de onda da tensão e corrente do condensador são sinusoidais, verificando-se apenas uma ligeira distorção do sinal para frequências muito elevadas (100 kHz). Desta forma, foi possível utilizar o protótipo proposto para o conjunto de frequências de 40 Hz a 100 kHz .

A Fig. 46 mostra o diagrama do amplificador *classe AB* utilizado [133].

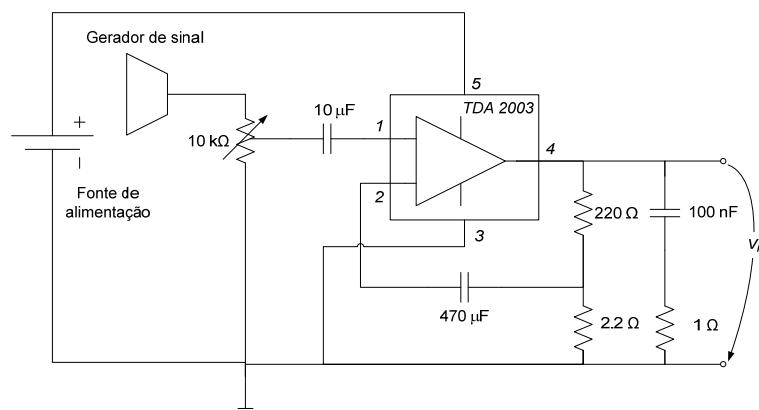


Fig. 46. Diagrama do amplificador *classe AB* utilizado [133].

No caso do protótipo baseado no amplificador *classe D*, o condensador em teste faz parte do circuito de potência do amplificador, sendo a carga do amplificador puramente resistiva.

O amplificador *classe D* opera de forma muito similar a um conversor *DC-DC* comutado. Este amplificador utiliza um transistor de comutação rápida (*MOSFET*) que opera ora na região de corte, ora na região ôhmica, o que permite reduzir significativamente as perdas. O sinal de controlo é modulado recorrendo a um modulador de largura de impulso. Desta forma, a tensão *gate-source* é modulada, para que o *duty cycle* seja proporcional ao valor instantâneo do sinal de entrada. No caso do protótipo desenvolvido, o sinal de entrada é sinusoidal e é obtido a partir do gerador de sinal. Assim, o *MOSFET* comuta em função do sinal de controlo. O sinal obtido (v_{in}), é de seguida filtrado por um filtro *passa-baixo*, composto por uma bobina e um condensador. O filtro permite reduzir de forma significativa as componentes espectrais do sinal de entrada associadas à frequência de comutação do transistor, sempre bastante superiores à frequência da componente fundamental (frequência do sinal de entrada),

Na Fig. 47 é possível observar o diagrama da secção de potência do protótipo utilizado [134].

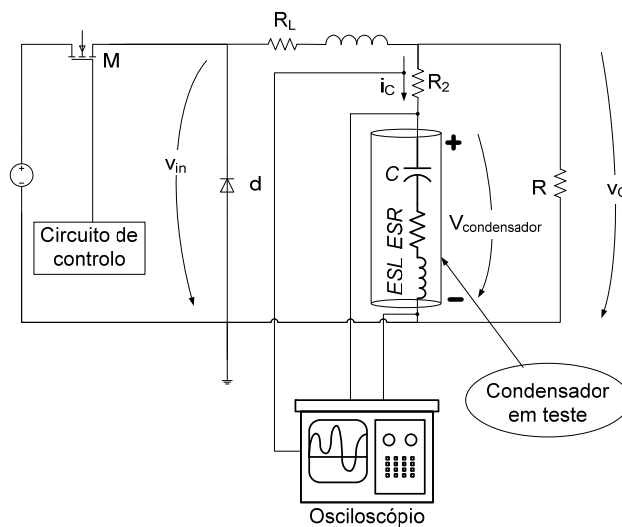


Fig. 47. Diagrama da secção de potência do protótipo baseado num amplificador *classe D* [134].

O condensador em teste faz parte do filtro de saída, sendo que tanto a corrente, como a tensão no condensador, possuem uma componente sinusoidal bem definida.

A resistência R_L representa a resistência *DC* da bobina utilizada e a resistência R_2 é usada simultaneamente como limitador de corrente, para evitar que o valor *RMS* máximo da corrente no condensador seja ultrapassado, e como sensor de corrente.

Em seguida, será realizada uma breve descrição sobre o princípio de funcionamento do circuito proposto.

Como é possível observar na Fig. 47, a secção de potência do circuito é semelhante à de um conversor *buck*. Desta forma, se considerarmos um conversor *buck* ideal a operar em modo de condução contínuo (CCM) é possível obter as equações:

$$\begin{cases} v_{in} = L \frac{di_{LON}}{dt} + v_O, t \in [0, D_1 \times T[\\ L \frac{di_{LOFF}}{dt} + v_O = 0, t \in [D_1 \times T, T[\end{cases} \quad (3.37)$$

onde v_{in} , v_O , L , $\frac{di_{LON}}{dt}$, $\frac{di_{LOFF}}{dt}$, D_1 e T representam a tensão de entrada, a tensão de saída, a indutância da bobina, a derivada da corrente na bobina durante a condução, a derivada da corrente na bobina durante o estado de não condução, o *duty cycle* e o período de comutação do *MOSFET*.

Considerando agora o regime permanente, então, é possível escrever:

$$\begin{cases} \frac{di_{LON}}{dt} = \frac{v_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \wedge \frac{di_{LON}}{dt} = \frac{\Delta i_L}{D_1 \times T}, \text{ para } t \in [0, D_1 \times T[\\ \frac{di_{LOFF}}{dt} = -\frac{\langle v_O \rangle}{L} \wedge \frac{di_{LOFF}}{dt} = -\frac{\Delta i_L}{(1-D_1) \times T}, \text{ para } t \in [D_1 \times T, T[\end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \Delta i_L = \frac{v_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \times D_1 \times T = \frac{\langle v_O \rangle}{L} \times (1-D_1) \times T \Rightarrow \langle v_O \rangle = V_{in} \times D_1 \quad (3.38)$$

onde Δi_L e $\langle v_O \rangle$ representam o valor pico-a-pico do *ripple* da corrente na bobina e o valor médio da tensão de saída.

Portanto, considerando a equação (3.38), que é válida para um conversor *buck* a operar em CCM e em regime permanente, se D_1 for modelado através de uma onda sinusoidal (Fig. 48) o valor de $\langle v_O \rangle$ será aproximadamente igual a:

$$\langle v_O \rangle \cong V_{in} \times (DC + Amp \times \sin(2 \times \pi \times f \times t)), \text{ com } \begin{cases} (DC + Amp) > 1 \\ (DC - Amp) > 0 \end{cases} \quad (3.39)$$

onde f representa a frequência da onda sinusoidal (sinal de entrada), tal como é possível observar na Fig. 48.

No entanto, importa garantir que a secção de potência do amplificador esteja sempre a operar em *CCM*. Para tal é necessário garantir que o valor médio da corrente na bobina ($\langle i_L \rangle$) seja superior a metade do seu valor pico-a-pico (Δi_L). Assim, a indutância da bobina (L) ou a resistência (R) devem ser escolhidas de forma a garantir o *CCM*.

$$\langle i_L \rangle > \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow \frac{\langle v_O \rangle}{R} > \frac{\langle v_O \rangle}{2 \times L} \times (1 - D_1) \times T \Rightarrow \begin{cases} L > \frac{(1 - D_1) \times T \times R}{2} \\ R < \frac{2 \times L}{(1 - D_1) \times T} \end{cases} \quad (3.40)$$

O circuito de controlo é composto por dois circuitos geradores de sinal, um comparador e o circuito de *drive* do *MOSFET*.

A onda sinusoidal pode ser gerada através de um gerador de sinal (*Topward 8110*) ou por um oscilador (*Wien bridge oscillator*). O gerador da onda em dente de serra pode ser facilmente construído com ajuda de um circuito integrado (*timer 555*) e um gerador de corrente. De seguida, efectua-se a comparação de ambos os sinais recorrendo a um comparador (*LM311*) obtendo-se assim o sinal de controlo pretendido. Finalmente, o sinal de controlo é convertido na função de transferência, que permite comutar o transístor através do circuito de *drive* do *MOSFET*.

A Tabela 8 apresenta as características da secção de potência do protótipo utilizado nas experiências.

TABELA 8 – CARACTERÍSTICAS DO PROTÓTIPO REPRESENTADO NA FIG. 47.

v_{in}	L	R_L	R_2	R
4.5 V	470 μH	120 $m\Omega$	1 Ω	1 Ω

A Fig. 48 mostra as formas de onda experimentais da saída do gerador de dente de serra, a operar a 17 kHz, da saída do gerador de onda sinusoidal, a operar a 1 kHz e da saída do comparador, assim como, as formas de onda experimentais de v_O e v_{in} do protótipo representado na Fig. 47 e caracterizado na Tabela 8. Neste caso, a resistência R_2 foi retirada do circuito, o condensador utilizado foi o condensador C_D e o sinal de controlo encontra-se representado na Fig. 48b). A Fig. 48c) mostra que v_O possui uma componente sinusoidal bem definida à frequência do sinal gerado pelo gerador de sinal.

As formas de onda da tensão e corrente foram adquiridas através de um osciloscópio digital *Tektronix TDS 1012* com ligação a um computador, no qual se encontra instalado o *MATLAB*.

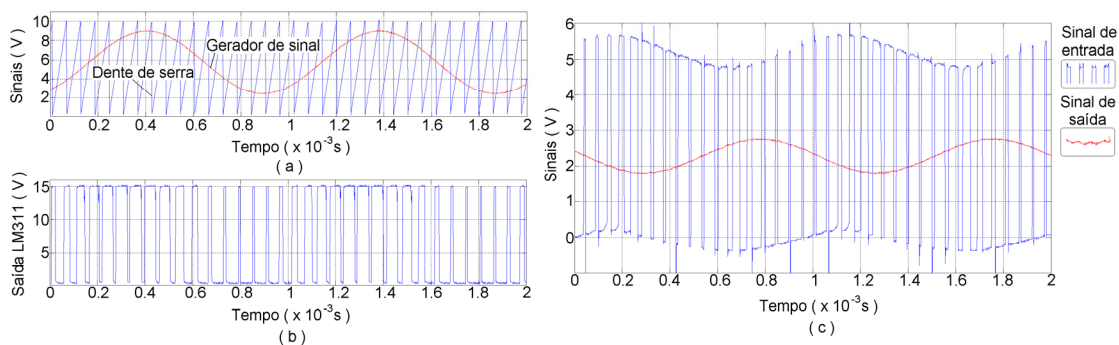


Fig. 48. Formas de onda da tensão: (a) geradores de sinal (sinusoidal e dente de serra), (b) saída do comparador e (c) Formas de onda de v_{in} e v_o , do circuito representado na Fig. 47.

3.4.2 – Simulação computacional

A fim de avaliar a aplicabilidade das técnicas propostas, foram desenvolvidos alguns programas de simulação computacional, que traduzem o funcionamento dos protótipos apresentados nas Figs. 42, 44 e 47. Para o efeito, utilizou-se a plataforma de computação numérica *MATLAB*, tendo-se desenvolvido três *M files* recorrendo à linguagem de programação designada por código *M*.

Para que os resultados da simulação exprimissem de forma mais aproximada o comportamento real do condensador, considerou-se o esquema equivalente do condensador representado na Fig. 12.

Desta forma, para simular o comportamento do circuito da Fig. 42 foi utilizada a análise sinusoidal:

$$v_{in}(t) = V_{in} \times \sin(w \times t) \quad (3.41)$$

$$v_o(t) = V_o \times \sin(w \times t + \theta) \quad (3.42)$$

com,

$$V_o = \frac{V_{in} \times R \times \sqrt{ESR^2 + X_{cond}^2}}{\sqrt{Re^2 + im^2}}$$

$$\theta = \arct\left(\frac{X_{cond}}{ESR}\right) - \arct\left(\frac{im}{Re}\right)$$

$$Re = R_L \times (R + ESR) - X_L \times X_{cond} + ESR \times R$$

$$im = X_{cond} \times R_L + X_L \times (R + ESR) + X_{cond} \times R$$

$$X_L = 2 \times \pi \times f \times L, X_{cond} = -\frac{1}{2 \times \pi \times f \times C} + 2 \times \pi \times f \times ESL$$

Para simular o circuito da Fig. 44 foi empregue, do mesmo modo, a análise sinusoidal. Neste caso, as equações (3.41) e (3.42) foram igualmente utilizadas, apesar V_O e θ diferirem:

$$V_O = \frac{V_{in} \sqrt{ESR^2 + X_{cond}^2}}{\sqrt{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2}}$$

$$\theta = \arct\left(\frac{X_{cond}}{ESR}\right) - \arct\left(\frac{X_{cond}}{ESR + R}\right)$$

A corrente pode ser obtida através da equação:

$$i(t) = I \times \sin(\omega t + \theta) \quad (3.43)$$

em que,

$$I = \frac{V_{in}}{\sqrt{(ESR + R)^2 + X_{cond}^2}}$$

$$\theta = -\arct\left(\frac{X_{cond}}{ESR + R}\right)$$

Finalmente, para simular o protótipo da Fig. 47, foi implementado em código *M* um programa de simulação computacional do conversor *buck* em malha aberta [135], tendo sido o *duty cycle* modelizado através da comparação de uma onda sinusoidal com uma onda em dente de serra.

3.4.3 – Resultados experimentais e de simulação

Nesta secção serão apresentados diversos resultados de simulação e experimentais que permitem avaliar a aplicabilidade dos métodos propostos. Como foi exposto no início da secção (3.4) a aplicação dos diferentes métodos propostos requer a extracção de informação das formas de onda adquiridas, sejam estas de tensão ou de corrente. Assim, dois tipos de soluções são propostas: a análise gráfica ou manual das curvas adquiridas e a extracção automática da informação.

3.4.3.1 – Filtro LC

No caso das técnicas baseadas no filtro *LC* [125, 126], doravante designadas por método *off-line 1*, é apenas necessário extrair o valor da amplitude das formas de onda

da tensão de entrada e saída do circuito da Fig. 42. Um processo extremamente simples consiste na observação das formas de onda apresentadas no ecrã do osciloscópio ou, no caso de um osciloscópio digital, utilizar as suas funcionalidades para extrair as amplitudes das formas de onda. No entanto, é possível automatizar este processo se for utilizado o conceito de valor eficaz. Assim, pode-se definir o valor eficaz de um sinal periódico, $S(t)$, como:

$$S_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T S(t)^2 dt} \quad (3.44)$$

onde T representa o período do sinal.

A expressão anterior pode ser reescrita para o caso discreto:

$$S_{rms} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N s[i]^2} \quad (3.45)$$

onde N representa o número de amostras do sinal $s[i]$ ao longo de um período.

A equação (3.45) pode ser facilmente implementada em linguagem *MATLAB* de forma a extrair os valores eficazes das formas de onda adquiridas. Em seguida, recorre-se às equações (3.24) e (3.25) para estimar o valor de *ESR*.

Antes de implementar as técnicas propostas em [125, 126], é necessário definir as frequências para as quais se deseja calcular o valor de *ESR*, visto que a frequência de teste deverá ser bastante superior ao valor da frequência de ressonância do filtro *LC*. Neste caso, optou-se por estimar o valor de *ESR* dos condensadores para as frequências de teste de 5 *kHz* e 10 *kHz*. Concluiu-se, então, que uma bobina de 100 μH , garante para qualquer um dos condensadores a analisar, uma frequência de ressonância bastante inferior a 5 *kHz*. Assim, procedeu-se à simulação do protótipo a fim de avaliar a aplicabilidade da técnica proposta. A Fig. 49 mostra os resultados de simulação para uma frequência de operação de 5 *kHz* e 10 *kHz*.

As características dos condensadores utilizados na simulação (*C*, *ESR* e *ESL*) foram obtidas através do analisador de impedância (Anexo IV).

Seguidamente, utilizaram-se as equações (3.24) e (3.45) para estimar o valor de *ESR*, para as frequências de operação de 5 *kHz* e 10 *kHz* (Tabela 9).

Através análise da Tabela 9 é possível observar que o valor do erro é praticamente insignificante para todas as situações consideradas, excepto para o

condensador C_D a operar à frequência de 5 kHz, caso em que o desvio é maior. Este facto deve-se à frequência de operação, que se encontra mais perto da frequência de ressonância do filtro LC . De qualquer forma, os erros obtidos são relativamente reduzidos.

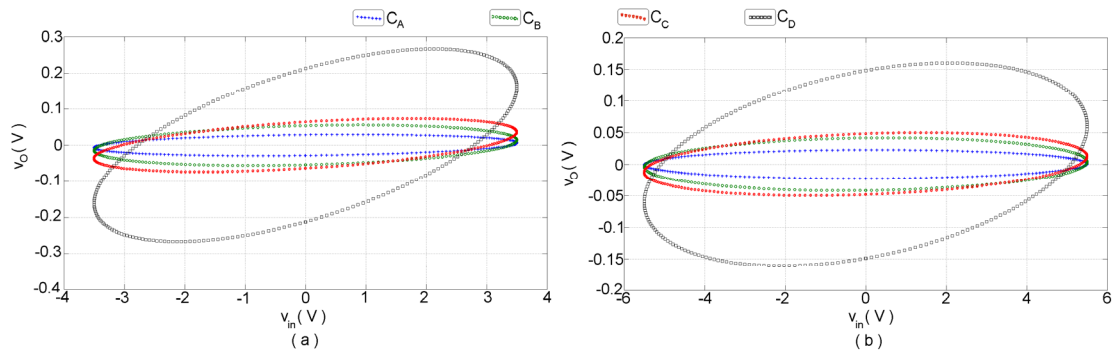


Fig. 49. Gráfico em modo X - Y das formas de onda da tensão de entrada e saída resultantes da simulação do protótipo da Fig. 42 a operar a 5 kHz (a) e 10 kHz (b), para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D .

TABELA 9 – ESR ESTIMADO ATRAVÉS DOS RESULTADOS DE SIMULAÇÃO (FIG. 49) E RESPECTIVOS ERROS.

Frequência	5 kHz		10 kHz	
	ESR (Ω)	Erro (%)	ESR (Ω)	Erro (%)
C_A	0.0252	1.2	0.0256	0.8
C_B	0.0472	0.5	0.0471	0.6
C_C	0.0552	0.2	0.0542	0.9
C_D	0.1822	7.9	0.1662	0.8

Em seguida, serão apresentados alguns resultados experimentais.

A implementação experimental da técnica pode ser realizada de três formas distintas: através da utilização de (3.45) recorrendo ao *MATLAB*, através da análise visual das formas de onda expostas no osciloscópio, ou recorrendo a um multímetro digital.

A Fig. 50 mostra as formas de onda experimentais da tensão de entrada e saída do protótipo da Fig. 42, para as frequências de operação de 5 kHz e 10 kHz.

Após a aquisição das formas de onda da Fig. 50 e tratamento dos dados no computador, foi implementado em *MATLAB* um pequeno algoritmo computacional baseado nas equações (3.24) e (3.45) para estimar o valor de ESR de forma automática.

Para garantir uma maior exactidão no cálculo de ESR é necessário medir o valor de L , visto que o valor fornecido pelo fabricante possui uma tolerância de 10 %. Para o efeito, utilizou-se o circuito da Fig. 43 e a equação (3.26). O valor estimado foi de 96 μH , para ambas as frequências de teste.

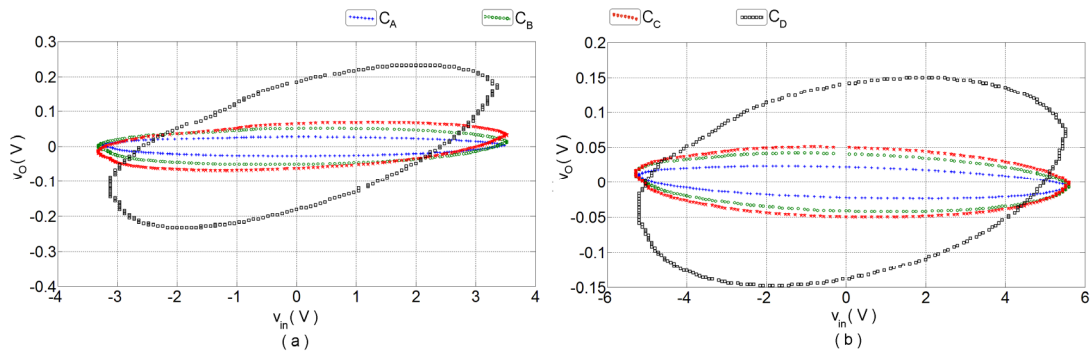


Fig. 50. Gráfico em modo X-Y das formas de onda experimentais da tensão de entrada e saída resultantes do protótipo da Fig. 42 a operar a 5 kHz (a) e 10 kHz (b), para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D .

A Tabela 10 mostra os valores de *ESR* estimados e respectivos erros.

TABELA 10 – *ESR* ESTIMADO ATRAVÉS DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E RESPECTIVOS ERROS (TÉCNICA BASEADA NO MATLAB).

Frequência	5 kHz		10 kHz	
Condensador	ESR (Ω)	Erro (%)	ESR (Ω)	Erro (%)
C_A	0.0241	5.5	0.0268	3.9
C_B	0.0442	6.8	0.0468	1.3
C_C	0.0535	2.9	0.0546	0.2
C_D	0.1726	2.2	0.1558	5.5

Em seguida, optou-se pela análise gráfica das formas de onda representadas no ecrã do osciloscópio para extrair o valor da sua amplitude, sendo o valor de *ESR* calculado a partir de (3.24). A Tabela 11 exhibe os valores de *ESR* obtidos, assim como os respectivos erros.

TABELA 11 – *ESR* ESTIMADO ATRAVÉS DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E RESPECTIVOS ERROS (TÉCNICA BASEADA NA ANÁLISE GRÁFICA DAS CURVAS).

Frequência	5 kHz		10 kHz	
Condensador	ESR (Ω)	Erro (%)	ESR (Ω)	Erro (%)
C_A	0.0229	10.2	0.0256	0.8
C_B	0.0416	12.2	0.0451	4.9
C_C	0.0504	8.5	0.0528	3.5
C_D	0.1501	11.1	0.1471	10.8

Em seguida, utilizou-se um multímetro digital a fim de implementar o método proposto. Neste caso, é dispensável o uso do computador e do osciloscópio, tornando a solução mais económica.

O protótipo experimental é composto unicamente pelo circuito da Fig. 42 e um multímetro digital *Tektronix TX3 True RMS*. O multímetro é utilizado para obter o valor eficaz da tensão de entrada e de saída. Após a leitura dos valores eficazes da tensão de

entrada e saída e, utilizando a equação (3.24), é possível estimar o valor de *ESR*. A Tabela 12 exhibe os valores de *ESR* obtidos, assim como os respectivos erros.

TABELA 12 – *ESR* ESTIMADO ATRAVÉS DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS E RESPECTIVOS ERROS (TÉCNICA BASEADA NO MULTÍMETRO DIGITAL).

Frequência Condensador	5 kHz		10 kHz	
	ESR (Ω)	Erro (%)	ESR (Ω)	Erro (%)
C _A	0.0270	5.9	0.0274	6.2
C _B	0.0478	0.8	0.0476	0.4
C _C	0.0577	4.7	0.0565	3.3
C _D	0.1744	3.3	0.1611	2.2

Através da análise dos resultados expostos nas Tabelas 10-12 é possível avaliar a exactidão de cada um dos processos de cálculo. Assim, a primeira solução apresenta um erro médio de 3.5 %, enquanto a segunda e terceira soluções possuem um erro médio de 7.7% e 3.4 %, respectivamente.

Apesar da primeira solução possuir razoável exactidão, requer a utilização de um osciloscópio ligado a um computador, o que torna esta opção a mais dispendiosa das três soluções propostas. A segunda opção é a menos exacta e requer a utilização de um osciloscópio, não sendo, portanto, a mais económica das três soluções. Já a terceira opção é a mais económica, além de também revelar ser a mais exacta e, portanto, a que apresenta melhores potencialidades.

A equação (3.25) foi igualmente utilizada tendo sido obtidos resultados análogos aos apresentados nas Tabelas (10-12).

3.4.3.2 – Filtro RC

A técnica *off-line 1*, apesar de fácil implementação e de possuir uma exactidão bastante razoável, possui limitações quanto às frequências de teste. Para colmatar esta desvantagem, desenvolveu-se um novo método baseado num filtro RC, o qual foi introduzido no início da secção (3.4) e doravante será designado por método *off-line 2*. A primeira solução baseada no filtro RC utiliza simultaneamente as amplitudes e fases da tensão de entrada e saída do filtro para calcular os valores de *ESR* e X_{cond} [127-130].

Desta forma, para obter simultaneamente a amplitude e fase da tensão de entrada e saída do filtro foram utilizados dois algoritmos. O primeiro baseia-se na inspecção visual de ambas as formas de onda [127, 128, 130], designado por algoritmo 1, enquanto que, o segundo recorre à transformada discreta de *Fourier* [129], e será designado por algoritmo 2.

Para melhor compreender a implementação do algoritmo 1, uma breve explicação sobre a mesma será realizada de seguida.

Considerem-se dois sinais sinusoidais definidos por:

$$\left\{ \begin{array}{l} sinal_1(t) = A_1 \times \sin(w \times t) \\ sinal_2(t) = A_2 \times \sin(w \times t + \theta) \end{array} \right. \quad (3.46)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} sinal_1(t) = A_1 \times \sin(w \times t) \\ sinal_2(t) = A_2 \times \sin(w \times t + \theta) \end{array} \right. \quad (3.47)$$

onde θ representa o desfasamento entre ambos os sinais.

Recorrendo às formulas trigonométricas é possível reescrever (3.47):

$$sinal_2(t) = (A_2 \times \cos \theta) \times \sin(w \times t) + (A_2 \times \sin \theta) \times \cos(w \times t) \quad (3.48)$$

Logo a componente do $sinal_2(t)$ que está em fase com o $sinal_1(t)$, $real(sinal_2(t))$, é igual a:

$$real(sinal_2(t)) = A_2 \times \cos(\theta) \times \sin(w \times t) \quad (3.49)$$

Por sua vez, a componente do $sinal_2(t)$ que está desfasada 90° do $sinal_1(t)$, $imag(sinal_2(t))$, é igual a:

$$imag(sinal_2(t)) = A_2 \times \sin(\theta) \times \cos(w \times t) \quad (3.50)$$

Assim, é possível relacionar ambos os sinais através das equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{real(sinal_2(t))}{sinal_1(t)} = \frac{A_2 \times \cos(\theta) \times \sin(w \times t)}{A_1 \times \sin(w \times t)} = \frac{A_2 \times \cos(\theta)}{A_1} \\ \frac{imag(sinal_2(t))}{sinal_1(t)} = \frac{A_2 \times \sin(\theta) \times \cos(w \times t)}{A_1 \times \sin(w \times t)} \end{array} \right. \quad (3.51)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{real(sinal_2(t))}{sinal_1(t)} = \frac{A_2 \times \cos(\theta) \times \sin(w \times t)}{A_1 \times \sin(w \times t)} = \frac{A_2 \times \cos(\theta)}{A_1} \\ \frac{imag(sinal_2(t))}{sinal_1(t)} = \frac{A_2 \times \sin(\theta) \times \cos(w \times t)}{A_1 \times \sin(w \times t)} \end{array} \right. \quad (3.52)$$

Desta forma, basta relacionar ambas as componentes do $sinal_2(t)$ com o $sinal_1(t)$, o que pode ser facilmente implementado através da sua representação em modo XY .

Se ambos os sinais estão em fase ($\theta = 0^\circ$), facilmente se pode concluir que a sua representação em modo XY irá ser uma recta, cujo declive dá a relação entre ambas as amplitudes.

No entanto, se ambos os sinais estiverem desfasados de 90° , ($\theta = 90^\circ$), então o resultado da sua representação em modo XY será uma elipse, cuja relação entre os seus eixos permite relacionar as amplitudes dos sinais.

Desta forma pode-se concluir que o resultado da representação em modo XY de dois sinais sinusoidais desfasados de θ° , com $\theta \neq 90^\circ \times k$ ($k=0, 1, 2, 3, \dots, \infty$), será uma elipse à qual está associada uma rotação (Fig. 51).

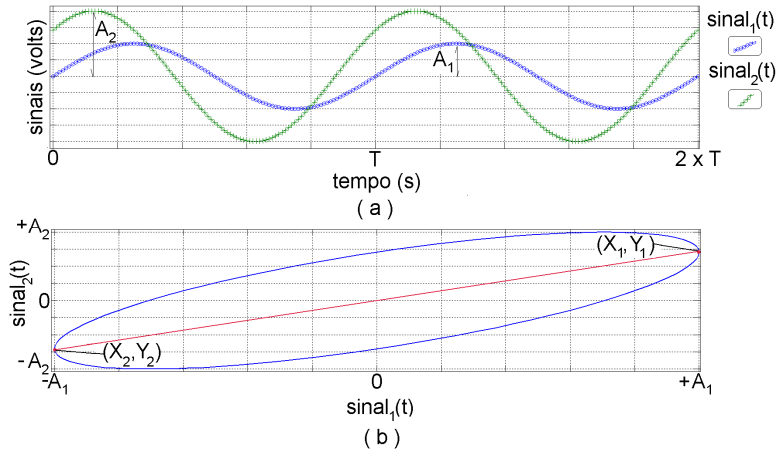


Fig. 51. Representação de dois sinais sinusoidais desfasados de θ° : (a) em modo YT e (b) em modo XY .

Através das equações (3.48), (3.51) e (3.52) é possível obter:

$$\frac{sinal_2(t)}{sinal_1(t)} = \frac{A_2 \times \cos(\theta)}{A_1} + \frac{A_2 \times \sin(\theta)}{A_1} \times \frac{\cos(w \times t)}{\sin(w \times t)} \quad (3.53)$$

O efeito da rotação, representado pela recta da Fig. 51b), pode ser expresso pela equação (3.54). Desta forma, é possível calcular:

$$\cos(\theta) = \frac{Y_1 + |Y_2|}{X_1 + |X_2|} \times \frac{A_1}{A_2} \quad (3.54)$$

A partir da equação (3.54) facilmente se obtém analiticamente:

$$\sin(\theta) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta)} \quad (3.55)$$

No entanto, para o fazer graficamente é necessário eliminar a componente $real(sinal_2(t))$ do $sinal_2(t)$, para representar $imag(sinal_2(t))$ em função de $sinal_1(t)$, tal como é possível observar na Fig. 52

$$imag(sinal_2(t)) = sinal_2(t) - \frac{Y_1 + |Y_2|}{X_1 + |X_2|} \times sinal_1(t) \quad (3.56)$$

Assim através da Fig. 52 é possível obter $\sin(\theta)$, recorrendo à equação (3.57):

$$\sin(\theta) = \frac{a}{b} \times \frac{A_1}{A_2} \quad (3.57)$$

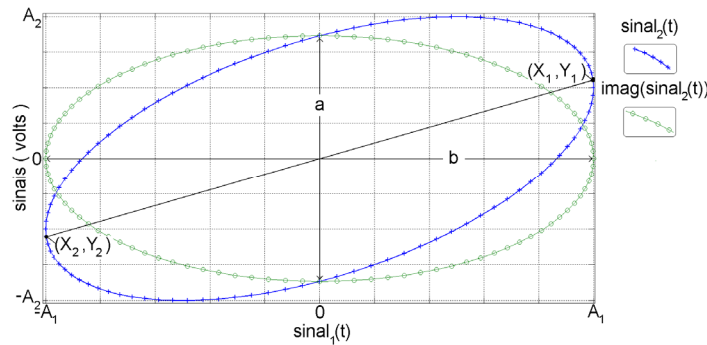


Fig. 52. Representação em modo XY de $sinal_2(t)$ em função de $sinal_1(t)$, e $imag(sinal_2(t))$ em função de $sinal_1(t)$.

Através do circuito da Fig. 44, e considerando v_{in} sinusoidal, é possível escrever:

$$\frac{v_O}{v_{in}} = \frac{ESR}{R} \times \sin(\omega \times t) + \frac{X_{cond}}{R} \times \cos(\omega \times t), \quad \text{se } R \gg |Z_{cond}| \quad (3.58)$$

com,

$$v_{in} = A_1 \times \sin(\omega \times t) \text{ e } v_O = A_2 \times \sin(\omega \times t + \theta)$$

Logo:

$$\left\{ \begin{array}{l} ESR = \frac{Y_1 + |Y_2|}{X_1 + |X_2|} \times R \end{array} \right. \quad (3.59)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} X_{cond} = \frac{a}{b} \times R \end{array} \right. \quad (3.60)$$

Para implementar o método *off-line 2* através do algoritmo 1 [127] é necessário garantir que a resistência R do filtro RC seja bastante superior à reactância do condensador. Desta forma, é importante escolher um valor de R pelo menos cem vezes superior à reactância do condensador. No entanto, esta solução pode revelar-se ineficiente quando R é muito elevada, visto que o declive da elipse reduz significativamente, o que aumenta os erros provenientes da inspecção visual das formas de onda da tensão de entrada e saída (extração dos pontos (X_1, Y_1) e (X_2, Y_2)). Esta situação revela-se particularmente crítica em condensadores com capacidades mais reduzidas ($< 1000 \mu F$) e para frequências de operação também reduzidas (inferiores a 1 kHz).

Desta forma, inicialmente serão obtidos os pontos (X_1, Y_1) e (X_2, Y_2) através da inspeção visual das curvas, sendo em seguida utilizado o método de *Newton-Raphson*, para refinar os valores de ESR e X_{cond} [130].

Para avaliar a aplicabilidade da técnica procedeu-se à simulação e aquisição de diversos resultados experimentais, para diferentes frequências de teste: 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz e 50 kHz. A resistência R possui um valor de 10Ω .

Em seguida serão apresentados alguns resultados de simulação, tendo-se para o efeito considerado as características dos condensadores obtidas através dos dados fornecidos pelo analisador de impedâncias *HP 4294* (Anexo IV).

Na Fig. 53 é possível observar a representação em modo *XY* de v_O e v_{in} , assim como a componente v_O desfasada de 90° de v_{in} (v_{Oy}) e v_{in} para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , considerando o circuito da Fig. 44 a operar à frequência de 1 kHz.

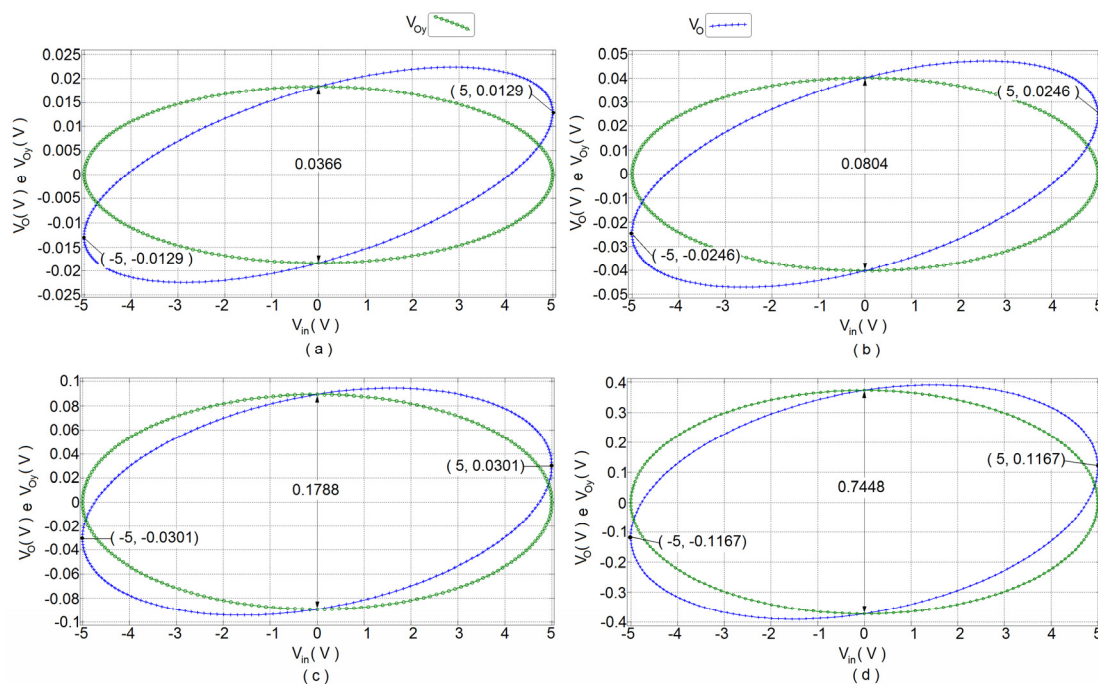


Fig. 53. Representação em modo *XY* de v_O e v_{in} , bem com de v_{Oy} e v_{in} do circuito da Fig. 44, para os condensadores: (a) C_A (b) C_B (c) C_C e (d) C_D , a operar à frequência de 1 kHz (resultado da simulação computacional).

Os valores de K_X e K_Y podem ser obtidos através das equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} K_X = \frac{Y_1 + |Y_2|}{X_1 + |X_2|} \end{array} \right. \quad (3.61)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} K_Y = \frac{a}{b} \end{array} \right. \quad (3.62)$$

As tabelas 13 e 14 exibem os valores de K_X e K_Y obtidos através dos resultados de simulação computacional.

TABELA 13 – VALORES DE K_X OBTIDOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1* (RESULTADOS PROVENIENTES DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.00462	0.01264	0.03924	0.38060
500 Hz	0.00270	0.00526	0.00728	0.04088
1 kHz	0.00258	0.00492	0.00602	0.02334
5 kHz	0.00254	0.00472	0.00550	0.01682
10 kHz	0.00258	0.00472	0.00544	0.01626
50 kHz	0.00272	0.00504	0.00558	0.01520

TABELA 14 – VALORES DE K_Y OBTIDOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1* (RESULTADOS PROVENIENTES DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.03710	0.07988	0.17252	0.46848
500 Hz	0.00741	0.01610	0.03572	0.14614
1 kHz	0.00368	0.00804	0.01788	0.07448
5 kHz	0.00062	0.00150	0.00346	0.01494
10 kHz	0.00012	0.00058	0.00157	0.00736
50 kHz	0.00118	0.00096	0.00076	0.00074

Através da análise da tabela 13 facilmente se pode concluir que a utilização directa da equação (3.59) conduziria a erros significativos no cálculo de ESR para baixas frequências (< 1 kHz). Por esse motivo utilizou-se o método de *Newton-Raphson* para calcular os valores ESR e X_{cond} dos quatro condensadores.

A estimativa inicial dos valores de ESR e X_{cond} baseia-se na informação fornecida pelo fabricante (Tabela 4). Assim, recorrendo à equação (3.35), e utilizando os valores de K_X e K_Y obtidos nas Tabelas 13 e 14, é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} , como se pode observar na Fig. 54, para a frequência de 1 kHz.

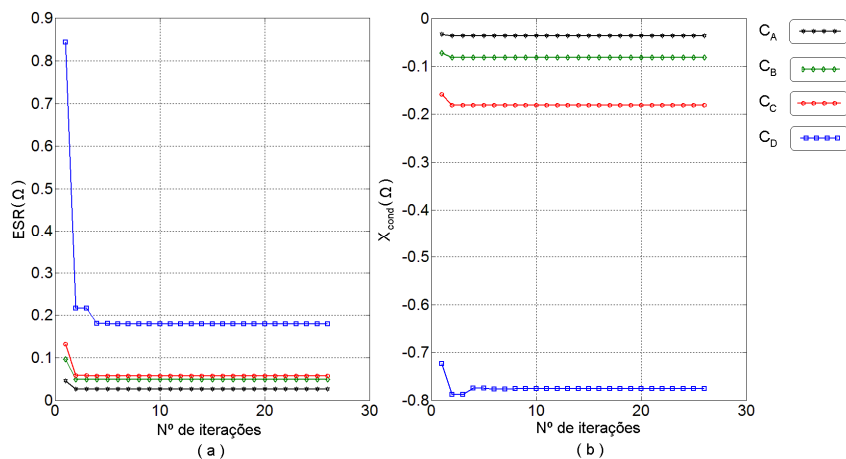


Fig. 54. Evolução da estimativa dos valores de ESR (a) e X_{cond} (b), recorrendo ao método de *Newton-Raphson*, para a frequência de teste de 1 kHz (resultados de simulação).

Através da análise da Fig. 54 facilmente se conclui que a convergência para o valor final é extremamente rápida.

A Tabelas 15 e 16 exibem os valores de ESR obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV.

TABELA 15 – VALORES DE ESR ESTIMADOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1* (RESULTADOS PROVENIENTES DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0327 Ω	0.0622 Ω	0.0833 Ω	0.2687 Ω
500 Hz	0.0265 Ω	0.0502 Ω	0.0603 Ω	0.1897 Ω
1 kHz	0.0257 Ω	0.0488 Ω	0.0573 Ω	0.1798 Ω
5 kHz	0.0255 Ω	0.0474 Ω	0.0552 Ω	0.1687 Ω
10 kHz	0.0259 Ω	0.0474 Ω	0.0547 Ω	0.1647 Ω
50 kHz	0.0273 Ω	0.0506 Ω	0.0561 Ω	0.1543 Ω

TABELA 16 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.3 %	0.0 %	0.1 %	0.0 %
500 Hz	0.0 %	0.0 %	0.2 %	0.1 %
1 kHz	0.0 %	0.0 %	0.2 %	0.0 %
5 kHz	0.0 %	0.0 %	0.2 %	0.1 %
10 kHz	0.4 %	0.0 %	0.0 %	0.1 %
50 kHz	0.4 %	0.2 %	0.0 %	0.0 %

As Tabelas 17 e 18 exibem os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV.

TABELA 17 – VALORES DE X_{COND} ESTIMADOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1*, (RESULTADOS PROVENIENTES DAS SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	- 0.3709 Ω	- 0.8141 Ω	- 1.8106 Ω	- 7.7637 Ω
500 Hz	- 0.0740 Ω	- 0.1627 Ω	- 0.3620 Ω	- 1.5526 Ω
1 kHz	- 0.0368 Ω	- 0.0812 Ω	- 0.1809 Ω	- 0.7763 Ω
5 kHz	- 0.0062 Ω	- 0.0152 Ω	- 0.0350 Ω	- 0.1545 Ω
10 kHz	- 0.0012 Ω	- 0.0059 Ω	- 0.0158 Ω	- 0.0760 Ω
50 kHz	0.0118 Ω	0.0097 Ω	0.0077 Ω	- 0.0077 Ω

TABELA 18 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0 %	0.0 %	0.0 %	0.0 %
500 Hz	0.1 %	0.0 %	0.0 %	0.0 %
1 kHz	0.0 %	0.0 %	0.1 %	0.0 %
5 kHz	0.0 %	0.0 %	0.3 %	0.3 %
10 kHz	0.0 %	0.0 %	0.0 %	0.1 %
50 kHz	0.0 %	0.0 %	0.0 %	0.0 %

As Tabelas 16 e 18 mostram que os erros obtidos são insignificantes.

De seguida e após a análise dos resultados provenientes da simulação computacional, dos quais foi possível concluir a elevada exactidão da técnica proposta, apresentam-se alguns resultados experimentais, para as mesmas condições de operação consideradas aquando da simulação.

Na Fig. 55 é possível observar a representação em modo XY de v_O e v_{in} , assim como de v_{Oy} e v_{in} para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , considerando o circuito da Fig. 44 a operar à frequência de $1kHz$.

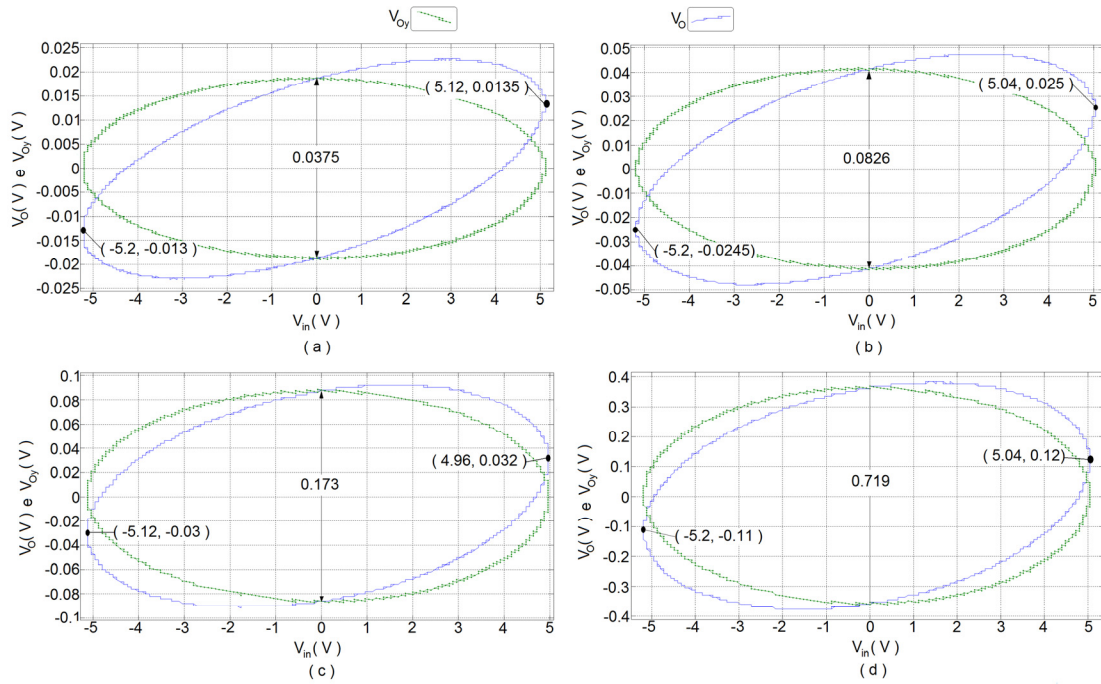


Fig. 55. Representação em modo XY de v_O e v_{in} , bem como de v_{Oy} e v_{in} do circuito da Fig. 44, para os condensadores (a) C_A , (b) C_B (c) C_C e (a) C_D , a operar à frequência de $1 kHz$ (resultados experimentais).

Através de (3.61) é possível determinar K_X (Tabela 19).

TABELA 19 – VALORES DE K_X OBTIDOS, RECORRENDO AO MÉTODO OFF-LINE 2/ALGORITMO 1 (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0043	0.0119	0.0371	0.3543
500 Hz	0.0029	0.0052	0.0075	0.0400
1 kHz	0.0026	0.0048	0.0062	0.0225
5 kHz	0.0025	0.0044	0.0054	0.0166
10 kHz	0.0025	0.0045	0.0054	0.0162
50 kHz	0.0027	0.0049	0.0053	0.0154

A tabela 20 mostra os valores de K_Y calculados através da análise gráfica das formas de onda da tensão de entrada e saída provenientes dos resultados experimentais.

TABELA 20 – VALORES DE K_Y OBTIDOS RECORRENDO AO MÉTODO OFF-LINE 2/ALGORITMO 1, UTILIZANDO OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0347	0.0779	0.1655	0.4606
500 Hz	0.0073	0.0161	0.0346	0.1377
1 kHz	0.0036	0.0081	0.0172	0.0702
5 kHz	0.0006	0.0015	0.0035	0.0150
10 kHz	0	0.0005	0.0017	0.0078
50 kHz	0.0019	0.0013	0.0003	0.0013

Em seguida, utilizou-se o método de *Newton-Raphson* para calcular ESR e X_{cond} dos quatro condensadores, visto que a utilização da equação (3.59) conduziria a erros significativos no cálculo de ESR para frequências reduzidas ($f < 1000$ Hz), como se pode concluir a partir da Tabela 19.

A estimativa inicial dos valores de ESR e X_{cond} baseia-se na informação fornecida pelo fabricante (Tabela 4). Assim, recorrendo à equação (3.35) e utilizando os valores de K_X e K_Y obtidos nas Tabelas 19 e 20, é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} , como se pode observar na Fig. 56.

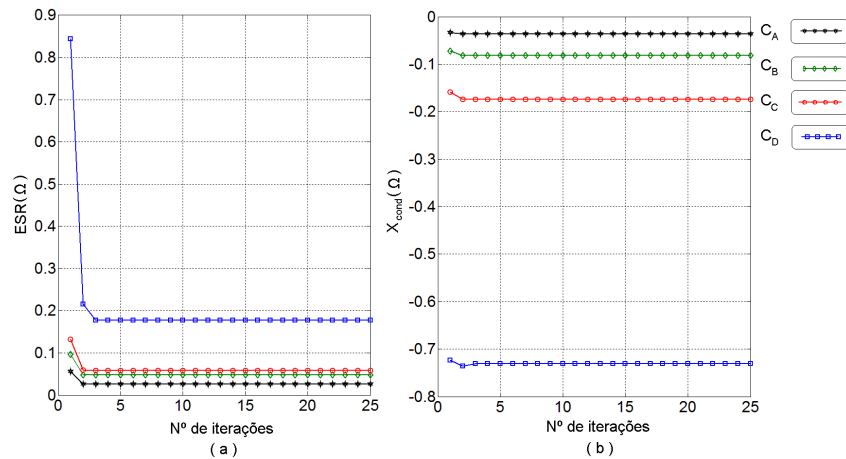


Fig. 56. Evolução da estimativa dos valores de ESR (a) e X_{cond} (b), recorrendo ao método de *Newton-Raphson*, para a frequência de teste de 1 kHz (resultados experimentais).

As Tabelas 21 e 22 exibem os valores de ESR obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV.

3 – Técnicas Off-Line

TABELA 21 – VALORES DE ESR ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1*, UTILIZANDO OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0313 Ω	0.0580 Ω	0.0873 Ω	0.2639 Ω
500 Hz	0.0284 Ω	0.0497 Ω	0.0633 Ω	0.2070 Ω
1 kHz	0.0256 Ω	0.0479 Ω	0.0589 Ω	0.1773 Ω
5 kHz	0.0247 Ω	0.0447 Ω	0.0542 Ω	0.1668 Ω
10 kHz	0.0255 Ω	0.0454 Ω	0.0542 Ω	0.1637 Ω
50 kHz	0.0274 Ω	0.0493 Ω	0.0536 Ω	0.1567 Ω

TABELA 22 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	4.0 %	6.8 %	4.9 %	1.8 %
500 Hz	7.2 %	1.0 %	4.8 %	9.2 %
1 kHz	0.4 %	1.8 %	2.6 %	1.4 %
5 kHz	3.1 %	5.7 %	1.6 %	1.2 %
10 kHz	1.2 %	4.2 %	0.9 %	0.7 %
50 kHz	0.7 %	2.8 %	4.5 %	1.6 %

As Tabelas 23 e 24 exibem os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV.

TABELA 23 – VALORES DE X_{COND} ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 1*, UTILIZANDO OS RESULTADOS EXPERIMENTAIS.

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	- 0.3797 Ω	- 0.7927 Ω	- 1.7341 Ω	-7.3224 Ω
500 Hz	- 0.0736 Ω	- 0.1624 Ω	- 0.3508 Ω	- 1.4645 Ω
1 kHz	- 0.0365 Ω	- 0.0814 Ω	- 0.1737 Ω	- 0.7310 Ω
5 kHz	- 0.0056 Ω	- 0.0150 Ω	- 0.0350 Ω	- 0.1547 Ω
10 kHz	0 Ω	- 0.0048 Ω	- 0.0167 Ω	- 0.0805 Ω
50 kHz	0.0143 Ω	0.0126 Ω	0.0025 Ω	- 0.0135 Ω

TABELA 24 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.7 %	2.6 %	4.2 %	5.7 %
500 Hz	0.7 %	0.2 %	3.1 %	5.7%
1 kHz	0.8 %	0.2 %	3.9 %	5.8 %
5 kHz	9.7 %	1.3 %	0.3 %	0.2 %
10 kHz	-	-	5.7 %	5.8 %
50 kHz	-	-	-	-

Através da análise da Tabela 22 pode-se concluir que a técnica proposta (método *off-line 2/algorithm 1*) revela uma elevada exactidão na identificação do valor de ESR , particularmente quando se compara a exactidão do método proposto com a informação

fornecida pelos fabricantes. A mesma conclusão pode ser obtida no que respeita ao cálculo de X_{cond} (Tabela 24). Importa, no entanto, referir que os erros de cálculo na determinação do valor de X_{cond} aumentam perto da frequência de ressonância, pois o desfasamento entre os sinais da tensão de entrada e saída é muito pequeno.

Porém, apesar de a técnica apresentada se revelar bastante exacta, baseia-se na inspeção visual de um gráfico, à qual estão sempre associados erros de leitura. Logo, a exactidão deste processo está sempre dependente da concentração e atenção do utilizador, requerendo algum tempo para que a sua implementação seja bem conseguida. Para ultrapassar estas desvantagens propôs-se uma nova solução, desta feita automática, baseada na transformada discreta de *Fourier* [129]. Este novo processo permite calcular K_X e K_Y de forma automática, sendo designado por algoritmo 2. Após o cálculo de K_X e K_Y , recorre-se ao método de *Newton Raphson* para calcular os valores de ESR e X_{cond} , técnica esta que será designada por método *off-line 2/Algoritmo 2*.

O matemático e físico *Joseph Fourier* descobriu ao investigar problemas de transmissão de calor que uma função periódica $f(t)$ com período T , pode ser representada por uma soma infinita de sinusoides:

$$f(t) = a_v + \sum_{i=1}^{\infty} (a_n \times \cos(n \times w_0 \times t) + b_n \times \sin(n \times w_0 \times t)) \quad (3.63)$$

onde:

$$\begin{cases} a_v = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) dt \\ a_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \times \cos(w_0 \times n \times t) dt, w_0 = \frac{2 \times \pi}{T} \\ b_n = \frac{2}{T} \int_0^T f(t) \times \sin(w_0 \times n \times t) dt \end{cases}$$

Utilizando as fórmulas trigonométricas é possível simplificar a expressão anterior:

$$f(t) = a_v + \sum_{i=1}^{\infty} A_n \times \cos(n \times w_0 \times t - \theta) \quad (3.64)$$

com:

$$\begin{aligned} A_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \\ \theta &= \arctang\left(\frac{b_n}{a_n}\right) \end{aligned}$$

Convertendo agora para o caso discreto é possível determinar os coeficientes de *Fourier*, assim como o módulo e fase de cada harmónico.

$$a_i = \frac{2}{NPP} \sum_{k=1}^{NPP} f[k] \times \cos[t[k] \times w_0 \times i] \quad (3.65)$$

$$b_i = \frac{2}{NPP} \sum_{k=1}^{NPP} f[k] \times \sin[t[k] \times w_0 \times i] \quad (3.66)$$

$$A_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \quad (3.67)$$

$$\theta_i = \arctang\left(\frac{b_i}{a_i}\right) \quad (3.68)$$

onde i , NPP , A_i e θ_i representam o índice do harmónico, o número de pontos por período da função $f[k]$, o módulo do harmónico de índice i e a fase do harmónico de índice i .

Desta forma, os valores de K_X e K_Y podem ser calculados automaticamente através da estimação dos coeficientes de *Fourier* do harmónico fundamental da tensão de entrada e saída, recorrendo às equações (3.65)-(3.68) (Tabelas 25 e 26).

TABELA 25 – VALORES DE K_X OBTIDOS ATRAVÉS DO MÉTODO *OFF-LINE 2*/ALGORITMO 2 (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0045	0.0120	0.0361	0.3488
500 Hz	0.0027	0.0050	0.0071	0.0380
1 kHz	0.0025	0.0047	0.0059	0.0223
5 kHz	0.0025	0.0045	0.0054	0.0168
10 kHz	0.0025	0.0046	0.0054	0.0163
50 kHz	0.0028	0.0050	0.0054	0.0155

TABELA 26 – VALORES DE K_Y OBTIDOS ATRAVÉS DO MÉTODO *OFF-LINE 2*/ALGORITMO 2 (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0348	0.0781	0.1651	0.4589
500 Hz	0.0074	0.0161	0.0346	0.1384
1 kHz	0.0036	0.0081	0.0173	0.0710
5 kHz	5.5×10^{-4}	0.0015	0.0035	0.0150
10 kHz	1.6×10^{-5}	4.3×10^{-4}	0.0016	0.0078
50 kHz	0.0014	0.0013	1.9×10^{-4}	0.0012

Em seguida, utilizou-se o método de *Newton-Raphson* para calcular o valor de ESR e X_{cond} dos quatro condensadores, onde a estimativa inicial dos valores de ESR e X_{cond} se baseou na informação fornecida pelo fabricante (Tabela 4).

Recorrendo à equação (3.35) e utilizando os valores de K_X e K_Y obtidos nas Tabelas 25 e 26 é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} , como se pode observar na Fig. 57.

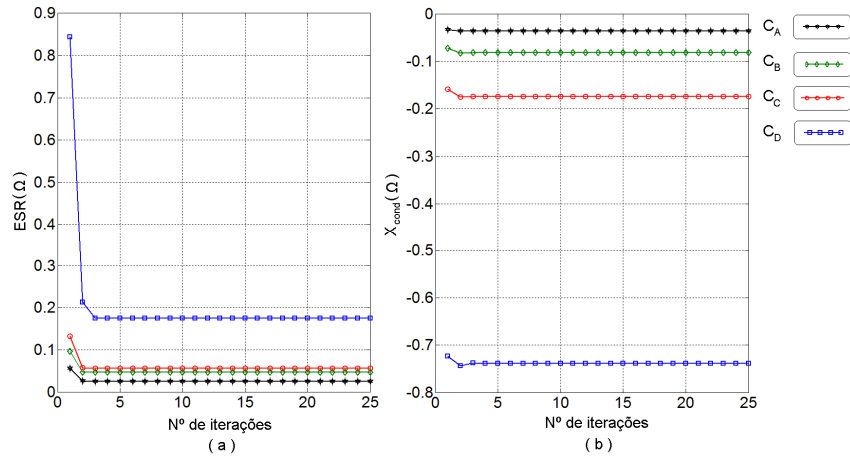


Fig. 57. Evolução da estimativa dos valores de ESR (a) e X_{cond} (b), recorrendo ao método de *Newton-Raphson*, para a frequência de teste de 1 kHz (resultados experimentais obtidos através da técnica automática).

As Tabelas 27 e 28 mostram os valores da ESR obtidos e respectivos erros.

TABELA 27 – VALORES DE ESR ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO OFF-LINE 2/ALGORITMO 2 (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0324 Ω	0.0583 Ω	0.0789 Ω	0.2614 Ω
500 Hz	0.0267 Ω	0.0474 Ω	0.0591 Ω	0.1842 Ω
1 kHz	0.0254 Ω	0.0465 Ω	0.0566 Ω	0.1749 Ω
5 kHz	0.0249 Ω	0.0452 Ω	0.0543 Ω	0.1685 Ω
10 kHz	0.0254 Ω	0.0458 Ω	0.0544 Ω	0.1656 Ω
50 kHz	0.0276 Ω	0.0495 Ω	0.0540 Ω	0.1578 Ω

TABELA 28 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.6 %	6.3 %	5.2 %	2.7 %
500 Hz	0.8 %	5.6 %	2.2 %	2.8 %
1 kHz	1.2 %	4.7 %	1.4 %	2.7 %
5 kHz	2.4 %	4.6 %	1.5 %	0.2 %
10 kHz	1.6 %	3.4 %	0.5 %	0.5 %
50 kHz	1.5 %	2.4 %	3.7 %	2.3 %

A Tabelas 29 e 30 exibem os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 29 – VALORES DE X_{COND} ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 2* (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	-0.3510 Ω	-0.7949 Ω	-1.7261 Ω	-7.2308 Ω
500 Hz	-0.0740 Ω	-0.1631 Ω	-0.3502 Ω	-1.4656 Ω
1 kHz	-0.0365 Ω	-0.0821 Ω	-0.1746 Ω	-0.7386 Ω
5 kHz	-0.0056 Ω	-0.0150 Ω	-0.0350 Ω	-0.1552 Ω
10 kHz	-1.6×10^{-4} Ω	-0.0040 Ω	-0.0164 Ω	-0.0805 Ω
50 kHz	0.014 Ω	0.0125 Ω	0.0019 Ω	-0.0127 Ω

TABELA 30 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.4 %	2.4 %	4.7 %	6.9 %
500 Hz	0.1 %	0.2 %	3.3 %	5.6 %
1 kHz	0.8 %	1.1 %	3.4 %	4.8 %
5 kHz	9.7 %	1.3 %	0.3 %	0.1%
10 kHz	-	-	3.8 %	5.8 %
50 kHz	-	-	-	-

Através da análise dos resultados anteriores, pode-se concluir que o método *off-line 2/Algoritmo 2* revela uma elevada exactidão no cálculo do valor de ESR e X_{cond} , particularmente quando os valores estimados são comparados com a informação fornecida pelos fabricantes.

Quando se efectua a comparação dos algoritmos 1 e 2, é possível concluir que a segunda solução consegue melhor exactidão. Para além disso, a sua precisão é consideravelmente superior, particularmente para baixas frequências. A comparação entre os diferentes algoritmos será apresentada em detalhe no final desta secção.

Seguidamente, ao invés de adquirir a tensão de entrada e saída, utilizaram-se as formas de onda da corrente e da tensão no condensador, não sendo assim necessário recorrer ao método de *Newton Raphson* para extrair os valores de ESR e X_{cond} .

Neste caso, é necessário obter o valor da razão do módulo entre a tensão e a corrente no condensador $\left(\frac{V_C}{I_C}\right)$, assim como, o desfasamento entre ambos os sinais $(\phi_v - \phi_i)$. Para o efeito, utilizaram-se três algoritmos, o primeiro baseou-se na *DFT*, já descrito anteriormente, o segundo recorre a algoritmos de *fitting* sinusoidal [131] e o terceiro baseia-se no conceito de correlação entre dois sinais.

A primeira solução recorre ao algoritmo da *DFT* para extrair os valores de V_C , I_C , ϕ_v e ϕ_i . Este método será designado por método *off-line 2/Algoritmo 3*.

Os valores de ESR e X_{cond} são determinados através das equações:

$$ESR \cong \frac{V_C}{I_C} \times \cos(\phi_v - \phi_i) \quad (3.69)$$

$$X_{cond} \cong \frac{V_C}{I_C} \times \sin(\phi_v - \phi_i) \quad (3.70)$$

As Tabelas 31 e 32 mostram os valores de ESR obtidos e respectivos erros.

TABELA 31 – VALORES DE ESR ESTIMADOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 3* (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0324 Ω	0.0581 Ω	0.0783 Ω	0.2518 Ω
500 Hz	0.0267 Ω	0.0474 Ω	0.0591 Ω	0.1840 Ω
1 kHz	0.0254 Ω	0.0465 Ω	0.0566 Ω	0.1748 Ω
5 kHz	0.0249 Ω	0.0452 Ω	0.0543 Ω	0.1685 Ω
10 kHz	0.0254 Ω	0.0458 Ω	0.0544 Ω	0.1656 Ω
50 kHz	0.0277 Ω	0.0500 Ω	0.0540 Ω	0.1578 Ω

TABELA 32 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.6 %	6.6 %	5.9 %	6.3 %
500 Hz	0.8 %	5.6 %	2.2 %	2.9 %
1 kHz	1.2 %	4.7 %	1.4 %	2.8 %
5 kHz	2.4 %	4.6 %	1.4 %	0.2 %
10 kHz	1.6 %	3.4 %	0.5 %	0.5 %
50 kHz	1.8 %	1.4 %	3.7 %	2.3 %

As Tabelas 33 e 34 mostram os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros.

TABELA 33 – VALORES DA X_{COND} ESTIMADOS RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 3*, (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	-0.3518 Ω	-0.7973 Ω	-1.7312 Ω	-7.2301 Ω
500 Hz	-0.0742 Ω	-0.1637 Ω	-0.3513 Ω	-1.4625 Ω
1 kHz	-0.0366 Ω	-0.0823 Ω	-0.1749 Ω	-0.7408 Ω
5 kHz	-0.0056 Ω	-0.0150 Ω	-0.0351 Ω	-0.1557 Ω
10 kHz	$-1.6 \times 10^{-4} \Omega$	-0.0044 Ω	-0.0164 Ω	-0.0808 Ω
50 kHz	0.0142 Ω	0.0128 Ω	-0.0019 Ω	-0.0127 Ω

TABELA 34 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.2 %	2.1 %	4.4 %	6.9 %
500 Hz	0.1 %	0.6 %	2.9 %	5.4 %
1 kHz	0.5 %	1.4 %	3.3 %	4.5 %
5 kHz	9.7 %	1.3 %	0.0 %	0.5 %
10 kHz	-	-	3.8 %	6.2 %
50 kHz	-	-	-	-

Os resultados apresentados nas Tabelas 32 e 34 mostram que o método *off-line* 2/algorithm 3 possui igualmente uma elevada exactidão, com a vantagem de não necessitar a utilização do método de *Newton-Raphson*.

Na segunda solução proposta obtêm-se os valores de V_C , I_C , ϕ_v e ϕ_i através do algoritmo *LMS* (*Least Mean Square*). Este método será designado por método *off-line* 2/algorithm 4.

Seguidamente será realizado uma breve explicação sobre o algoritmo de *fitting* sinusoidal utilizado para extrair os valores de V_C , I_C , ϕ_v e ϕ_i .

Considerando que as curvas da tensão e corrente no condensador são sinusóides quase perfeitas, com algum ruído de alta frequência, é possível ajustar os resultados experimentais à equação teórica:

$$Sinal(t) = Amp \times \cos(w \times t - \phi) \quad (3.71)$$

onde Amp , w e ϕ representam a amplitude do sinal, a frequência angular e a fase do sinal.

Simplificando a equação (3.71) é possível escrever:

$$Sinal(t) = K_X \times \cos(w \times t) + K_Y \times \sin(w \times t) \quad (3.72)$$

em que:

$$\begin{cases} Amp = \sqrt{K_X^2 + K_Y^2} \\ \phi = atan\left(\frac{K_Y}{K_X}\right) \end{cases}$$

Para calcular os valores de K_X e K_Y recorre-se ao algoritmo *LMS* (3.73).

$$A \times \begin{bmatrix} K_X \\ K_Y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} sinal_{exp}(i) \times \cos(w \times t_{exp}(i)) \\ \sum_{i=1}^{NPP} sinal_{exp}(i) \times \sin(w \times t_{exp}(i)) \end{bmatrix}, \quad (3.73)$$

$$A = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} (\cos(w \times t_{exp}(i)))^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (\sin(w \times t_{exp}(i)) \times \cos(w \times t_{exp}(i))) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (\sin(w \times t_{exp}(i)) \times \cos(w \times t_{exp}(i))) & \sum_{i=1}^{NPP} (\sin(w \times t_{exp}(i)))^2 \end{bmatrix}$$

onde $sinal_{exp}(i)$, $t_{exp}(i)$ e NPP representam as formas de onda da tensão e corrente adquiridas, o vector tempo durante um período e o número de pontos adquiridos por período.

Os valores de ESR e X_{cond} podem ser determinados através das equações (3.69) e (3.70), respectivamente.

A Fig. 58 mostra as formas de onda experimentais da tensão e corrente no condensador, assim como as respectivas curvas de *fitting* para os condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , respectivamente, considerando uma frequência de operação de 1 kHz e a temperatura de 20 °C. As curvas de *fitting* baseiam-se nos valores de V_C , I_C , ϕ_v e ϕ_i calculados a partir das equações (3.72) e (3.73), assim como das formas de onda experimentais da tensão e corrente no condensador. Deste modo, para que os valores do módulo e fase de ambos os sinais de corrente e tensão sejam correctamente calculados as curvas experimentais e a respectivas curva de *fitting* deverão estar sobrepostas.

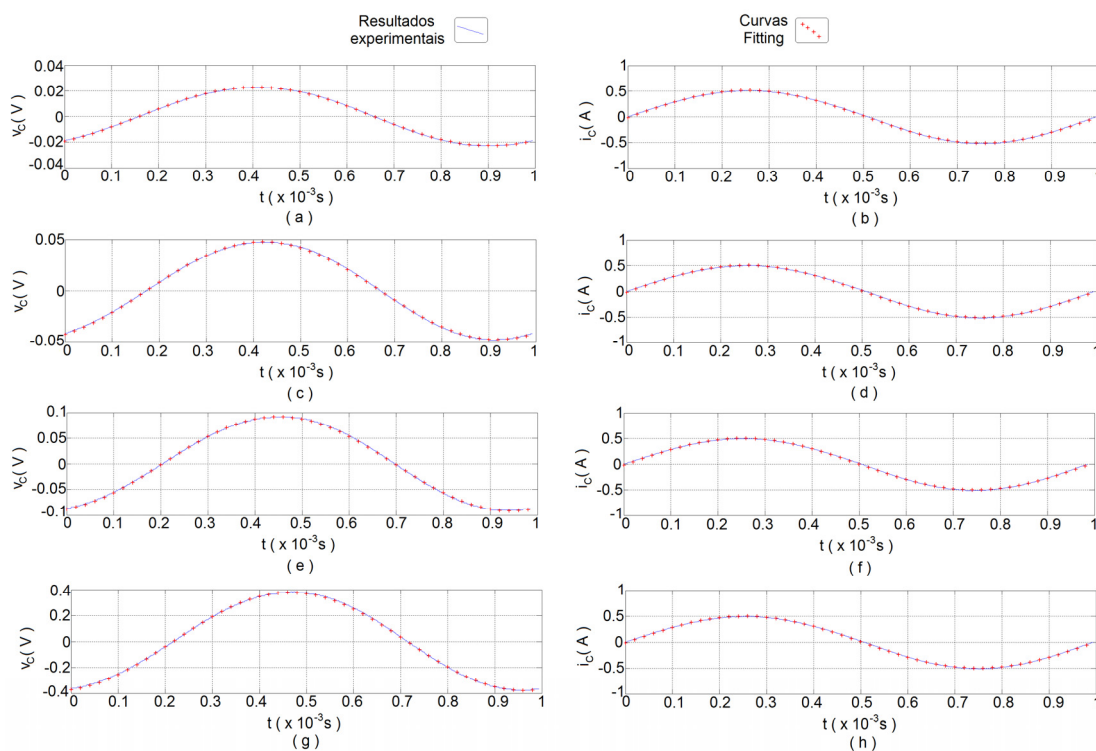


Fig. 58. Formas de onda experimentais da tensão (a, c, e, g) e corrente (b, d, f, h) no condensador e respectivas curvas de *fitting*, para os condensadores C_A (a, b), C_B (c, d), C_C (e, f) e C_D (g, h), considerando uma frequência de operação de 1 kHz.

Após a determinação dos valores do módulo e fase dos sinais da corrente e tensão no condensador é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} do condensador, através do método *off-line 2/Algoritmo 4*. As Tabelas 35 e 36 mostram os valores de ESR e respectivos erros, respectivamente.

As Tabelas 37 e 38 exibem os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 35 – VALORES DE ESR ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 4*, (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0324 Ω	0.0580 Ω	0.0780 Ω	0.2512 Ω
500 Hz	0.0267 Ω	0.0474 Ω	0.0591 Ω	0.1838 Ω
1 kHz	0.0254 Ω	0.0465 Ω	0.0565 Ω	0.1747 Ω
5 kHz	0.0249 Ω	0.0452 Ω	0.0543 Ω	0.1685 Ω
10 kHz	0.0254 Ω	0.0458 Ω	0.0544 Ω	0.1656 Ω
50 kHz	0.0277 Ω	0.0500 Ω	0.0540 Ω	0.1578 Ω

TABELA 36 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.6 %	6.8 %	6.3 %	6.5 %
500 Hz	0.8 %	5.6 %	2.2 %	3.1 %
1 kHz	1.2 %	4.7 %	1.6 %	2.8 %
5 kHz	2.4 %	4.6 %	1.5 %	0.2 %
10 kHz	1.6 %	3.4 %	0.5 %	0.5 %
50 kHz	1.8 %	1.4 %	3.7 %	2.3 %

TABELA 37 – VALORES DE X_{COND} ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 4*, (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	-0.3510 Ω	-0.7957 Ω	-1.7278 Ω	-7.2156 Ω
500 Hz	-0.0741 Ω	-0.1634 Ω	-0.3506 Ω	-1.4655 Ω
1 kHz	-0.0365 Ω	-0.0822 Ω	-0.1746 Ω	-0.7393 Ω
5 kHz	-0.0056 Ω	-0.0150 Ω	-0.0351 Ω	-0.1554 Ω
10 kHz	$-1.6 \times 10^{-4} \Omega$	-0.0044 Ω	-0.0164 Ω	-0.0806 Ω
50 kHz	0.0142 Ω	0.0128 Ω	0.0019 Ω	-0.0127 Ω

TABELA 38 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.4 %	2.3 %	4.6 %	7.1 %
500 Hz	0.0 %	0.4 %	3.2 %	5.6 %
1 kHz	0.8 %	1.2 %	3.4 %	4.7 %
5 kHz	9.7 %	1.3 %	0.0 %	0.3 %
10 kHz	-	-	3.8 %	5.9 %
50 kHz	-	-	-	-

Através da análise das tabelas 35-38 pode concluir-se que o algoritmo *LMS* permite obter uma elevada exactidão no cálculo de ESR e X_{cond} .

Seguidamente foi testada uma nova solução baseada no conceito de correlação entre dois sinais. É possível determinar o grau de associação linear entre duas variáveis recorrendo ao coeficiente de correlação de *Pearson* [136]:

$$Coef_{X,Y} = \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \langle X_i \rangle) \times (Y_i - \langle Y_i \rangle)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (X_i - \langle X_i \rangle)^2 \times \sum_{i=1}^N (Y_i - \langle Y_i \rangle)^2}} \quad (3.74)$$

onde X_i , Y_i , $\langle X_i \rangle$ e $\langle Y_i \rangle$ representam a variável X e Y para amostras com N elementos e os seus valores médios.

Assim, supondo que:

$$\begin{cases} X_i = A_1 \times \cos(w \times i) \\ Y_i = A_2 \times \cos(w \times i + \theta) \end{cases} \quad (3.75)$$

pode-se calcular o coeficiente de correlação de *Pearson*, $Coef_{X,Y}$, ao longo de um período dos sinais X_i e Y_i , para avaliar o grau de associação linear entre ambos os sinais. No anexo V mostra-se que $Coef_{X,Y}$ dos sinais X_i e Y_i é igual a:

$$Coef_{X,Y} = \cos(\theta) \quad (3.76)$$

Desta forma, pode-se estimar o valor de ESR e X_{cond} do condensador, recorrendo ao coeficiente de correlação de *Pearson*:

$$\begin{cases} Coef_{v,i} = \cos(\theta) \\ \sin(\theta) = \sqrt{1 - \cos^2(\theta)} \Rightarrow \begin{cases} ESR = Z \times \cos(\theta) \\ X_{cond} = Z \times \sin(\theta) \end{cases} \\ Z = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \end{cases} \quad (3.77)$$

onde I_{rms} e V_{rms} representam o valor *RMS* de i_C e v_C , respectivamente.

O valor eficaz da corrente e tensão no condensador podem ser calculados através da equação (3.45). Este método será designado por método *off-line 2/Algoritmo 5*.

As tabelas 39 e 40 mostram os valores de ESR e respectivos erros, calculados através do método *off-line 2/Algoritmo 5*.

TABELA 39 – VALORES DE ESR ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO *OFF-LINE 2/ALGORITMO 5*, (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C _A	C _B	C _C	C _D
100 Hz	0.0324 Ω	0.0581 Ω	0.0781 Ω	0.2508 Ω
500 Hz	0.0267 Ω	0.0474 Ω	0.0591 Ω	0.1839 Ω
1 kHz	0.0254 Ω	0.0465 Ω	0.0566 Ω	0.1747 Ω
5 kHz	0.0249 Ω	0.0452 Ω	0.0543 Ω	0.1685 Ω
10 kHz	0.0254 Ω	0.0458 Ω	0.0544 Ω	0.1655 Ω
50 kHz	0.0276 Ω	0.0499 Ω	0.0539 Ω	0.1577 Ω

TABELA 40 – ERROS NA ESTIMATIVA DE ESR .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.6 %	6.6 %	6.1 %	6.6 %
500 Hz	0.8 %	5.6 %	2.2 %	3.0 %
1 kHz	1.2 %	4.7 %	1.4 %	2.8 %
5 kHz	2.3 %	4.6 %	1.5 %	0.2 %
10 kHz	1.6 %	3.4 %	0.5 %	0.4 %
50 kHz	1.5 %	1.6 %	3.9 %	2.2 %

A Tabelas 41 e 42 exibem os valores de X_{cond} obtidos e respectivos erros. Os erros foram calculados tendo como referência os valores apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 41 – VALORES DE X_{COND} ESTIMADOS, RECORRENDO AO MÉTODO OFF-LINE 2/ALGORITMO 5, (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	-0.3513 Ω	-0.7964 Ω	-1.7308 Ω	-7.2226 Ω
500 Hz	-0.0741 Ω	-0.1635 Ω	-0.3508 Ω	-1.4666 Ω
1 kHz	-0.0365 Ω	-0.0822 Ω	-0.1747 Ω	-0.7399 Ω
5 kHz	-0.0056 Ω	-0.0150 Ω	-0.0351 Ω	-0.1555 Ω
10 kHz	-7.2×10^{-4} Ω	-0.0045 Ω	-0.0164 Ω	-0.0807 Ω
50 kHz	0.0143 Ω	0.0130 Ω	0.0027 Ω	-0.0142 Ω

TABELA 42 – ERROS NA ESTIMATIVA DE X_{COND} .

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.3 %	2.2 %	4.4 %	6.9 %
500 Hz	0.0 %	0.5 %	3.1 %	5.6 %
1 kHz	0.8 %	1.2 %	3.4 %	4.7 %
5 kHz	9.7 %	1.3 %	0.0 %	0.3 %
10 kHz	-	-	3.8 %	6.0 %
50 kHz	-	-	-	-

Os resultados experimentais mostram que as técnicas *off-line 2* apresentam uma elevada exactidão (Fig. 59).

A Fig. 59 mostra o erro médio no cálculo de ESR e X_{cond} , considerando os diferentes algoritmos propostos no âmbito da técnica *off-line 2*, considerando todas as frequências de teste no caso de ESR , e o intervalo de 100 Hz a 5 kHz para X_{cond} .

Através da observação das Fig. 59 pode-se concluir que os cinco algoritmos propostos para o cálculo de ESR e X_{cond} apresentam uma elevada exactidão, sendo o erro médio para ambos os parâmetros do condensador (ESR e X_{cond}), bastante próximo. Assim, no que respeita ao cálculo de ESR , dos cinco algoritmos apresentados apenas o

manual (algoritmo 1) apresenta um erro superior a 3%, sendo o algoritmo 2 aquele que apresenta a mais elevada exactidão.

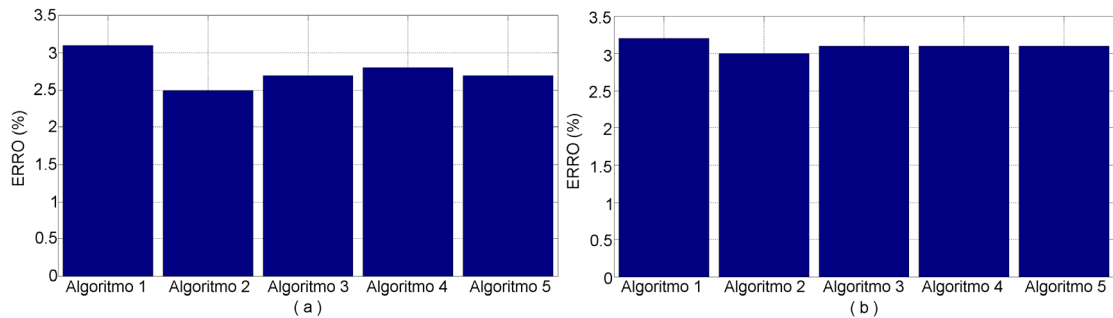


Fig. 59. Comparação entre os diferentes algoritmos propostos para a técnica *off-line* 2: (a) Erro médio no cálculo de ESR (para todas as frequências de teste); (b) Erro médio no cálculo de X_{cond} (para o intervalo de frequências de 100 Hz a 5 kHz) (b).

No que diz respeito ao cálculo de X_{cond} , o intervalo de frequências de estudo foi limitado a 5 kHz, pois os condensadores C_A e C_B possuem uma frequência de ressonância muito próxima de 10 kHz. Quando a frequência se aproxima da frequência de ressonância o erro no cálculo de X_{cond} aumenta. No que respeita à análise do erro médio as deduções efectuadas relativamente a ESR também aqui se aplicam, sendo o erro médio ligeiramente superior.

Na Fig. 60 é possível avaliar o desempenho dos diferentes algoritmos utilizados, relativamente ao cálculo de ESR , em função da frequência.

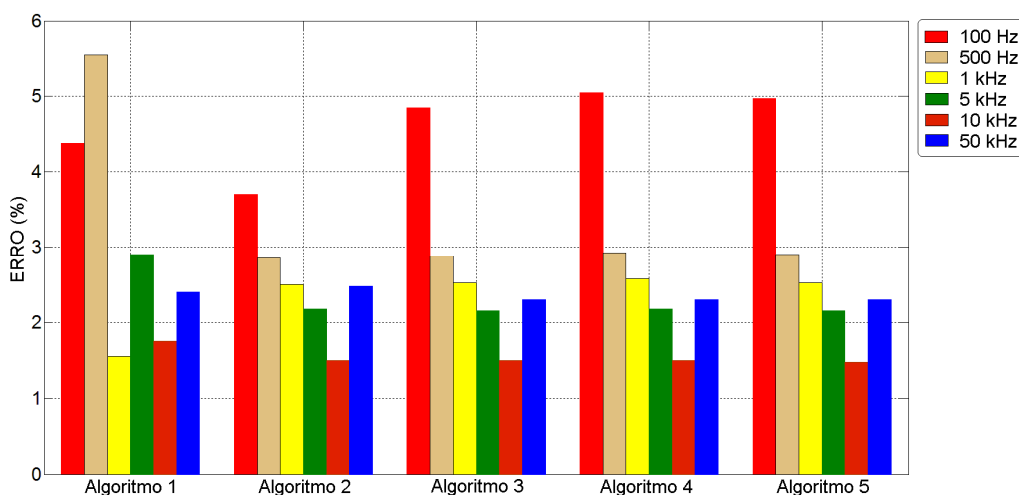


Fig. 60. Comparação entre os diferentes algoritmos utilizados no âmbito da técnica *off-line* 2 (Erro médio no cálculo de ESR por frequência de teste).

A Fig. 60 mostra que os erros aumentam nas baixas frequências, em particular quando se utiliza a corrente e a tensão no condensador. Este fenómeno deve-se ao facto do desfasamento entre ambos os sinais ser aproximadamente de 90°. Neste caso

particular, um pequeno erro no cálculo do desfasamento traduz-se num erro bem maior na estimativa do cosseno, e assim, de ESR . Caso se utilize a tensão de entrada e saída, o erro reduz, pois o desfasamento entre ambos os sinais é inferior a 90° .

Na Fig. 61 é possível avaliar o desempenho dos diferentes algoritmos relativamente ao cálculo de X_{cond} , em função da frequência.

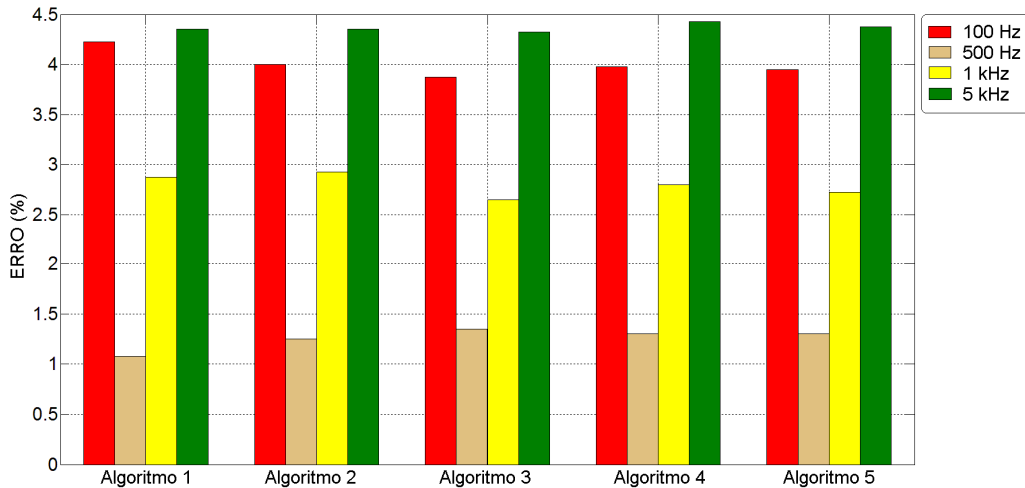


Fig. 61. Comparação entre os diferentes algoritmos utilizados no âmbito da técnica *off-line 2* (Erro médio no cálculo de X_{cond} por frequência de teste).

Através da análise da Fig. 61 pode concluir-se que o erro no cálculo de X_{cond} aumenta nas baixas frequências e perto da frequência de ressonância do condensador. No caso da frequência de teste ser próxima da frequência de ressonância, o ângulo de desfasamento entre a corrente e a tensão no condensador é próximo de 0° , logo um pequeno erro no cálculo do desfasamento pode conduzir a um erro bem maior no cálculo do seno e desta forma na determinação do valor de X_{cond} .

3.4.3.3 – Amplificador classe D

Antes de implementar a técnica *off-line* baseada no amplificador classe D, representado na Fig. 47, é necessário tecer algumas considerações.

Como se pode observar em (2.10), o valor de ESR varia com frequência, sendo esta variação particularmente significativa para frequências inferiores a 1 kHz , pois o efeito da resistência do dielétrico é mais significativo para as baixas frequências [97].

Como o amplificador classe D produz um sinal com uma componente a baixas frequências, definida pelo gerador de sinal, e outra a altas frequências, definido pelo gerador de dente de serra, o efeito de ambas as frequências faz-se sentir no comportamento do condensador. O cálculo de ESR e X_{cond} é efectuado à frequência do

termo fundamental. No entanto, para baixas frequências o ruído produzido pela comutação do transistor pode conduzir a um pequeno erro na determinação do ângulo. Este erro é maximizado aquando da determinação do co-seno visto que o ângulo é próximo dos 90° . Por esse motivo, a frequência de teste, frequência definida pelo gerador de sinal, é de 1 kHz e não inferior. Por outro lado, não foram obtidos resultados para frequências mais elevadas devido à frequência do gerador de dente de serra estar limitada a 17 kHz .

Para avaliar a aplicabilidade da técnica procedeu-se à simulação e aquisição de diversos resultados experimentais, para a frequência de teste de 1 kHz .

Em seguida serão apresentados alguns resultados de simulação tendo-se, para o efeito, considerado as características dos condensadores obtidas através dos dados fornecidos pelo analisador de impedâncias *HP 4294* (Anexo IV).

A Fig. 62 mostra as formas de onda da tensão (v_C) e corrente (i_C) dos condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , obtidas através de simulação computacional do protótipo da Fig. 47 (caracterizado na Tabela 8).

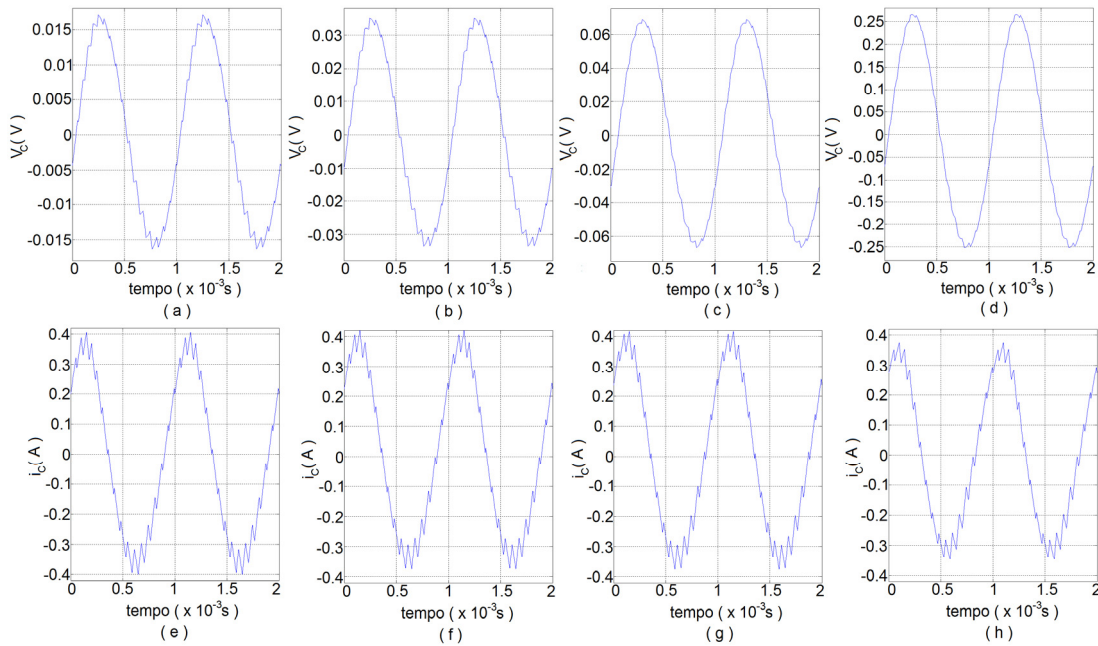


Fig. 62. Formas de onda da tensão (a, b, c, d) e corrente (e, f, g, h) nos condensadores C_A (a, e), C_B (b, f), C_C (c, g) e C_D (d, h) relativas ao protótipo da Fig. 47 a operar à frequência de 1 kHz (resultado da simulação computacional).

Após a determinação dos valores do módulo e fase dos sinais da corrente e tensão no condensador à frequência de 1 kHz , o que foi conseguido recorrendo ao algoritmo da *DFT*, é possível determinar os valores de *ESR* e X_{cond} dos condensadores. A Tabela 43 exhibe os valores de *ESR* e X_{cond} estimados.

TABELA 43 – VALORES DA ESR E X_{COND} CALCULADOS ATRAVÉS DAS FORMAS DE ONDA DAS FIGS. 62.

Condensador	C_A	C_B	C_C	C_D
ESR	0.0257Ω	0.0487Ω	0.0572Ω	0.1793Ω
X_{cond}	-0.0364Ω	-0.0798Ω	-0.1774Ω	-0.7602Ω

A tabela anterior mostra que os valores de ESR estimados são bastante próximos dos de referência, sendo os erros inferiores a 0.3 %. No entanto, o cálculo de X_{cond} apresenta desvios maiores. Não obstante tal facto, os erros são inferiores a 2.0 %. Neste caso, o efeito de ESL não foi considerado.

Em seguida serão apresentados alguns resultados experimentais.

Na Fig. 63 são apresentadas as formas de onda experimentais da tensão, (v_C) e corrente (i_C) nos condensador C_A , C_B , C_C , e C_D , considerando o protótipo da Fig. 47 (caracterizado na Tabela 8).

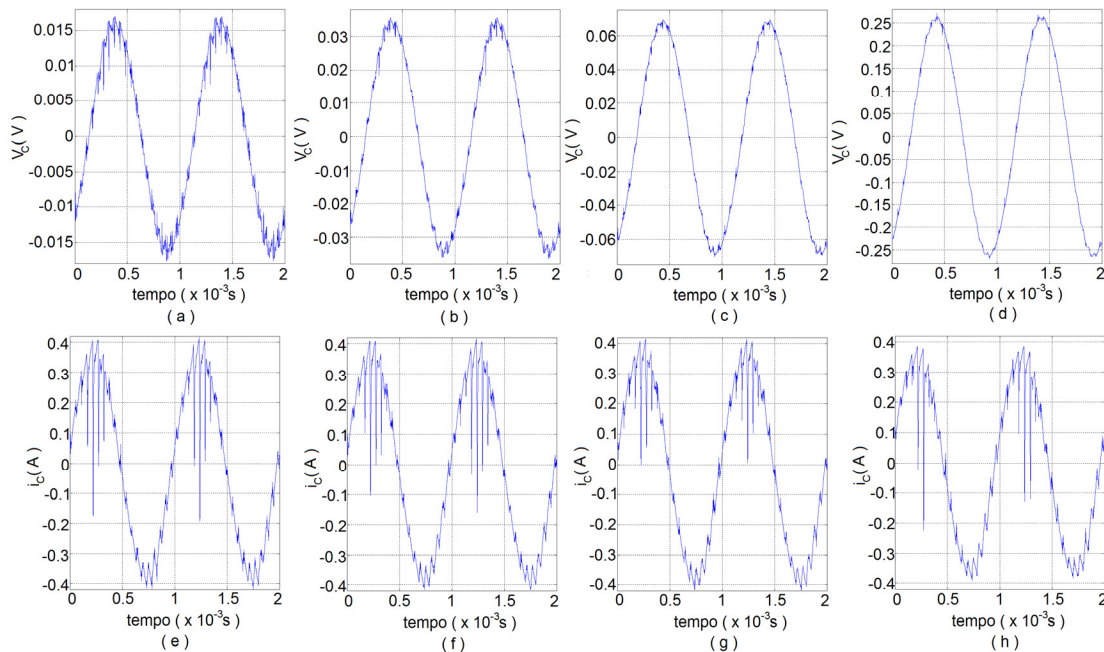


Fig. 63. Formas de onda da tensão (a, b, c, d) e corrente (e, f, g, h) nos condensadores C_A (a, e), C_B (b, f), C_C (c, g) e C_D (d, h) relativas ao protótipo da Fig. 47 a operar à frequência de 1 kHz (resultados experimentais).

Após o cálculo dos valores do módulo e fase da componente fundamental dos sinais da corrente e tensão no condensador, o que foi possível recorrendo ao algoritmo da DFT , é possível determinar os valores de ESR e X_{cond} do condensador. As Tabelas 44 e 45 mostram os valores de ESR e X_{cond} estimados a partir das formas de onda experimentais, assim como os respectivos erros.

TABELA 44 – VALORES DE ESR E X_{COND} CALCULADOS ATRAVÉS DAS FORMAS DE ONDA DAS FIGS. 63.

Condensador	C_A	C_B	C_C	C_D
ESR	0.0257Ω	0.0486Ω	0.0564Ω	0.1657Ω
X_{cond}	-0.0364Ω	-0.0817Ω	-0.1764Ω	-0.7349Ω

TABELA 45 – ERROS NO CÁLCULO DE ESR E X_{COND} ATRAVÉS DO MÉTODO OFF-LINE BASEADO NO AMPLIFICADOR CLASSE D.

Condensador	C_A	C_B	C_C	C_D
ESR	0.0 %	0.4 %	1.8 %	7.8 %
X_{cond}	1.1 %	0.6 %	2.4 %	5.3 %

Os erros de cálculo de ESR e X_{cond} são um pouco superiores às técnicas apresentadas na secção anterior, no entanto, o protótipo apresentado é mais simples e permite que a potência de teste possa aumentar consideravelmente. Além disso, podem-se obter os valores de ESR para outras frequências, se forem utilizados os multiplicadores de frequência fornecidos pelos fabricantes [134]. Estes multiplicadores são fornecidos tipicamente para as frequências de 120 Hz, 500 Hz, 1 kHz e 10 kHz.

A equação (2.18) pressupõe o conhecimento do valor de ESR a 120 Hz, o que não é o caso. Desta feita, é necessário normalizar os valores dos multiplicadores para a frequência de 1 kHz e reescrever (2.18) [134]:

$$ESR_f = \frac{ESR_{1kHz}}{(M_f)^2} \quad (3.78)$$

onde ESR_f , ESR_{1kHz} e M_f representam o valor de ESR à frequência f , o valor de ESR obtido através da técnica proposta a 1 kHz e o multiplicador de frequência fornecido pelo fabricante normalizado para 1 kHz.

A Tabela 46 mostra os valores da ESR calculados recorrendo a (3.78), aos multiplicadores de frequência fornecidos pelo fabricante e aos valores de ESR obtidos à frequência de 1 kHz (Tabela 44).

TABELA 46 – VALORES DE ESR CALCULADOS ATRAVÉS DOS MULTIPLICADORES DE FREQUÊNCIA, (3.78) E DE ESR CALCULADO À FREQUÊNCIA DE 1 KHz.

Frequência	Condensadores			
	C_A	C_B	C_C	C_D
120 Hz	0.0322Ω	0.0610Ω	0.0953Ω	0.2800Ω
500 Hz	0.0266Ω	0.0504Ω	0.0662Ω	0.1945Ω
10 kHz	0.0244Ω	0.0461Ω	0.0523Ω	0.1537Ω

Em seguida é realizada a comparação entre os valores de *ESR* estimados (Tabela 46) e os valores de referência apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 47 – ERROS NO CÁLCULO DOS VALORES DE *ESR* RECORRENDO AOS MULTIPLICADORES DE FREQUÊNCIA.

Frequência	Condensadores			
	C _A	C _B	C _C	C _D
120 Hz	2.7 %	2.5 %	21.7 %	11.4 %
500 Hz	0.5 %	0.3 %	9.6 %	2.6 %
10 kHz	5.5 %	2.7 %	4.4 %	6.8 %

Através da análise da tabela anterior pode-se concluir que é possível determinar *ESR* para outras frequências de operação recorrendo aos multiplicadores de frequência. No entanto, a exactidão dos resultados diminui, particularmente, quando se comparam os valores da Tabela 47 com os valores obtidos através da técnica baseada no filtro *RC* (Fig. 60).

3.5 – Técnica *off-line* baseada num circuito de carga e descarga do condensador

A implementação desta nova técnica *off-line* exige que a forma de onda da corrente no condensador seja aproximadamente quadrada [137].

Após a aquisição das formas de onda da corrente e da tensão no condensador, recorreu-se ao algoritmo *LMS* para calcular o valor de *ESR* e *C* do condensador, à frequência de teste.

Considerando o circuito da Fig. 12 é possível definir a tensão no condensador através da equação:

$$v_{cond}(t) = ESR \times i_{cond}(t) + v_c(t) + ESL \times \frac{di_{cond}(t)}{dt} \quad (3.79)$$

onde $i_{cond}(t)$, $\frac{di_{cond}(t)}{dt}$, $v_{cond}(t)$ e $v_c(t)$ representam a corrente no condensador, a derivada de $i_{cond}(t)$ em ordem ao tempo, a tensão aos terminais do condensador e a componente da tensão $v_{cond}(t)$ devida à capacidade.

Por outro lado, pode-se definir $v_c(t)$ através de $i_{cond}(t)$ recorrendo a (2.3):

$$i_{cond}(t) = C \times \frac{dv_c}{dt} \Rightarrow v_c(t) = \frac{1}{C} \int i_{cond}(t) dt + v_c(0) \quad (3.80)$$

Assim, utilizando (3.79) e (3.80) pode-se definir $v_{cond}(t)$:

$$v_{cond}(t) = ESR \times i_{cond}(t) + \frac{1}{C} \int i_{cond}(t) dt + v_C(0) + ESL \times \frac{di_{cond}(t)}{dt} \quad (3.81)$$

Através da análise da equação (3.81) pode concluir-se que, caso a forma da onda da corrente no condensador seja quadrada:

- O efeito de ESR se manifesta sob a forma de uma onda quadrada, cuja amplitude é proporcional ao valor de ESR (Fig. 64c).
- O efeito de C se manifesta sob a forma de uma onda triangular, cujo declive é inversamente proporcional ao valor de C (Fig. 64d).
- O efeito de ESL se manifesta sob a forma de pequenos impulsos, que se irão exprimir durante a mudança do estado de condução para o de não condução e vice-versa (Fig. 64e), sendo o seu valor de pico proporcional ao valor de ESL .

Estes fenómenos podem ser observados na Fig. 64, onde se apresentam as formas de onda teóricas da corrente e tensão no condensador, assim como os efeitos individuais de ESR , C e ESL . Para obter as referidas formas de onda considerou-se o condensador C_A , a equação (3.81) e que a corrente no condensador era uma onda quadrada com amplitude de 1 A e frequência de 1 kHz.

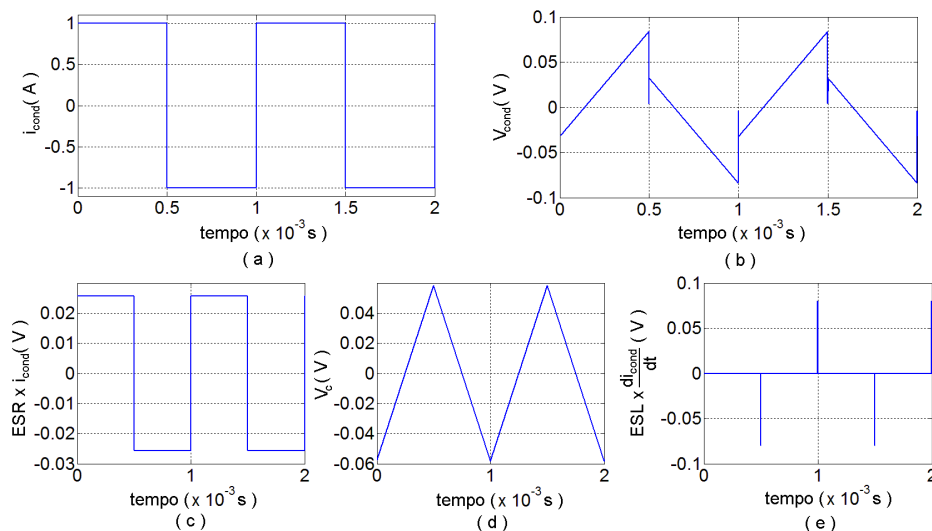


Fig. 64. Formas de onda teóricas da corrente (a) e tensão no condensador (b) assim como o efeito individual de ESR (c), de C (d) e de ESL (e) na tensão no condensador (C_A a operar a 1 kHz).

No entanto, as formas de onda experimentais da corrente e da tensão no condensador não permitem determinar com exactidão o valor de ESL . Desta forma, ignorou-se o seu efeito e simplificou-se a equação (3.81):

$$v_{cond}(t) = ESR \times i_{cond}(t) + \frac{1}{C} \int i_{cond}(t) dt + v_C(0) \quad (3.82)$$

Utilizando a equação (3.82), as formas de onda da corrente ($i_{cond}(t)$) e da tensão aos terminais do condensador ($v_{cond}(t)$), assim como o algoritmo *LMS*, é possível extrair os valores de C e de ESR .

Para calcular os valores de C e ESR que melhor se ajustam às formas de onda experimentais $v_{cond}(t)$ e $i_{cond}(t)$, é necessário minimizar a soma dos erros quadráticos (Sr):

$$Sr = \sum_{i=1}^n \left(v_{cond}(i) - \left(K_1 \times i_{cond}(i) + K_2 \times \int i_{cond}(i) dt + K_3 \right) \right)^2 \quad (3.83)$$

com,

$$K_1 = ESR; K_2 = \frac{1}{C}; K_3 = v_C(0)$$

Assim, diferenciando (3.83) em ordem aos seus coeficientes (K_1 , K_2 e K_3) é possível determinar ESR e C :

$$X = A^{-1} \times b, \quad (3.84)$$

$$X = \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \\ K_3 \end{bmatrix}, b = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N (v_{cond}(i) \times i_{cond}(i)) \\ \sum_{i=1}^N (v_{cond}(i) \times \int i_{cond}(i)) \\ \sum_{i=1}^N v_{cond}(i) \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N (i_{cond}(i))^2 & \sum_{i=1}^N (i_{cond}(i) \times \int i_{cond}(i)) & \sum_{i=1}^N (i_{cond}(i)) \\ \sum_{i=1}^N (i_{cond}(i) \times \int i_{cond}(i)) & \sum_{i=1}^N (\int i_{cond}(i))^2 & \sum_{i=1}^N (\int i_{cond}(i)) \\ \sum_{i=1}^N (i_{cond}(i)) & \sum_{i=1}^N (\int i_{cond}(i)) & N \end{bmatrix}$$

onde N representa o número de pontos adquiridos e $\int i_{cond}(i)$ o integral da forma de onda da corrente que pode ser calculado recorrendo à regra trapezoidal.

A solução da equação (3.84) permite calcular os coeficientes (K_1 , K_2 e K_3), a partir dos quais é possível calcular ESR e C (3.83).

3.5.1 – Protótipo experimental

Para implementar a técnica proposta na secção (3.5) foi necessário desenvolver um protótipo que permitisse criar uma forma de onda de corrente, no condensador em teste, aproximadamente quadrada. O diagrama da secção de potência do protótipo desenvolvido pode ser observado na Fig. 65.

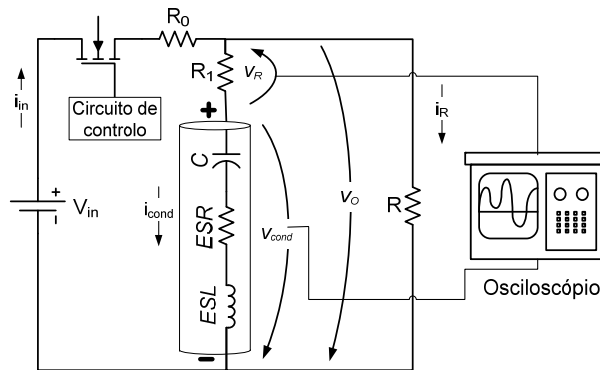


Fig. 65. Diagrama da secção de potência do protótipo experimental [131, 137].

O protótipo desenvolvido é alimentado por uma fonte de alimentação (*HY1803D*) capaz de impor uma tensão constante (V_{in}) e é composto por: um *MOSFET* de potência canal N (*IRFP 460*) e respectivo circuito de controlo; o condensador em teste e três resistências. A resistência R_0 (*vitreous enamel wirewound W21 series*) funciona como limitador de corrente, R_1 (uma resistência de filme não indutiva, *MPC series*) funciona como sensor de corrente, enquanto R (uma resistência bobinada, de potência, com revestimento de alumínio) permite descarregar o condensador durante período em que o transístor não conduz.

As principais características da secção de potência do protótipo desenvolvido podem ser observadas na Tabela 48, tendo, no caso particular dos condensadores C_D e C_C , havido necessidade de ajustar tanto R como R_0 , a fim de garantir uma forma de onda de corrente aproximadamente quadrada.

TABELA 48 – CARACTERÍSTICAS DA SECÇÃO DE POTÊNCIA DO PROTÓTIPO.

V_{in}	R_0	R_1	R	D_I
6 - 9 V	1 Ω	10 Ω	1 Ω	0.1

O sinal de controlo é modulado recorrendo à comparação de uma tensão *DC* com um sinal em dente de serra, sendo a primeira responsável por fixar a largura do impulso D_I . A frequência do sinal modulado é definida pelo sinal em dente de serra criado com a ajuda de um circuito integrado (*timer 555*) e um gerador de corrente.

Finalmente, o sinal de controlo é convertido na função de transferência que permite comutar o transistor através do circuito de *drive* do *MOSFET*.

3.5.2 – Simulação computacional

O protótipo da Fig. 65 representa um circuito não linear, caracterizado por dois estados lineares: o estado de condução e não condução. Para simular o seu funcionamento é necessário obter as equações no domínio temporal para cada um dos estados. Em seguida, através de um processo iterativo, e considerando as condições iniciais para cada estado, é possível obter a evolução temporal das formas de onda da corrente e da tensão no condensador.

Durante o estado de condução, o condensador em teste é carregado e as equações que traduzem o seu funcionamento são:

$$\begin{cases} v_{in} = R_0 \times i_{in} + V_O \\ v_O = R_1 \times i_{cond} + v_C + ESR \times i_{cond} + ESL \times \frac{di_{cond}}{dt} \\ v_{cond} = v_C + ESR \times i_{cond} + ESL \times \frac{di_{cond}}{dt} \\ v_O = i_R \times R \\ i_{in} = i_{cond} + i_R \end{cases} \quad (3.85)$$

A partir do sistema de equações (3.85) é possível obter a equação:

$$\begin{aligned} v_{in} &= K_1 \times \frac{d^2 v_C}{dt^2} + K_2 \times \frac{dv_C}{dt} + K_3 \times v_C \\ K_1 &= ESL \times C \times \left(\frac{R_0}{R} + 1 \right); K_2 = R_0 \times C \times \left(\frac{ESR + R_1}{R} \right) + (R_0 + R_1 + ESR) \times C; K_3 = \left(\frac{R_0}{R} + 1 \right) \end{aligned} \quad (3.86)$$

A solução da equação (3.86) foi obtida recorrendo à transformada de *Laplace*:

$$\begin{aligned} v_C(t) &= K_A + (K_B + K_D + K_F) \times e^{a \times t_{ON}} + (K_C + K_E + K_G) \times e^{b \times t_{ON}} \\ a &= \frac{-K_2 + \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1 \times K_3}}{2 \times K_1}; b = \frac{-K_2 - \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1 \times K_3}}{2 \times K_1} \\ K_A &= \frac{v_{in}}{a \times b \times K_1}; K_B = \frac{v_{in}}{a \times (a - b) \times K_1}; K_C = -\frac{v_{in}}{b \times (a - b) \times K_1} \\ K_D &= \frac{a \times v_C(0)}{a - b} + \frac{v_C(0) \times K_2}{(a - b) \times K_1}; K_E = -\frac{b \times v_C(0)}{a - b} - \frac{v_C(0) \times K_2}{(a - b) \times K_1}; \\ K_F &= \frac{\frac{dv_C(0)}{dt}}{(a - b)}; K_G = -\frac{\frac{dv_C(0)}{dt}}{(a - b)} \end{aligned} \quad (3.87)$$

Durante o estado de não condução, o condensador em teste descarrega a energia armazenada no estado anterior. De seguida são apresentadas as equações que traduzem o seu funcionamento:

$$\begin{cases} v_O = (R_1 + ESR) \times i_{cond} + v_C + ESL \times \frac{di_{cond}}{dt} \\ v_O = i_R \times R \\ 0 = i_{cond} + i_R \\ v_{cond} = v_C + ESR \times i_{cond} + ESL \times \frac{di_{cond}}{dt} \end{cases} \quad (3.88)$$

A partir do sistema de equações (3.88) é possível obter a equação:

$$0 = K_1 \times \frac{d^2 v_C}{dt^2} + K_2 \times \frac{dv_C}{dt} + K_3 \times v_C \quad (3.89)$$

$$K_1 = ESL \times C; K_2 = (R + R_1 + ESR) \times C; K_3 = 1$$

A solução da equação (3.89) foi obtida recorrendo à transformada de Laplace:

$$v_C(t) = (K_A + K_C) \times e^{a \times t_{OFF}} + (K_B + K_D) \times e^{b \times t_{OFF}} \quad (3.90)$$

$$a = \frac{-K_2 + \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1 \times K_3}}{2 \times K_1}; b = \frac{-K_2 - \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1 \times K_3}}{2 \times K_1}$$

$$K_A = \frac{a \times v_C(0)}{a - b} + \frac{v_C(0) \times K_2}{(a - b) \times K_1}; K_B = -\frac{b \times v_C(0)}{a - b} - \frac{v_C(0) \times K_2}{(a - b) \times K_1};$$

$$K_C = \frac{dv_C(0)}{(a - b)}; K_D = -\frac{dv_C(0)}{(a - b)}$$

A tensão aos terminais do condensador assim como a corrente que o atravessa, podem ser obtidos através das equações (2.3) e (3.79).

3.5.3 – Resultados experimentais e de simulação

Nesta secção serão apresentados diversos resultados de simulação e experimentais que permitem avaliar a aplicabilidade da técnica proposta.

Após a construção do protótipo da Fig. 65 é possível estimar os parâmetros (ESR e C) do esquema equivalente do condensador em teste, para uma determinada frequência e temperatura de funcionamento. Assim, primeiro é necessário adquirir das formas de onda da corrente (i_{cond}) e da tensão (v_{cond}) no condensador em teste. Em

seguida, calcula-se a solução da equação (3.84) utilizando-se, para tanto, as formas de onda de i_{cond} e v_{cond} . A solução obtida (K_1 e K_2) permite estimar os valores de ESR e C .

A Fig. 66 mostra as formas de onda da tensão e corrente nos condensadores em testes (C_A , C_B , C_C , C_D), provenientes de simulação computacional, considerando o protótipo da Fig. 65, caracterizado na Tabela 48, para uma frequência de operação de 1 kHz. Na mesma figura é possível encontrar as curvas de *fitting* que foram desenhadas considerando os parâmetros (K_1 , K_2 e K_3), calculados a partir de (3.84), e recorrendo às formas de onda da corrente nos condensadores.

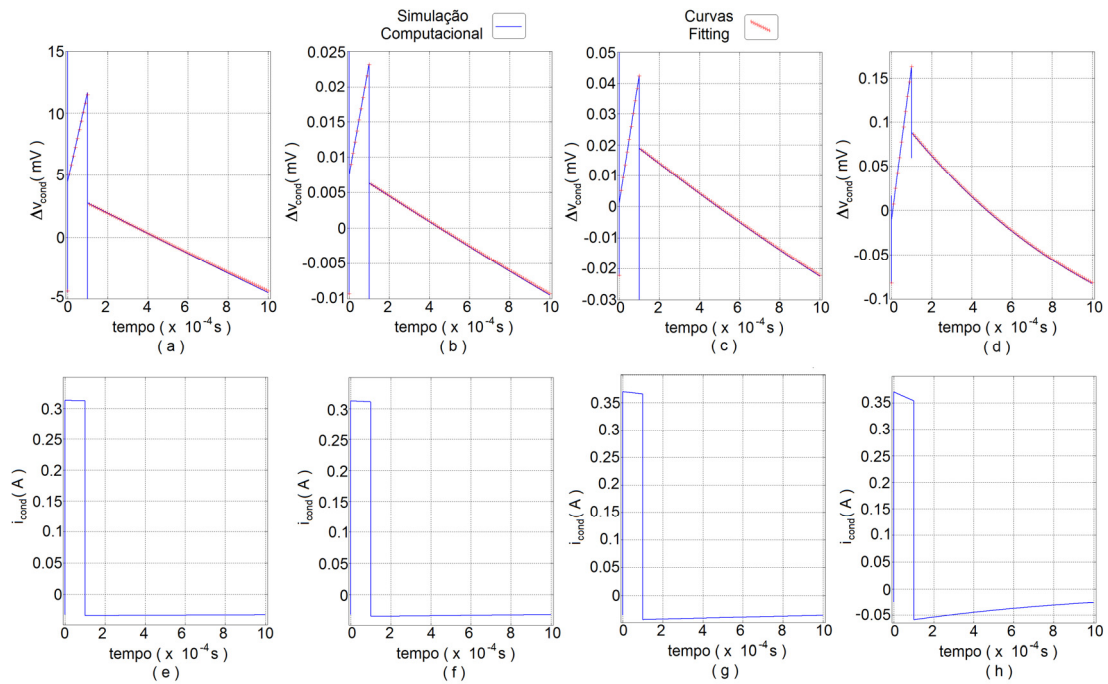


Fig. 66. Formas de onda do *ripple* da tensão (a, b, c, d) e corrente (e, f, g, h) nos condensadores C_A (a, e), C_B (b, f), C_C (c, g) e C_D (d, h), relativas ao protótipo da Fig. 65 a operar à frequência de 1 kHz (resultado da simulação computacional).

A Tabela 49 mostra os valores de ESR estimados, através (3.84) recorrendo às formas de onda da tensão e corrente obtidas através das simulações computacionais.

TABELA 49 – VALORES DE ESR ESTIMADOS (RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0328 Ω	0.0626 Ω	0.0841 Ω	0.2716 Ω
500 Hz	0.0263 Ω	0.0501 Ω	0.0604 Ω	0.1903 Ω
1 kHz	0.0253 Ω	0.0484 Ω	0.0571 Ω	0.1799 Ω
5 kHz	0.0233 Ω	0.0451 Ω	0.0531 Ω	0.1675 Ω
10 kHz	0.0215 Ω	0.0412 Ω	0.0507 Ω	0.1621 Ω

Na Tabela 50 mostram-se os erros, os quais foram obtidos através da comparação dos resultados da Tabela 49 com os valores de referência apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 50 – ERROS NO CÁLCULO DE *ESR*
(RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL).

Frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.6 %	0.6 %	1.1 %	1.1 %
500 Hz	0.8 %	0.2 %	0.0 %	0.4 %
1 kHz	1.6 %	0.8 %	0.5 %	0.1 %
5 kHz	8.6 %	4.8 %	3.6 %	0.8 %
10 kHz	16.6 %	13.1 %	7.3 %	1.6 %

As Tabelas 51 e 52 mostram os valores de C estimados e os erros, respectivamente.

TABELA 51 – VALORES DE C ESTIMADOS
(RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	4290.7 μF	1954.9 μF	878.8 μF	204.8 μF
500 Hz	4314.7 μF	1959.6 μF	879.9 μF	205.0 μF
1 kHz	4390.5 μF	1973.5 μF	882.7 μF	205.1 μF

TABELA 52 – ERROS NO CÁLCULO DE C
(RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0 %	0.0 %	0.0 %	0.1 %
500 Hz	0.6 %	0.2 %	0.1 %	0.0 %
1 kHz	2.4 %	0.9 %	0.4 %	0.1 %

Através da análise das Tabelas 49-52 pode-se concluir que *ESL* afecta o cálculo de C e *ESR* para as frequências mais elevadas, motivo pelo qual se limitou o cálculo de C para 1 kHz e de *ESR* para 10 kHz. Este fenómeno deve-se ao efeito de *ESL* durante a transição de estado, e é mais expressivo nas formas de onda resultantes da simulação computacional pois, neste caso, a transição de estado é praticamente instantânea, o que maximiza o efeito de *ESL*.

Além disso, é possível concluir que o efeito de *ESL* é mais acentuado para condensadores com capacidades superiores, pois a frequência de ressonância é mais baixa.

Em seguida serão apresentados alguns resultados experimentais.

Na Fig. 67 mostram-se formas de onda experimentais da tensão e corrente nos condensadores em testes (C_A , C_B , C_C , C_D), considerando o protótipo da Fig. 65, caracterizado na Tabela 48, para uma frequência de operação de 1 kHz. Para além disso é igualmente possível observar as curvas de *fitting* que foram desenhadas, considerando os parâmetros (K_1 , K_2 e K_3) calculados a partir de (3.84), bem como a forma de onda da corrente no condensador.

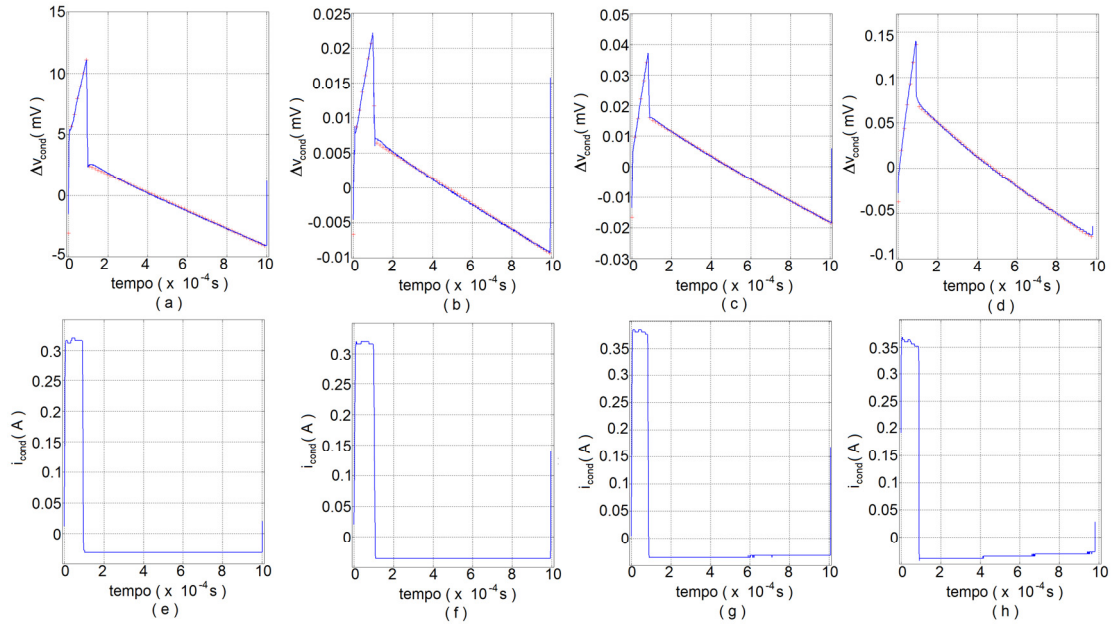


Fig. 67. Formas de onda do *ripple* da tensão (a, b, c, d) e corrente (e, f, g, h) nos condensadores C_A (a, e), C_B (b, f), C_C (c, g) e C_D (d, h), relativas ao protótipo da Fig. 65 a operar à frequência de 1 kHz (resultados experimentais).

A Tabela 53 mostra os valores de *ESR* estimados através (3.84), recorrendo às formas de onda da tensão e corrente experimentais (Fig. 67).

TABELA 53 – VALORES DE *ESR* ESTIMADOS (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	0.0279 Ω	0.0529 Ω	0.0730 Ω	0.2488 Ω
500 Hz	0.0270 Ω	0.0486 Ω	0.0585 Ω	0.2055 Ω
1 kHz	0.0260 Ω	0.0462 Ω	0.0557 Ω	0.1864 Ω
5 kHz	0.0258 Ω	0.0466 Ω	0.0553 Ω	0.1727 Ω
10 kHz	0.0269 Ω	0.0484 Ω	0.0559 Ω	0.1714 Ω

Na Tabela 54 mostram-se os erros, os quais foram obtidos através da comparação dos resultados da Tabela 53 com os valores de referência apresentados no Anexo IV (*Agilent HP 4294*).

TABELA 54 – ERROS NO CÁLCULO DE *ESR*
(RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	14.4 %	14.9 %	12.3 %	7.4 %
500 Hz	1.9 %	3.2 %	3.1 %	8.4 %
1 kHz	1.2 %	5.3 %	3.0 %	3.7 %
5 kHz	1.2 %	1.7 %	0.3 %	2.3 %
10 kHz	4.3 %	2.1 %	2.2 %	4.0 %

As Tabela 55 e 56 mostram os valores de C estimados e os erros, respectivamente.

TABELA 55 – VALORES DE C ESTIMADOS
(RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	4512.1 μF	1980.2 μF	942.5 μF	225.0 μF
500 Hz	4327.2 μF	1964.6 μF	919.1 μF	215.8 μF
1 kHz	4370.8 μF	1992.0 μF	910.3 μF	214.7 μF

TABELA 56 – ERROS NO CÁLCULO DE C
(RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

frequência	C_A	C_B	C_C	C_D
100 Hz	5.2 %	1.3 %	7.2 %	9.8 %
500 Hz	0.9 %	0.5 %	4.6 %	5.3 %
1 kHz	1.9 %	1.9 %	3.6 %	4.7 %

Através da análise das Tabelas 53-56 pode-se concluir que a exactidão da técnica proposta nesta secção não difere muito das anteriores, excepto para a frequência de 100 Hz. Esta observação pode ser justificada pelo facto do efeito de *ESR* ser bastante diminuto para frequências muito pequenas, quando comparado com o efeito de C . O facto de na simulação o erro ser bastante inferior deve-se ao período de amostragem na simulação ser 10 vezes superior ao período de amostragem dos resultados experimentais.

Quanto ao valor da capacidade, verifica-se que a técnica proposta nesta secção apresenta um erro mais significativo, quando comparada com as técnicas baseadas no amplificador classe *AB*, verificando-se um aumento da capacidade. Esta circunstância pode ser justificada pelo facto da capacidade medida possuir um valor mais próximo da capacidade *DC* do condensador, visto que, o seu cálculo é efectuado durante o período em que a corrente é aproximadamente constante [51]. A capacidade *DC* é superior à capacidade *AC* [51], obtida pelas técnicas propostas nas secções anteriores, assim como pelo analisador de impedância. Tipicamente utiliza-se a capacidade *AC*.

3.6 – Análise dos erros

Pode-se definir o erro como sendo a diferença entre o valor medido e o valor de referência, podendo enquadrar-se em duas classes: erros sistemáticos e erros de precisão [138].

Os primeiros são consistentes e repetitivos, logo se as medidas forem efectuadas segundo as mesmas condições de operação (ex: temperatura, tensão, corrente, frequência, etc.) os mesmos desvios deverão ser observados.

Os erros de precisão têm um comportamento aleatório, possuindo um sinal ora negativo ora positivo, podendo resultar de erros humanos resultantes da observação de um gráfico, ruído eléctrico, entre outros. Estes erros podem ser reduzidos se for calculada a média de várias medidas nas mesmas condições de operação [139].

Nesta secção serão analisadas quatro técnicas *off-line*, sendo que cada uma se baseia num dos protótipos propostos (Figs. 42, 44, 47 e 65):

- A primeira técnica baseia-se no filtro *LC* (Fig. 42) e será designada por técnica 1. Dos diferentes processos de cálculo de *ESR* baseados no protótipo da Fig. 42, optou-se pela utilização do mais simples, o método baseado no multímetro digital.
- A segunda técnica baseia-se no filtro *RC* (Fig. 44) e será designada por técnica 2. Dos diferentes algoritmos de cálculo de *ESR* e X_{cond} baseados no protótipo da Fig. 44, optou-se pelo método baseado no algoritmo da *DFT* e na aquisição da corrente e tensão no condensador.
- A terceira técnica baseia-se no amplificador classe *D* (Fig. 47) e será designada por técnica 3.
- A quarta técnica baseia-se no protótipo da Fig. 65 e será designada por técnica 4.

Para proceder à análise dos erros das quatro técnicas *off-line* propostas optou-se por estudar os erros provenientes de diferentes medidas realizadas para o condensador C_A , considerando-se os valores fornecidos pelo *HP 4294* como os valores de referência.

Deste modo, para avaliar as referidas técnicas, no que respeita aos erros sistemáticos e de precisão, foi necessário efectuar diferentes medidas para as mesmas condições de operação (frequência, temperatura, corrente e tensão):

- No que respeita à técnica 1, optou-se por efectuar 25 medidas diferentes, para uma frequência de operação de 10 kHz, uma temperatura aproximada de 20 °C e para os mesmos valores eficazes de corrente e tensão no condensador.
- Para as restantes técnicas, optou-se por efectuar 25 medidas diferentes, para uma frequência de operação de 1 kHz, uma temperatura aproximada de 20 °C e para os mesmos valores eficazes de corrente e tensão no condensador.

Após a aquisição dos dados necessários para a implementação das referidas técnicas, efectuou-se o cálculo do valor médio de ESR , C e X_{cond} , como se pode observar na Tabela 57.

TABELA 57 – VALORES MÉDIOS DE ESR , C E X_{COND} ESTIMADOS PARA CADA UMA DAS TÉCNICAS PROPOSTAS (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Técnica 1	Técnica 2		Técnica 3		Técnica 4	
ESR	ESR	X_{cond}	ESR	X_{cond}	ESR	C
0.0271 Ω	0.0255 Ω	0.0364 Ω	0.0256 Ω	0.0369 Ω	0.0259 Ω	4404 μF

Como os erros provenientes da informação exposta na Tabela 57 são resultado essencialmente de erros sistemáticos, visto que a componente aleatória foi mitigada através do cálculo da média das 25 medidas, é possível avaliar através dos mesmos a exactidão de cada uma das técnicas propostas. Para o efeito, realizou-se a comparação entre os dados expostos na Tabela 57 e os valores de referência (Anexo IV), como se pode observar na tabela 58.

TABELA 58 – ERROS RESULTANTES DA INFORMAÇÃO EXPOSTA NA TABELA 57.

Técnica 1	Técnica 2		Técnica 3		Técnica 4	
ESR	ESR	X_{cond}	ESR	X_{cond}	ESR	C
5.5 %	0.8 %	1.1 %	0.4 %	0.3 %	0.8 %	2.7 %

Através da análise da tabela anterior pode-se concluir que as técnicas 2, 3 e 4 apresentam um grau de exactidão bastante elevado no que respeita ao cálculo de ESR . A técnica 1 revela ser a menos exacta. No que respeita ao cálculo da componente reactiva do condensador, a técnica 3 é a mais exacta, seguindo-se a técnica 2 e 4, respectivamente. Em seguida será analisada a sua precisão.

Antes de analisar as técnicas quanto à sua precisão, importa introduzir algumas noções. Assim, ao calcular a média dos valores de ESR , C e X_{cond} para as 25 medidas,

foi possível concentrar num único valor a maioria das observações, reduzindo-se, desta forma, significativamente, o efeito dos erros de precisão.

No entanto, para calcular os erros de precisão é necessário obter uma medida da dispersão valores de ESR , C e X_{cond} , obtidos para cada uma das 25 medidas, em relação ao seu valor médio (Tabela 57). Desta forma, importa introduzir o conceito de variância, σ^2 , que representa uma medida dos desvios em relação ao valor da média.

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \langle X \rangle)^2}{n-1} \quad (3.91)$$

onde X_i , $\langle X \rangle$ e n representam o valor de ESR , C e X_{cond} obtidos para a i -ésima medida, os valores médios de ESR , C e X_{cond} e o número de medidas, neste caso 25.

No entanto, como o valor da variância é expressa em unidades ao quadrado, para melhor avaliar a dispersão dos dados utilizou-se o desvio padrão, σ .

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \langle X \rangle)^2}{n-1}} \quad (3.92)$$

Na Tabela 59 mostram-se os valores de σ calculados para as quatro técnicas *off-line* no que respeita aos valores de ESR , C e X_{cond} .

TABELA 59 – DESVIO PADRÃO NO CÁLCULO DE ESR , C E X_{COND} OBTIDO PARA AS 25 MEDIDAS (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Técnica 1	Técnica 2		Técnica 3		Técnica 4	
$ESR (\Omega)$	$ESR (\Omega)$	$X_{cond} (\Omega)$	$ESR (\Omega)$	$X_{cond} (\Omega)$	$ESR (\Omega)$	$C (\mu F)$
5.5×10^{-4}	9.6×10^{-5}	1.1×10^{-4}	3.6×10^{-4}	1.0×10^{-3}	8.4×10^{-5}	19.2
2 %	0.4 %	0.3 %	1.4 %	2.8 %	0.3 %	0.4 %

Através da observação da Tabela 59 pode-se concluir que as técnicas 1 e 3 revelam uma maior dispersão das medidas. Já as técnicas 2 e 4 revelam uma elevada precisão, o que é ratificado pelos histogramas apresentados na Fig. 68.

O eixo das abcissas dos histogramas da Fig. 68 representa os diferentes resultados de ESR , C e X_{cond} obtidos para as 25 medidas e cada intervalo representa o desvio padrão. Pode-se então concluir através da observação da Fig. 68 que a forma de sino dos histogramas representa uma distribuição aproximadamente Normal:

- 68.3% dos valores calculados encontram-se compreendidos entre $[M-\sigma, M+\sigma]$;

- 95.5% dos valores calculados encontram-se compreendidos entre $[M-2\times\sigma, M+2\times\sigma]$;
- 99.7% dos valores calculados encontram-se compreendidos entre $[M-3\times\sigma, M+3\times\sigma]$;

representando M o valor médio e σ o desvio padrão.

Como pelo teorema do limite central, uma distribuição normal representa a soma de variáveis aleatórias independentes de média finita [136], pode-se então concluir que os diferentes valores de ESR , X_{cond} e C , calculados a partir das 25 medidas, permitem avaliar não só os erros de precisão, mas também os erros sistemáticos visto que, a sua dispersão é essencialmente aleatória.

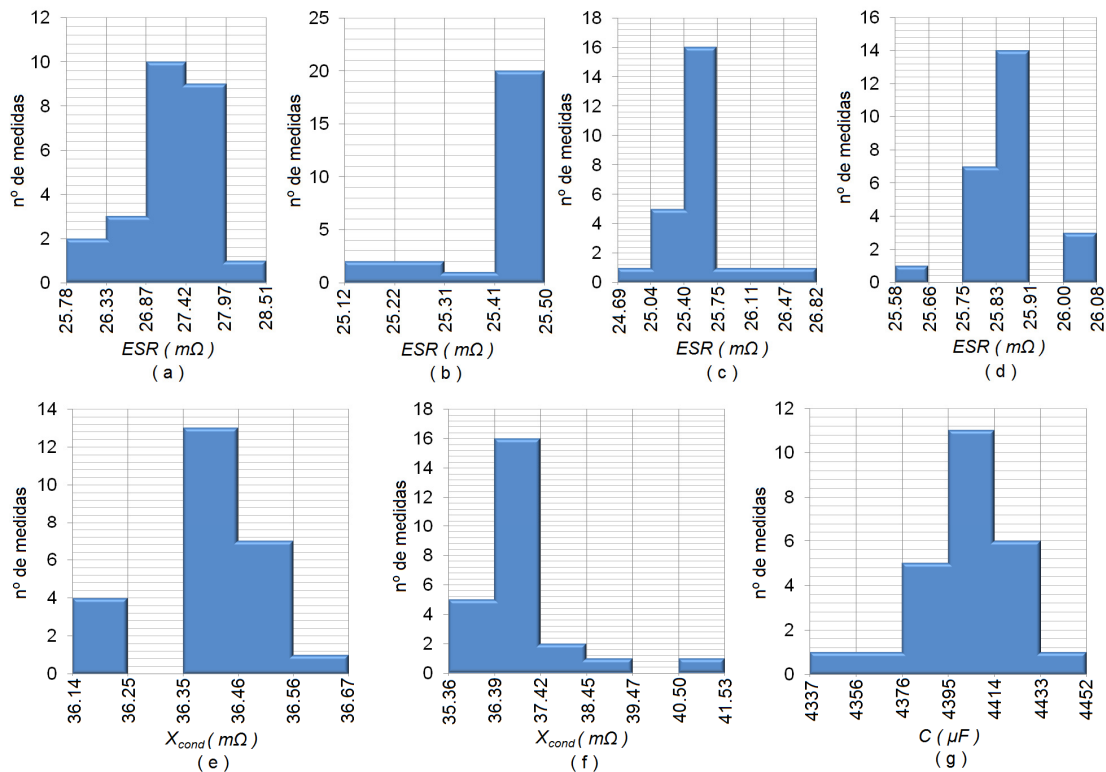


Fig. 68. Histograma representativo da dispersão do valor de ESR (a, b, c, d), X_{cond} (e, f) e C (g), calculados através das técnica 1 (a), 2 (b, e), 3 (c, f) e 4 (d, g), considerando 25 medidas diferentes, para as mesmas condições de funcionamento (frequência de operação de 1 kHz e uma temperatura ambiente de 20 °C).

3.7 – Cálculo dos multiplicadores de frequência

Como foi referido no capítulo 2, a frequência de operação do condensador condiciona o valor de ESR . Este efeito pode ser modelizado através da equação (2.10). Desta forma, reescrevendo (2.10):

$$ESR(f) = \frac{K_1}{f} + K_2, \begin{cases} K_1 = \frac{DF_{ox}}{2 \times \pi \times C} \\ K_2 = R_s \end{cases} \quad (3.93)$$

e recorrendo a algoritmos de *fitting*, como o *LMS*, é possível calcular K_1 e K_2 :

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i^2} & \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N \frac{1}{f_i} & N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N \frac{ESR_i}{f_i} \\ \sum_{i=1}^N ESR_i \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

onde N , f_i e ESR_i representam o número de frequências para as quais se calculou ESR , a enésima frequência e ESR para a enésima frequência.

Na Tabela 60 é possível observar os valores de K_1 e K_2 que modelizam o efeito da frequência nos condensadores em estudo (C_A , C_B , C_C e C_D), obtidos através da equação (3.94) e recorrendo aos resultados experimentais apresentados na Tabela 31.

TABELA 60 – VALORES DE K_1 E K_2 QUE MODELIZAM O EFEITO DA FREQUÊNCIA NA ESR DOS CONDENSADORES EM TESTE.

	C_A	C_B	C_C	C_D
K_1	0.7421	1.2852	2.4245	8.5853
K_2	0.0250	0.0452	0.0541	0.1661

Na Fig. 69 é possível observar as equações teóricas (3.93) baseadas nos valores de K_1 e K_2 calculados (Tabela 60), assim como os valores de ESR obtidos através da técnica *off-line 2/ algoritmo 3*.

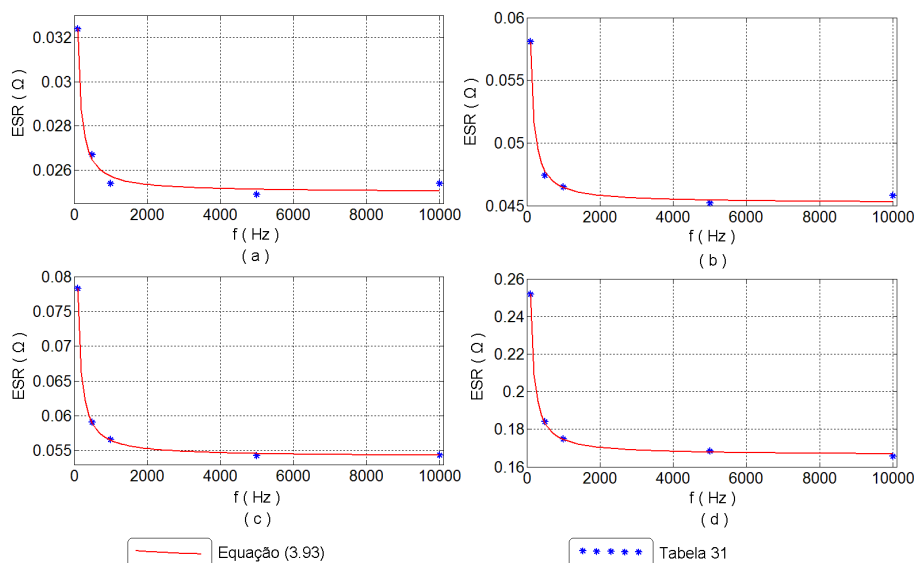


Fig. 69. Evolução de ESR com a frequência: (a) C_A ; (b) C_B , (c) C_C e (d) C_D .

A Fig. 69 mostra que os valores de K_1 e K_2 calculados permitem representar a evolução de ESR com a frequência. No entanto, como a equação (2.10) modeliza o efeito da frequência na ESR , que se manifesta para frequências tipicamente inferiores a 10 kHz, logo a função (3.93) deverá ser utilizada para a frequência máxima de 10 kHz.

3.8 – Cálculo dos multiplicadores de temperatura

No Capítulo 2 foi mencionado que o factor temperatura exercia uma forte influência nos parâmetros do circuito equivalente do condensador (ESR , X_C e C). Concomitantemente, foi modelizado o efeito da temperatura na resistência do electrólito através da equação (2.8). Neste caso, importa modelizar o efeito da temperatura na ESR , o qual pode ser modelizado pela equação [140]:

$$ESR(Temp) = \alpha + \beta \times e^{-\frac{Temp}{\delta}} \quad (3.95)$$

onde $Temp$ representa a temperatura do núcleo e α , β e δ dependem do tipo de condensador.

A equação (3.95) pode ser reescrita na forma:

$$ESR(Temp) = a \times (1 + b \times e^{-c \times Temp}), \begin{cases} \alpha = a \\ \beta = a \times b \\ \delta = c^{-1} \end{cases} \quad (3.96)$$

Assim, para determinar os parâmetros a , b e c é necessário recorrer a regressão não linear, visto que a equação (3.95) tem uma dependência não linear com a , b e c . Deste modo, recorreu-se ao algoritmo *Gauss-Newton* para minimizar a soma do quadrado dos resíduos entre os resultados experimentais e a equação (3.96):

$$\begin{cases} a_{j+1} = a_j + \Delta a \\ b_{j+1} = b_j + \Delta b \\ c_{j+1} = c_j + \Delta c \end{cases}, \begin{bmatrix} \Delta a \\ \Delta b \\ \Delta c \end{bmatrix} = (Z_j^T \times Z_j)^{-1} \times (Z_j^T \times D), \quad (3.97)$$

$$D = \begin{bmatrix} y_1 - f(x_1) \\ \vdots \\ y_n - f(x_n) \end{bmatrix}, Z_j = \begin{bmatrix} \frac{df(x_1)}{da} & \frac{df(x_1)}{db} & \frac{df(x_1)}{dc} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \frac{df(x_n)}{da} & \frac{df(x_n)}{db} & \frac{df(x_n)}{dc} \end{bmatrix}$$

onde $j, j+1, Z_j, D, y_n, f(x_n)$ e n representam a estimativa inicial, a predição, a matriz das derivadas parciais, o vector diferença, os resultados experimentais, equação teórica (3.96), e número de pontos adquiridos.

Após modelizar o efeito da temperatura na *ESR*, concebeu-se um protótipo experimental que permitisse simular o comportamento do condensador para diferentes temperaturas e simultaneamente possibilitasse estimar o valor de *ESR*. Assim, para calcular o valor da *ESR* e X_{cond} do condensador utilizou-se o circuito da Fig. 44 conjuntamente com o algoritmo da *DFT*. Para variar a temperatura no núcleo do condensador utilizou-se um protótipo muito simples composto por duas resistências variáveis, em série. A primeira resistência, uma resistência bobinada tubular (*TVEWR*), possui um diâmetro interno superior ao diâmetro da cobertura do condensador. A segunda resistência permite variar a corrente na primeira e, desta forma, a temperatura no seu interior. Em seguida, aplicou-se um sensor de temperatura no condensador e cobriu-se o condensador com papel de alumínio. Posteriormente, introduziu-se o condensador no interior da primeira resistência variável (*TVEWR*), fazendo-se variar em seguida a corrente na resistência e, desta forma, a temperatura no condensador. A temperatura no condensador foi medida através de um multímetro digital (*Tektronix TX3*) cujo sensor de temperatura se encontrava acoplado ao condensador.

Neste caso considerou-se que a temperatura do núcleo é aproximadamente igual à temperatura da cobertura visto que, a resistência térmica do núcleo para a cobertura é muito inferior à resistência térmica da cobertura para o ar.

Nas Tabelas 61 e 62 é possível observar os diferentes valores de *ESR* e X_{cond} obtidos para diferentes temperaturas, respectivamente.

TABELA 61 – VALORES DE *ESR* PARA DIFERENTES TEMPERATURAS DE OPERAÇÃO.

Temperatura	C_A	C_B	C_C	C_D
20 °C	0.0256 Ω	0.0482 Ω	0.0577 Ω	0.1850 Ω
30 °C	0.0227 Ω	0.0388 Ω	0.0443 Ω	0.1437 Ω
40 °C	0.0212 Ω	0.0349 Ω	0.0385 Ω	0.1212 Ω
50 °C	0.0202 Ω	0.0324 Ω	0.0335 Ω	0.1039 Ω
60 °C	0.0196 Ω	0.0305 Ω	0.0312 Ω	0.0872 Ω
70 °C	0.0192 Ω	0.0293 Ω	0.0295 Ω	0.0774 Ω
80 °C	0.0191 Ω	0.0286 Ω	0.0285 Ω	0.0688 Ω

TABELA 62 – VALORES DE X_{COND} PARA DIFERENTES TEMPERATURAS DE OPERAÇÃO.

Temperatura	C_A	C_B	C_C	C_D
20 °C	0.0362 Ω	0.0830 Ω	0.1761 Ω	0.7310 Ω
30 °C	0.0356 Ω	0.0815 Ω	0.1731 Ω	0.7286 Ω
40 °C	0.0352 Ω	0.0804 Ω	0.1719 Ω	0.7190 Ω
50 °C	0.0349 Ω	0.0793 Ω	0.1687 Ω	0.7159 Ω
60 °C	0.0344 Ω	0.0783 Ω	0.1672 Ω	0.7054 Ω
70 °C	0.0340 Ω	0.0774 Ω	0.1642 Ω	0.7018 Ω
80 °C	0.0337 Ω	0.0767 Ω	0.1606 Ω	0.6959 Ω

Através da análise das Tabelas 61 e 62 pode-se concluir que o efeito da temperatura é bastante mais expressivo na ESR do que na X_{cond} .

Através dos resultados experimentais apresentados nas tabelas anteriores e recorrendo a (3.97), é possível calcular os valores de α , β e δ que permitem caracterizar o comportamento da ESR com a temperatura (Tabela 63).

TABELA 63 – VALORES DE α , β E δ OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE.

	C_A	C_B	C_C	C_D
α	0.0188	0.0282	0.0275	0.05
β	0.0196	0.0605	0.0871	0.2524
δ	18.82	17.86	18.78	31.44

A Fig. 70 mostra os diferentes valores de ESR obtidos experimentalmente para diferentes temperaturas (Tabela 61), assim como a curva teórica baseada em (3.95) e nos valores de α , β e δ calculados recorrendo aos resultados experimentais e a (3.97).

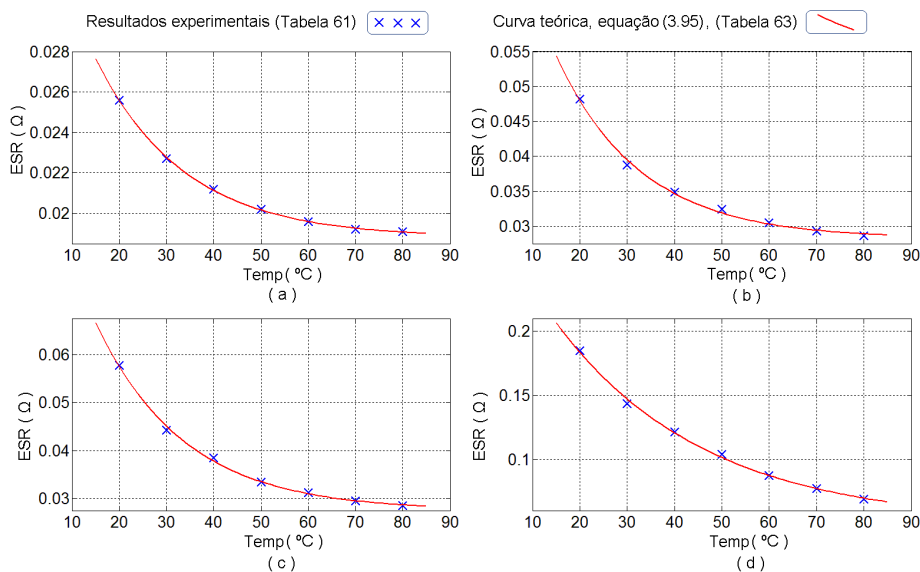


Fig. 70. Evolução de ESR com a temperatura: (a) C_A ; (b) C_B , (c) C_C e (d) C_D .

As curvas teóricas e os resultados experimentais estão praticamente sobrepostos o que demonstra a fiabilidade do método proposto no que respeita à modelização do comportamento do condensador com a temperatura, em particular da *ESR*.

Relativamente a X_{cond} , através da análise dos resultados experimentais apresentados na Tabela 62, é possível concluir que existe uma relação linear entre a temperatura ($Temp$) e X_{cond} , fenómeno este que foi modelizado através da equação:

$$X_{cond}(Temp) = \tau_1 \times Temp + \tau_2 \quad (3.98)$$

Recorrendo ao algoritmo *LMS* é possível extrair os valores de τ_1 e τ_2 através dos resultados experimentais:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N Temp_i^2 & \sum_{i=1}^N Temp_i \\ \sum_{i=1}^N Temp_i & N \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \tau_1 \\ \tau_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N (Temp_i \times X_{condi}) \\ \sum_{i=1}^N X_{condi} \end{bmatrix} \quad (3.99)$$

onde $Temp_i$, X_{condi} e N representam as diferentes temperaturas de medida, os valores de X_{cond} obtidos experimentalmente para as temperatura $Temp_i$ e o numero de temperaturas de medida.

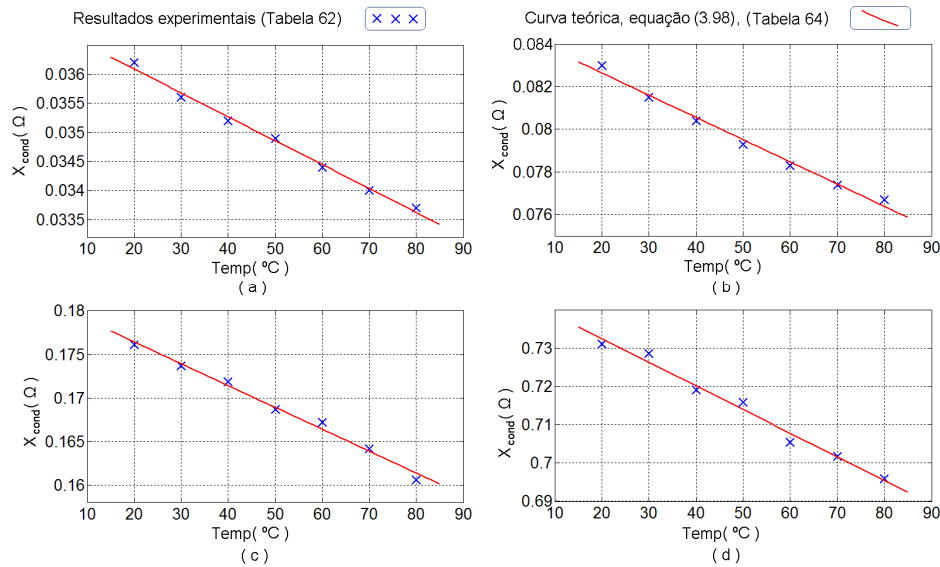
A Tabela 64 mostra os valores de τ_1 e τ_2 calculados através de (3.99) e da Tabela 62.

TABELA 64 – VALORES DE τ_1 E τ_2 OBTIDOS EXPERIMENTALMENTE.

	C_A	C_B	C_C	C_D
τ_1	$- 4.107 \times 10^{-5}$	$- 1.043 \times 10^{-4}$	$- 2.507 \times 10^{-4}$	$- 6.161 \times 10^{-4}$
τ_2	0.0369	0.0847	0.1815	0.7447

A Fig. 71 mostra a evolução de X_{cond} com a temperatura.

Através da observação das Figs. 70 e 71, assim como das Tabelas 63 e 64, pode-se concluir que a evolução de *ESR* e X_{cond} com a temperatura não é igual para os quatro condensadores analisados. Este fenómeno deve-se essencialmente às diferentes dimensões dos condensadores. Desta forma, pode-se justificar que, para os condensadores de maior capacidade, a variação de X_{cond} seja menor (τ_1). Com efeito, a expansão do electrólito é menos significativa em condensadores com maior capacidade, pois possuem armaduras de maior dimensão.



3.9 – Técnicas de diagnóstico de avarias *off-line*

Diversos autores e fabricantes referem que o melhor indicador de falha dos condensadores electrolíticos se manifesta pelo aumento da *ESR*. Assim, se o valor de *ESR* duplicar, então é aconselhável a substituição do condensador [94, 122, 140]. No entanto, outros factores podem traduzir a necessidade de substituição do condensador, tais como, a redução da capacidade em 20% ou o aumento de *DF* em 100 % [141].

Como ficou expresso no Capítulo 2, o facto dos parâmetros *ESR*, *C* ou *DF* terem atingido o seu limite não significa que o condensador não esteja em condições de operar, mas sim que a probabilidade de este vir a desenvolver uma falha do tipo estrutural aumenta significativamente. Por este motivo, considera-se que o condensador manifesta uma falha do tipo paramétrica, sendo aconselhável a sua substituição. Deste modo, o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico *off-line* baseia-se na identificação dos valores de *ESR*, *C* ou *DF*, sendo os referidos valores, posteriormente, comparados com os valores iniciais, para avaliar a necessidade de substituição do condensador.

Para avaliar a aplicabilidade das técnicas de diagnóstico propostas foi necessário envelhecer condensadores do mesmo tipo para as quatro séries utilizadas neste estudo (Tabela 4). Para o efeito, os condensadores foram sujeitos a rigorosos testes de envelhecimento (Tabela 66). Para melhor identificar os diferentes condensadores, estes serão designados da seguinte forma (Tabela 65):

TABELA 65 – DESIGNAÇÃO DOS CONDENSADORES UTILIZADOS NESTE ESTUDO.

	4700 μF , 25 V	2200 μF , 25 V	1000 μF , 50 V	220 μF , 200 V
Novos	C _A	C _B	C _C	C _D
Envelhecidos	C _{A1}	C _{B1}	C _{C1}	-
Fortemente envelhecidos	C _{A2}	C _{B2}	C _{C2}	C _{D2}

A Tabela 66 caracteriza os testes de envelhecimento a que os condensadores foram sujeitos.

TABELA 66 – TESTES DE ENVELHECIMENTO.

	C _{A1} , C _{B1} e C _{C1}	C _{A2}	C _{B2}	C _{C2}	C _{D2}
Tempo do teste	3.5 h	9 h	7 h	5.5 h	1 h
Temperatura	160 °C				200 °C

Após os testes de envelhecimento, os parâmetros *ESR* e X_{cond} foram medidos através de um analisador de impedância *Agilent HP 4294*. Os resultados podem ser observados na Fig. 72.

A Fig. 72 reitera as observações expostas no Capítulo 2, isto é, *ESR* aumenta com o tempo de vida, devido à redução do volume do electrólito, o que promove o aumento da resistividade; da mesma forma que a reactância capacitiva aumenta, pois a capacidade diminui, visto que a superfície de contacto entre o dieléctrico e o electrólito diminui. Além disso é possível observar que o efeito da frequência na *ESR* se manifesta de forma diferente em condensadores com diferentes graus de envelhecimento. Assim, no caso de um condensador pouco envelhecido a variação da *ESR* resulta da redução do electrólito. Neste caso, DF_{ox} e C não sofrem grandes modificações provocadas pelo envelhecimento, logo a variação para frequências mais baixas será mais reduzida do que para frequências mais elevadas, como se pode concluir a partir de (2.10). No entanto, no caso de condensadores fortemente envelhecidos, os valores DF_{ox} e C são fortemente modificados, tendo estes parâmetros maior influência na variação total da *ESR* que a resistência do electrólito. Por este motivo, a variação da *ESR* provocada pelo envelhecimento, no caso de condensadores fortemente envelhecidos, é mais significativa para baixas frequências do que para frequências elevadas. Estes fenómenos podem ser observados em mais detalhe nas Fig. 72.

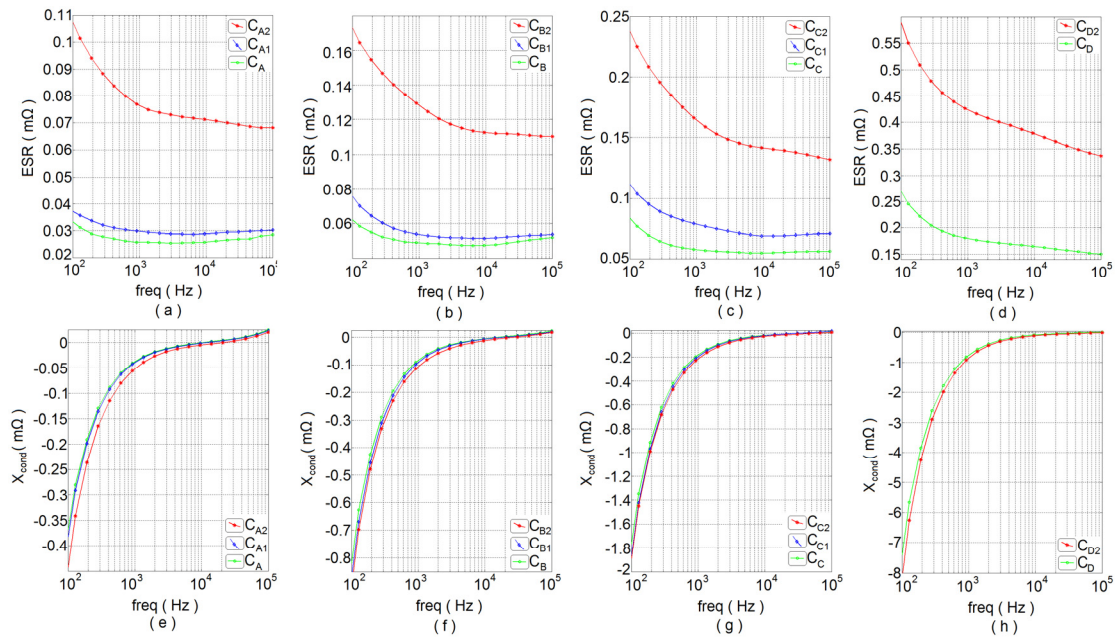


Fig. 72. Evolução de ESR (a, b, c, d) e X_{cond} (e, f, g, h) com a frequência para os condensadores: (a, e) C_A , C_{A1} e C_{A2} , (b, f) C_B , C_{B1} e C_{B2} , (c, g) C_C , C_{C1} e C_{C2} e (d, h) C_D e C_{D2} .

Após o envelhecimento dos condensadores foi necessário desenvolver métodos de medida que permitissem estimar os valores de ESR e C do condensador. Para o efeito, qualquer uma das técnicas *off-line* apresentadas nas secções anteriores poderá ser usada. Assim:

- A técnica 1, baseada no filtro LC , permite calcular o valor de ESR para as frequências de 5 kHz e 10 kHz . No entanto, apesar da sua simplicidade, revela ser a menos precisa e exacta.
- A técnica 2, baseada no filtro RC , permite estimar tanto ESR como C para um intervalo de frequências bastante significativo, com bastante precisão e exactidão. A frequência de 1 kHz mostra ser a mais precisa e exacta [142].
- A técnica 3, baseada no amplificador classe D, permite estimar ESR e C para a frequência de 1 kHz . Esta técnica de medida revela ser bastante exacta, mas a sua precisão é inferior às das técnicas 2 e 4.
- A técnica 4, baseada num circuito de carga e descarga do condensador, permite estimar ESR e C para um intervalo de frequências bastante grande, com bastante precisão e exactidão, em particular para a frequência de 1 kHz .

Além das soluções propostas nas secções anteriores, nesta secção propõem-se novas soluções para avaliar o estado do condensador, cuja principal vantagem consiste na simplicidade e logística necessária para a sua implementação. Um método bastante

simples consiste na utilização de um transformador e uma fonte de alimentação *DC* (Fig. 73) para criar uma corrente e tensão aproximadamente sinusoidais no condensador. Este método de medida será designado por técnica 5.

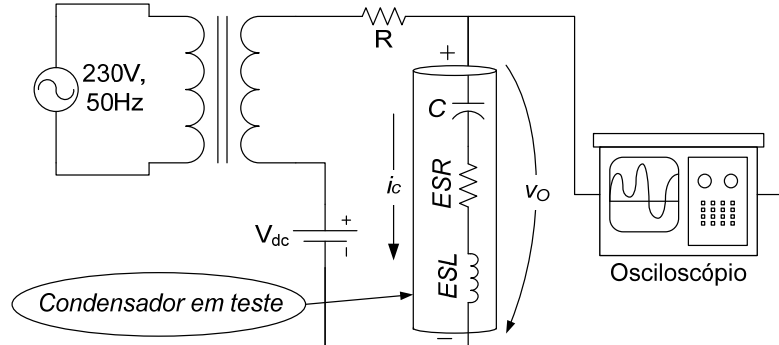


Fig. 73. Protótipo utilizado para estimar o valor de *ESR* e *C* para a frequência de 50 *Hz*.

Em seguida, recorrendo ao algoritmo da *DFT* (equações (3.65)-(3.70)) é possível calcular o valor de *ESR* e X_{cond} , para a frequência de 50 *Hz*. A simplicidade do protótipo proposto torna o método bastante apetecível. Neste caso, o protótipo experimental é bastante mais simples do que o de qualquer uma das técnicas propostas anteriormente. No entanto, é necessário um osciloscópio digital para adquirir as formas de onda da tensão e corrente no condensador.

Outra solução, igualmente bastante simples, requer a utilização do amplificador classe *AB* apresentado na Fig. 46, o circuito da Fig. 44, e de um multímetro digital. No caso, foi utilizado um multímetro digital *Tektronix TX3*, para medir o valor eficaz da corrente e tensão no condensador, para diferentes frequências de operação. Assim, o osciloscópio digital é dispensado tornando o método proposto bastante mais económico. Este método de medida será designado por técnica 6.

Como a impedância do condensador (Z_{cond}) para frequência inferiores a 20 *kHz* pode ser aproximada a:

$$|Z_{cond}(f)| = \sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f \times C}\right)^2} \quad (3.100)$$

então reescrevendo (3.100):

$$|Z_{cond}(f)|^2 = K_1 + \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f}\right)^2 \times K_2, \begin{cases} K_1 = ESR^2 \\ K_2 = C^{-2} \end{cases} \quad (3.101)$$

e recorrendo ao algoritmo *LMS* é possível estimar o valor de *ESR* e *C* que melhor representam a evolução de (Z_{cond}) com a frequência:

$$\begin{bmatrix} N & \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f_i} \right)^2 \\ \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f_i} \right)^2 & \sum_{i=1}^N \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f_i} \right)^4 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^N (Z_{condi}^2) \\ \sum_{i=1}^N \left(Z_{condi}^2 \times \left(\frac{1}{2 \times \pi \times f_i} \right)^2 \right) \end{bmatrix} \quad (3.102)$$

onde f_i , Z_{condi} e N representam as frequências de medida, os valores de Z_{condi} calculados experimentalmente e o número de frequências de teste.

No entanto, importa recordar que os valores de *ESR* e *C* estimados não representam a *ESR* e *C* para uma frequência específica, representam simplesmente os valores que melhor reproduzem a equação (3.100) para as diferentes frequências de teste. O valor de *ESR* estimado é bastante próximo do valor de *ESR* a 20 kHz e o valor de *C* estimado bastante próximo do valor de *C* para as frequências mais baixas (< 100 Hz), em particular, para condensadores cuja frequência de ressonância é superior a 20 kHz. Deste modo, é possível avaliar a variação de *ESR* e X_{cond} com o envelhecimento.

Para avaliar a aplicabilidade das novas técnicas de medida propostas nesta secção, foram realizados alguns testes para os condensadores caracterizados na Tabela 65.

Assim, relativamente à técnica baseada no protótipo da Fig. 73 e caracterizado na Tabela 67 (técnica 5), após aquisição da corrente e tensão nos condensadores em teste (Fig. 74) obtiveram-se os valores de *ESR* e *C* para a frequência de 50 Hz. Em seguida, realizou-se a comparação dos valores estimados com os valores de referência para as mesmas condições de operação (20 °C, 50 Hz), fornecidos pelo analisador de impedância HP 4294, de forma a avaliar a exactidão do método proposto. Este estudo pode ser observado na Tabela 68.

TABELA 67 – CARACTERÍSTICAS DO PROTÓTIPO DA FIG. 73.

Transformador monofásico			R
Primário	Secundário	Potência	12 Ω
230 V	6 V	18 W	

Através da análise da Tabela 68, pode-se concluir que os erros são bastante diminutos. O erro máximo na identificação de *ESR* é inferior a 8.5 %, enquanto que, o erro máximo no cálculo de *C* é inferior a 3.5 %, o que permite a utilização da técnica 5

como técnica de diagnóstico *off-line*, visto que os valores de *ESR* e *C* podem variar até 100 % e 20 % respectivamente, quando o condensador atinge o seu limite de vida.

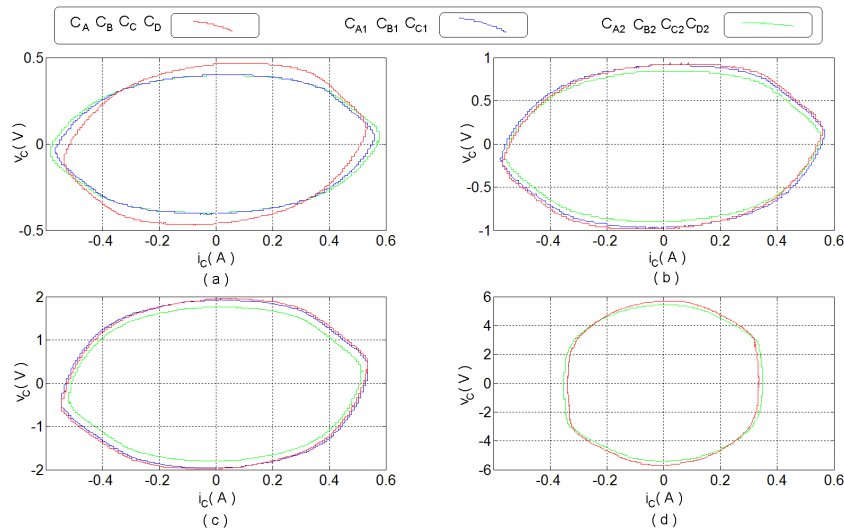


Fig. 74. Resultados experimentais da corrente e tensão no condensador, obtidos através do protótipo da Fig. 73, para: (a) C_A , C_{A1} e C_{A2} ; (b) C_B , C_{B1} e C_{B2} ; (c) C_C , C_{C1} e C_{C2} e (d) C_D e C_{D2} .

TABELA 68 – VALORES ESTIMADOS DE *ESR* E *C* (TÉCNICA 5).

Condensadores	<i>ESR</i>		<i>C</i>	
	Técnica 5	Erro	Técnica 5	Erro
C_A	40.6 mΩ	0.2 %	4577.2 μF	3.0 %
C_{A1}	45.8 mΩ	2.7 %	4411.1 μF	3.4 %
C_{A2}	141.2 mΩ	8.4 %	3659.7 μF	2.7 %
C_B	80.5 mΩ	2.5 %	2022.0 μF	1.7 %
C_{B1}	100.5 mΩ	4.4 %	1905.2 μF	1.8 %
C_{B2}	196.1 mΩ	4.4 %	1869.3 μF	2.9 %
C_C	106.6 mΩ	2.1 %	929.0 μF	0.7 %
C_{C1}	141.0 mΩ	1.9 %	889.9 μF	1.8 %
C_{C2}	285.6 mΩ	0.3 %	876.5 μF	0.9 %
C_D	334.6 mΩ	8.4 %	218.8 μF	0.2 %
C_{D2}	693.8 mΩ	6.1 %	200.5 μF	0.5 %

Na Fig. 75 realiza-se a comparação entre os valores de *ESR* e *C* dos condensadores envelhecidos e fortemente envelhecidos com os condensadores novos, obtidos através da técnica 5.

Através da observação da Fig. 75 pode-se concluir que os condensadores C_{A2} , C_{B2} , C_{C2} e C_{D2} devem ser substituídos, visto que o valor de *ESR* aumentou, pelo menos 100%, quando comparado com o valor de *ESR* de um condensador novo do mesmo tipo. No caso de C_{A2} verifica-se mesmo que *C* também ultrapassou o seu limite, tendo

reduzido mais de 20 %. Pode-se então concluir que a técnica 5 permite avaliar o estado do condensador e, assim, a necessidade ou não da sua substituição.

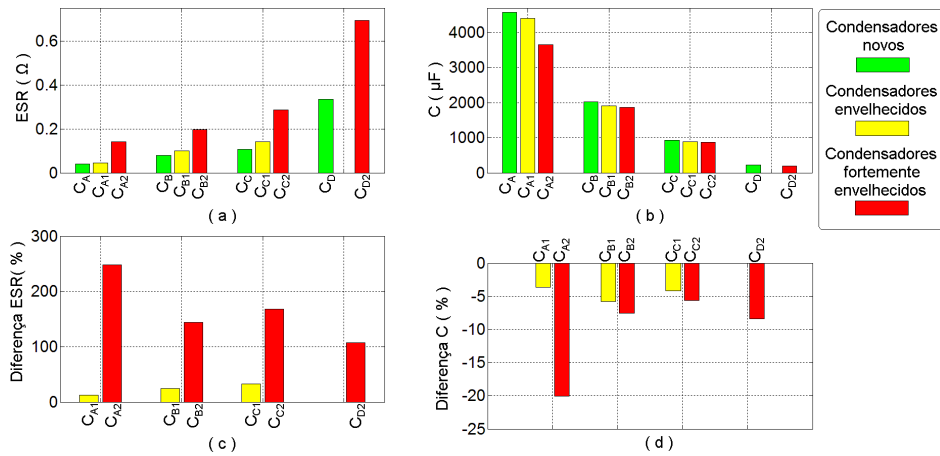


Fig. 75. Comparação entre os valores de ESR (a,c) e C (b,d) dos condensadores envelhecidos e fortemente envelhecidos, com os condensadores novos, obtidos através da técnica 5.

Em seguida, implementou-se a técnica 6 a fim de avaliar a sua aplicabilidade. Neste caso, não é possível avaliar a sua exactidão visto que os valores de ESR e C não correspondem a uma frequência específica. Pode-se, no entanto, testar a referida técnica no que respeita à avaliação do estado dos condensadores.

Desta forma, efectuou-se a medida do valor eficaz da corrente e tensão para diferentes frequências: 100 Hz, 500 Hz, 1 kHz, 5 kHz, 10 kHz e 20 kHz, recorrendo a um multímetro digital, para os onze condensadores considerados na Tabela 66. Em seguida calculou-se a impedância dos condensadores. No seguimento obteve-se a solução da equação (3.102) a fim de estimar os valores de ESR e C que melhor modelizam a equação (3.100).

A Fig. 76 mostra a evolução da impedância dos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} com a frequência, conjuntamente com a curva teórica (3.100), a qual foi desenhada após o cálculo de K_1 e K_2 .

Após o cálculo de K_1 e K_2 é possível determinar os valores de ESR e C que melhor representam a equação (3.100). A Fig. 77 exhibe a comparação entre os valores de ESR e C dos condensadores envelhecidos e fortemente envelhecidos com os dos condensadores novos, obtidos através da técnica 6.

A Fig. 77 permite concluir que os condensadores C_{A2} , C_{B2} e C_{C2} devem ser substituídos, visto que o valor de ESR aumentou pelo menos 100% quando comparado com o valor de ESR de um condensador novo do mesmo tipo. Além disso, pode-se inferir que o condensador C_{D2} se encontra muito perto do seu limite de vida, visto que o

valor de ESR se encontra bastante próximo do seu limite. No que respeita à variação do valor de C , verifica-se que a capacidade de C_{A2} se encontra muito próxima do seu limite, revelando a necessidade de substituição do condensador.

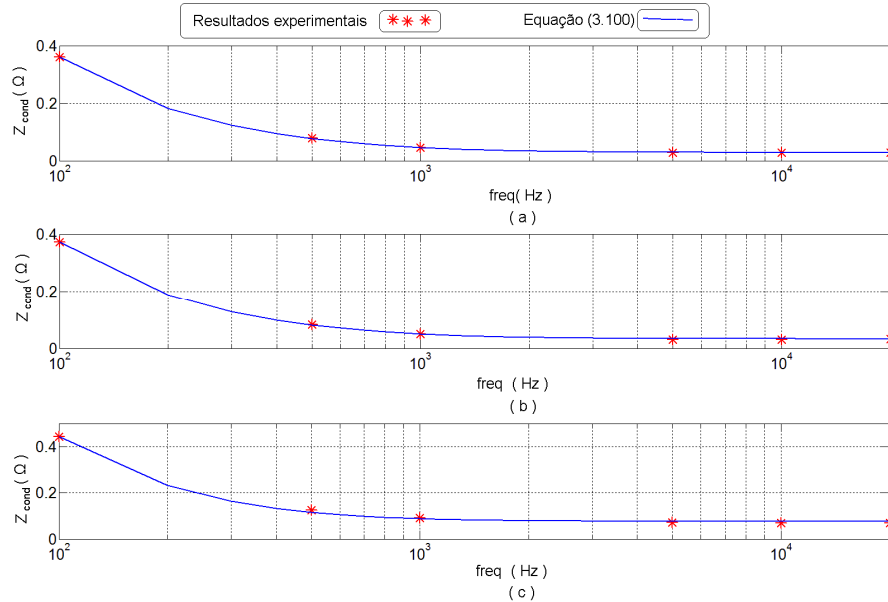


Fig. 76. Evolução da impedância (Z_{cond}) com a frequência, para os condensadores: (a) C_A , (b) C_{A1} e (c) C_{A2} (resultados experimentais e equação (3.100)).

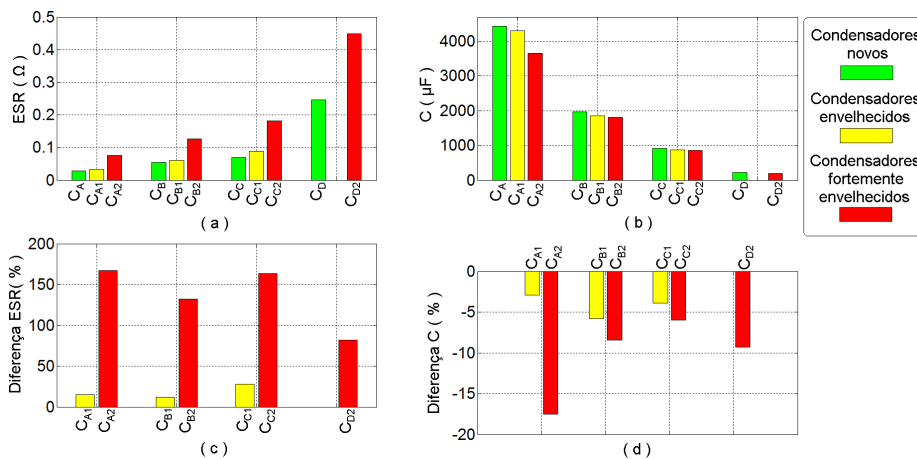


Fig. 77. Comparação entre os valores de ESR (a,c) e C (b,d) dos condensadores envelhecidos e fortemente envelhecidos com os dos condensadores novos, obtidos através da técnica 6.

Em suma, a técnica 6 permite retirar conclusões semelhantes às da técnica 5. Desta forma, pode-se concluir que a mesma também pode ser utilizada como método de diagnóstico *off-line*.

Na análise realizada nos parágrafos anteriores consideram-se como referência os valores de ESR e C de um condensador novo do mesmo tipo do condensador em análise. Este tipo de análise pode conduzir a erros na avaliação do estado actual do

condensador em teste, visto que os valores de *ESR* e *C* variam de condensador para condensador; sobretudo no que respeita à capacidade, cujo valor possui uma tolerância de 20 %, podendo esta situação conduzir a análises erróneas do estado do condensador.

Desta forma, propõem-se diversas soluções para colmatar este problema, as quais se encontram sintetizadas na Tabela 69 [142].

TABELA 69 – DIFERENTES METODOLOGIAS PARA AVALIAR O ESTADO DOS CONDENSADORES [142].

Método	Síntese
1	Utilizar o valor <i>DF</i> fornecido pelo fabricante a 120 Hz como valor de referência (para um condensador novo), e compará-lo com o valor actual para as mesmas condições de operação (temperatura e frequência). Se o valor actual de <i>DF</i> ultrapassar o valor limite do condensador (duas vezes o valor de <i>DF</i> fornecido pelo fabricante), então o condensador deverá ser substituído. Esta metodologia pode ser facilmente implementada recorrendo aos métodos <i>off-line</i> de medida 2 e 4.
2	Medir o valor da capacidade do condensador quando novo, armazená-lo e utilizá-lo como referência. Se o valor actual da capacidade se reduzir em mais de 20 %, quando comparado com o valor de referência, então o condensador deverá ser substituído. Estas medidas deverão ser efectuadas para a frequência de 120 Hz pois a exactidão na medida de <i>C</i> dos métodos de medida <i>off-line</i> 2 e 4 aumenta para frequências mais baixas. Podem no entanto, ser utilizados os métodos <i>off-line</i> de medida 3 e 5, sendo nestes casos utilizadas as frequências de medida de 1 kHz e 50 Hz, respectivamente.
3	Medir o valor de <i>ESR</i> do condensador quando novo, armazená-lo e utilizá-lo como referência. Se o valor actual de <i>ESR</i> duplicar quando comparado com o valor de referência, então o condensador deverá ser substituído. Estas medidas deverão ser efectuadas a 1 kHz, pois a exactidão dos métodos de medida <i>off-line</i> 2, 3 e 4 é maior para 1 kHz. Pode, no entanto, ser utilizada o método de medida <i>off-line</i> 5, sendo neste caso utilizada a frequência de medida de 50 Hz.
4	Calcular o valor típico de <i>ESR</i> de um condensador novo através de uma amostra de dez condensadores novos do mesmo tipo do condensador em análise. Este pode ser obtido através do cálculo da média dos dez valores de <i>ESR</i> medidos. Importa, no entanto, garantir que a dispersão dos valores de <i>ESR</i> em relação à média não ultrapasse os 20%. Em seguida, pode-se utilizar o valor típico como valor de referência. Através da comparação do valor actual de <i>ESR</i> do condensador em análise com o valor de referência, considerando as mesmas condições de operação, é possível avaliar o seu estado. Estas medidas deverão ser efectuadas a 1 kHz caso se utilizem as técnicas de medida <i>off-line</i> 2,3 e 4. Pode, também, ser utilizado o método <i>off-line</i> de medida 5 para uma frequência de operação de 50 Hz.
5	Calcular o valor típico de <i>C</i> de um condensador novo através de uma amostra de dez condensadores novos do mesmo tipo do condensador em análise. Este pode ser obtido através do cálculo da média dos dez valores de <i>C</i> medidos. Importa, no entanto, garantir que a dispersão dos valores de <i>C</i> em relação à média, não ultrapasse os 5 %. Em seguida, pode-se utilizar o valor típico como valor de referência. Através da comparação do valor actual de <i>C</i> do condensador em análise, considerando as mesmas condições de operação, com o valor de referência, é possível avaliar o seu estado. Estas medidas deverão ser efectuadas a 120 Hz, caso se utilizem as técnicas de medida <i>off-line</i> 2 e 4. Podem também ser utilizados os métodos <i>off-line</i> de medida 3 e 5 para as frequências de operação de 1 kHz e 50 Hz, respectivamente.
6	Alguns fabricantes fornecem os valores típicos de <i>ESR</i> a 120 Hz. Nesse caso, este valor poderá ser utilizado como referência. Desta forma, será necessário medir a <i>ESR</i> a 120 Hz, podendo ser utilizados os métodos <i>off-line</i> de medida 2 e 4 para o efeito.

Como foi referido em secções anteriores, o facto dos parâmetros do condensador terem atingido o seu limite não significa que o condensador manifeste uma avaria do tipo estrutural (circuito aberto ou curto-circuito), podendo operar ainda durante algum

tempo. No entanto, a probabilidade de avarias estruturais surgirem aumenta significativamente. Por esse motivo, algumas das metodologias (Tabela 69) apresentadas são mais conservativas que outras. Neste particular, convém referir que a metodologia 1 peca por ser a menos conservativa, devido ao facto do valor de DF fornecido pelo fabricante possuir um erro significativo, sendo por este motivo aconselhável, em aplicações cuja fiabilidade constitua uma exigência fulcral, a utilização das restantes metodologias.

As soluções apresentadas, no que respeita aos métodos *off-line* de medida, manifestam a necessidade de remover o condensador do circuito onde este se encontra a operar. Esta tarefa, revela-se muitas vezes complexa podendo, durante este processo, danificar-se o equipamento. Para evitar esta situação, alguns dos métodos propostos podem ser implementadas sem haver necessidade de remover o condensador. Esta problemática será desenvolvida nos parágrafos seguintes, e para o efeito será utilizada uma fonte de alimentação comutada (conversor *buck*).

Nesta secção será utilizado método *off-line* 5 para avaliar o estado dos três condensadores pertencentes ao filtro de saída de um conversor *buck*, sem remoção dos mesmos. O protótipo utilizado pode ser observado na Fig. 78.

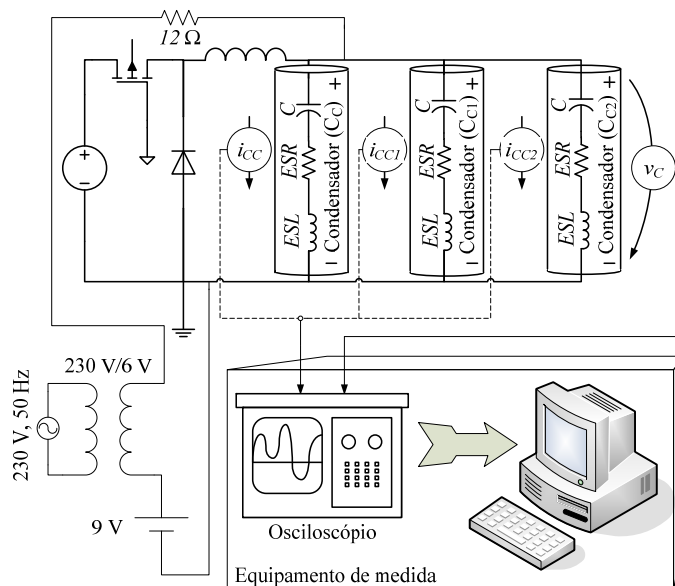


Fig. 78. Diagrama de blocos do protótipo experimental utilizado para a implementação da técnica *off-line* de medida 5, sem remover os condensadores do filtro de saída do conversor *buck* [142].

Através da análise do diagrama da Fig. 78 pode-se concluir que a corrente sinusoidal injectada pelo transformador irá atravessar apenas os condensadores, visto que o diodo se encontra inversamente polarizado, e o transistor está *off*.

A Fig. 79 mostra as formas de onda da corrente, obtidas através do sensor de corrente (transformador de corrente de efeito Hall do tipo *Telcon HTP 50*), e da tensão nos diferentes condensadores, adquiridas através de um osciloscópio digital *Tektronix TDS 1012* com ligação a um *PC*.

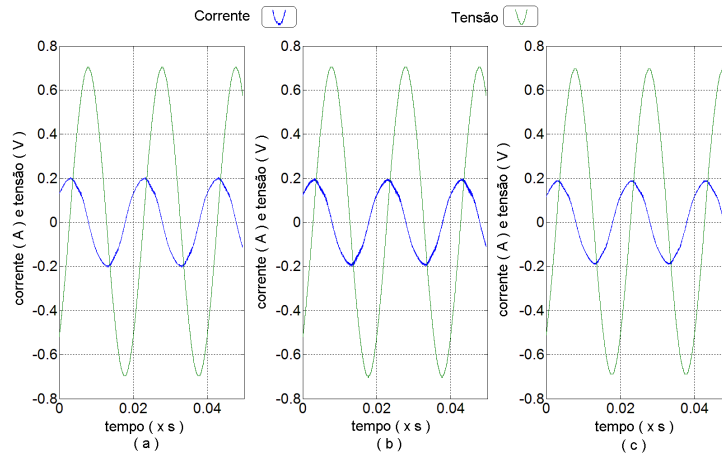


Fig. 79. Formas de onda da corrente e tensão nos condensadores: (a) C_C , (b) C_{C1} e (c) C_{C2} .

Após a aquisição e tratamento das formas de corrente e tensão nos condensadores, utilizou-se o algoritmo da *DFT* e as equações (3.69) e (3.70) para extrair os valores de *ESR* e *C*. A Tabela 70 mostra os valores obtidos, assim como os erros após comparação com os valores medidos com o analisador de impedâncias *HP 4294*, para as mesmas condições de funcionamento (50 Hz, 20 °C)

TABELA 70 – *ESR* E *C* ESTIMADOS ATRAVÉS DO MÉTODO *OFF-LINE* DE MEDIDA 5 E RESPECTIVOS ERROS, PARA OS TRÊS CONDENSADORES PERTENCENTES AO PROTÓTIPO DA FIG. 78.

Condensadores		C_C	C_{C1}	C_{C2}
<i>ESR</i>	valor	0.1112 Ω	0.1464 Ω	0.2726 Ω
	erro	1.0 %	0.4 %	5.3 %
<i>C</i>	valor	916.6 μF	881.5 μF	868.8 μF
	erro	3.3 %	4.4 %	3.6 %

Como se pode concluir a partir da tabela anterior, a técnica proposta apresenta elevada exactidão; logo pode ser utilizada para avaliar o estado dos condensadores electrolíticos do filtro de saída de fontes de alimentação comutadas, sem ser necessário removê-los.

A grande maioria das topologias de fontes de alimentação comutadas possui um filtro *LC*, que se encontra isolado a montante por um ou mais díodos e um ou mais transístores caso a tensão *gate-source* seja nula, como é o caso do conversor *buck*. Deste

modo, se for injectada uma corrente sinusoidal pela carga é possível avaliar o estado dos condensadores do filtro de saída, recorrendo ao método 2 ou método 5, sem remover os condensadores do circuito onde estes se encontram colocados. Esta solução foi implementada com bastante sucesso em [142] recorrendo ao método *off-line* 2, para um conversor *buck*, podendo igualmente ser implementada para outras topologias, tais como, conversores *buck-boost*, *boost*, *flyback*, *forward*, *push-pull*, *meia-ponte* e *ponte completa*.

3.10 – Resumo

Neste capítulo ficou demonstrado que as técnicas *off-line* de medida possuem um papel fulcral em electrónica, em particular, na fase de concepção de diversos equipamentos de electrónica e na implementação de técnicas de diagnóstico *off-line* e *on-line*.

A logística subjacente ao desenvolvimento das referidas técnicas permite que com poucos recursos, isto é, de forma bastante económica e simples, caracterizar o circuito equivalente de condensadores electrolíticos de alumínio com a frequência e temperatura, ao invés de utilizar analisadores de impedância ou medidores de *LCR*, equipamento nem sempre disponível e particularmente caro. A identificação do circuito equivalente do condensador é deveras importante para a concepção do circuito de potência e controlo de fontes de alimentação comutadas, assim como na implementação de técnicas de diagnóstico *off-line* e *on-line*.

No presente capítulo foram apresentados diversos métodos *off-line* de medida, alguns dos quais se baseiam na injeção de uma corrente sinusoidal no condensador. Deste grupo destacam-se duas soluções: uma baseia-se num circuito amplificador *classe AB*, enquanto a outra recorre a um amplificador *classe D*. Em qualquer dos casos e recorrendo ao algoritmo *DFT* é possível extrair o módulo e fase das formas de onda de corrente e tensão no condensador, a partir dos quais se consegue calcular o valor de *ESR* e *C* do condensador. Outros algoritmos foram igualmente utilizados aquando da utilização do protótipo baseado no amplificador *classe AB*, que se revelaram de uma elevada precisão e exactidão.

Além dos métodos *off-line* descritos no parágrafo anterior, apresentou-se uma outra solução baseada na injeção de uma corrente aproximadamente quadrada no

condensador. Recorrendo ao algoritmo *LMS* foi possível extrair os valores de *ESR* e *C* através das formas de onda da corrente e tensão no condensador.

Os referidos métodos de medida permitem caracterizar o circuito equivalente do condensador com a temperatura e frequência, mas também avaliar o seu estado. Para o efeito basta comparar o valor actual de *ESR* e de *C* com o valor de referência de um condensador novo do mesmo tipo, considerando as mesmas condições de funcionamento (frequência e temperatura).

Não obstante o facto das referidas técnicas serem *off-line*, a sua implementação sem extracção dos condensadores do circuito onde estes se encontram é possível, tal como ficou demonstrado neste capítulo, o que reitera a importância das referidas técnicas no âmbito dos métodos de diagnóstico.

4 – Métodos de Diagnóstico *On-Line*

Não obstante o aumento da qualidade e a fiabilidade dos sistemas electrónicos, as falhas destes equipamentos são ainda comuns. Por esse motivo, o tema do diagnóstico de avarias tem despertado particular interesse nos últimos anos [143], em especial, em conversores electrónicos de potência [38, 39, 43-45, 90, 95, 121-123, 140, 144-158].

Os condensadores electrolíticos são um dos componentes mais utilizados em aplicações de electrónica de potência revelando-se, no entanto, um dos elementos mais críticos dessas aplicações [38, 43, 45, 90, 95, 122, 140, 150, 157, 159, 160]. Desta forma, torna-se imperativo o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico que permitam detectar atempadamente avarias nestes equipamentos, impedindo paragens indevidas, que podem colocar em perigo vidas humanas, aumentar substancialmente os custos de manutenção, ou mesmo, danificar irremediavelmente o equipamento onde estes estão inseridos.

No capítulo anterior foram apresentadas diferentes soluções que permitem avaliar o estado dos condensadores recorrendo-se, para o efeito, a técnicas *off-line*. As mais-valias destas técnicas residem na sua simplicidade, baixo custo e exactidão. No entanto, a sua implementação exige que o equipamento onde o condensador está a operar seja desligado, o que para certas aplicações se revela impraticável. Nestes casos,

é essencial o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico *on-line* que permitam em qualquer momento avaliar o estado do condensador. Desta forma, garante-se que o equipamento não interrompa o seu serviço, excepto por motivos de manutenção, sendo possível programar o período de paragem que menos inconvenientes possa causar.

4.1 – Retrospectiva

O tema do diagnóstico de avarias em condensadores electrolíticos tem sido objecto de muitos trabalhos de investigação, particularmente, em circuitos de electrónica de potência, tais como, fontes de alimentação comutadas, *UPS* ou no barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade. A grande maioria destes trabalhos baseiam-se na estimação dos parâmetros eléctricos do condensador (*ESR* e *C*), sendo menos comum a utilização do volume do electrólito para avaliar o seu estado. Estes trabalhos baseiam-se exclusivamente em técnicas de diagnóstico *on-line*.

Em [121] é apresentada uma técnica de diagnóstico de avarias em condensadores electrolíticos utilizados no filtro de saída de conversores *DC-DC* comutados do tipo *flyback*. Este método baseia-se no facto de a corrente do condensador ser aproximadamente uma onda quadrada. Os autores partiram do pressuposto que a constante de tempo de cada circuito equivalente, correspondente a cada um dos estados, é muito superior ao período de comutação do conversor. Desta forma, obtiveram uma relação analítica entre as formas de onda da corrente e tensão no condensador que permite estimar o valor de *ESR* do condensador, para o conversor a operar em regime permanente. Este método foi validado através de resultados experimentais, tendo sido realizados testes de envelhecimento acelerados nos condensadores estudados (condensadores com capacidade, tensão e temperatura nominais de 470 μF , 25 V e 105 °C, respectivamente). Os condensadores foram sujeitos a condições de temperatura e tensão nominais durante diversas horas, podendo o resultado destes testes ser observado na Fig. 80, onde $\frac{\Delta C}{C}$, Δw e t , representam, respectivamente, a variação da capacidade em percentagem, a perda do electrólito (em *miligramas*) e o tempo de envelhecimento (em *horas*).

Os resultados dos testes de envelhecimento (Fig. 80) mostram que a capacidade diminui com a redução do electrólito do condensador e com o número de horas do teste, o que pode ser explicado pela redução da superfície de contacto entre o dieléctrico e o

cátodo (electrólito). Já *ESR* aumenta significativamente com o número de horas do teste devido à redução do electrólito que, por sua vez, conduz a uma redução da condutividade. Os valores de *C* e *ESR* foram medidos à frequência de 120 *Hz* e de 50 *kHz*, respectivamente.

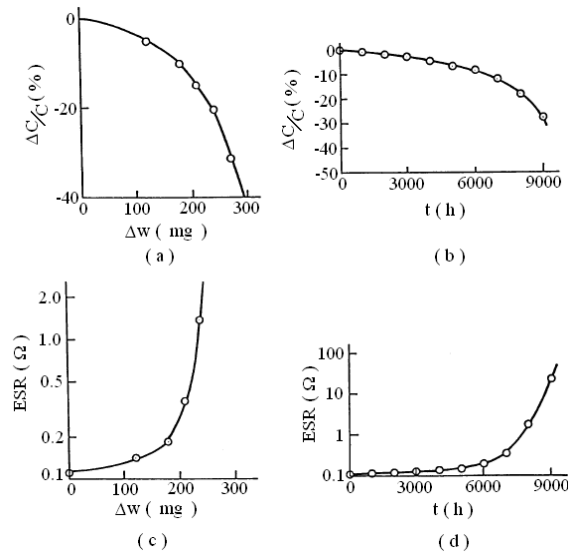


Fig. 80. Evolução de $\Delta C/C$ com a perda de electrólito (a); tempo de envelhecimento (b); evolução da *ESR* com a perda de electrólito (c) e tempo de envelhecimento (d) [121].

Um dos pressupostos para a implementação do método proposto em [121] é o facto de não se considerar o efeito da *ESL*. Desta forma, o *ripple* da tensão de saída do condensador é expresso pela equação:

$$\Delta v_o = ESR \Delta i_c + \Delta v_c \quad (4.1)$$

Na Fig. 81 é possível observar as curvas teóricas do *ripple* da corrente no condensador (Δi_c), da tensão de saída (Δv_o) e da componente da tensão de saída devida exclusivamente à capacidade (Δv_c) para um conversor *flyback*. As referidas curvas foram desenhadas considerando o regime permanente. Além disso, considerou-se que as constantes tempo, dos circuitos correspondentes a cada um dos estados, são bastante superiores ao período de comutação.

Desta forma, considerando que o valor de *ESR* é muito inferior à resistência de carga, é possível determinar o valor pico-a-pico de Δv_c , recorrendo às curvas teóricas apresentadas na Fig. 81.

$$\begin{cases} i_c = C \frac{dv_c}{dt} \\ i_c \cong I_o \Rightarrow \frac{\Delta V_c}{D_1 T} = \frac{I_o}{C} \Rightarrow \Delta V_c = \frac{I_o}{C} D_1 T \\ \frac{dv_c}{dt} = \frac{\Delta V_c}{D_1 T} \end{cases} \quad (4.2)$$

representando C , D_1 , T , I_o e ΔV_c a capacidade, o *duty cycle*, o período, o valor médio da corrente de saída e o valor pico-a-pico de Δv_c , respectivamente.

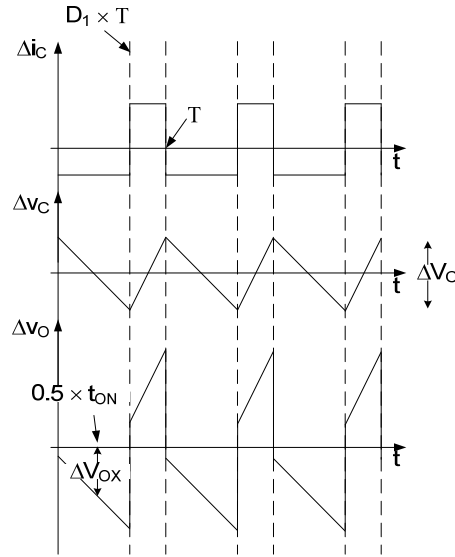


Fig. 81. Formas de onda teóricas de Δi_c , Δv_c e Δv_o de um conversor *flyback*, a operar em regime permanente [121].

Recorrendo novamente à Fig. 81, e considerando o estado de condução, é possível escrever:

$$\begin{cases} \Delta v_c \cong \frac{\Delta V_c}{2} - \frac{\Delta V_c}{D_1 T} t \\ i_c \cong C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{\Delta V_c}{D_1 T} C \end{cases} \Rightarrow \Delta v_o = ESR \left(-\frac{\Delta V_c}{D_1 T} C \right) + \frac{\Delta V_c}{2} - \frac{\Delta V_c}{D_1 T} t \quad (4.3)$$

Utilizando a equação anterior e as formas de onda da Fig. 81, é possível chegar à expressão analítica que permite determinar o valor de *ESR* do condensador:

$$\Delta V_{ox} = \Delta v_o \left(\frac{D_1 T}{2} \right) = ESR i_c \cong ESR I_o \Rightarrow ESR \cong \frac{\Delta V_{ox}}{I_o} \quad (4.4)$$

Por outro lado, através da Fig. 81 e (4.2)-(4.4) é possível calcular o valor médio das componentes negativas de i_c e v_o :

$$\overline{i_{C \text{ negativa}}} = \frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} |i_C| dt = \frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} \frac{C \Delta V_C}{D_1 T} dt = \frac{C \frac{D_1 T}{C} I_O}{T} = D_1 I_O \quad (4.5)$$

$$\begin{aligned} \overline{\Delta v_{O \text{ negativa}}} &= \frac{1}{T} \int_0^{D_1 T} |\Delta v_O| dt = \left[-\frac{\Delta V_C}{D_1 T} \frac{t^2}{2} + \left(-\frac{ESR C \Delta V_C}{D_1 T} + \frac{\Delta V_C}{2} \right) t \right]_0^{D_1 T} \Rightarrow \\ \Rightarrow \overline{\Delta v_{O \text{ negativa}}} &= ESR D_1 I_O \end{aligned} \quad (4.6)$$

Logo, usando (4.5) e (4.6), é possível escrever:

$$ESR \cong \frac{\overline{\Delta v_{O \text{ negativa}}}}{\overline{i_{C \text{ negativa}}}} \quad (4.7)$$

Mais tarde, a técnica proposta em [121] foi aplicada com êxito em conversores do tipo *boost* e *buck-boost* a operar em *CCM* [161].

Uma nova técnica é apresentada em [45], para conversores do tipo *forward*. Neste caso, o valor de *ESR* é obtido através da relação entre o valor pico-a-pico do *ripple* da tensão de saída (Δv_O) e o valor pico-a-pico da corrente no condensador (Δi_C);

$$ESR \cong \frac{\Delta v_O}{\Delta i_C} \quad (4.8)$$

A Fig. 82 mostra as curvas teóricas da corrente na bobina e no condensador, assim como do *ripple* da tensão de saída de um conversor do tipo *forward*.

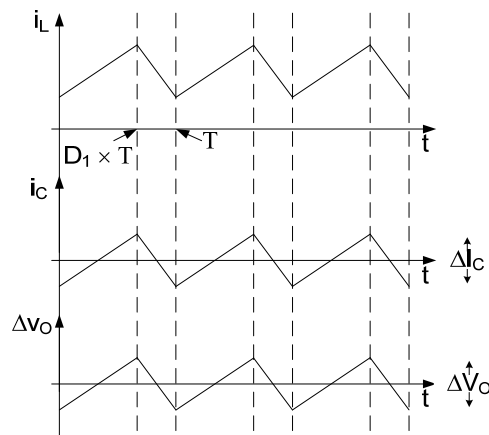


Fig. 82. Equações teóricas de i_L , i_C e Δv_O de um conversor *forward*, considerando o regime permanente [45].

A técnica proposta em [45] foi mais tarde implementada em conversores do tipo *buck* a operar em *CCM* [162] e a operar em modo descontínuo (*DCM*) [163]. Já em

[164] e [165] foi aplicada a técnica proposta em [121], para conversores do tipo *boost* e *buck-boost* a operar em *DCM*, respectivamente.

Apesar de as técnicas referidas revelarem elevada exactidão, os efeitos provocados pelas variações da carga e o efeito da temperatura não são considerados. Em [43] é apresentada uma solução na qual o efeito provocado pelas variações da carga é tido em consideração. Os autores utilizaram um conversor ressonante do tipo *forward* idêntico ao representado na Fig. 2, e demonstram que os condensadores electrolíticos utilizados no filtro de saída são responsáveis por mais de 70 % do total das falhas do conversor. O conversor utilizado é composto por três condensadores electrolíticos no filtro de saída. Para simular a avaria nos condensadores, os autores propõem duas soluções: a utilização de uma resistência não indutiva, em série com o condensador, e a utilização de condensadores envelhecidos. De forma a avaliar o estado dos condensadores, propõe-se uma relação entre a componente fundamental do *ripple* da tensão de saída do conversor e a resistência equivalente dos três condensadores. No entanto, a referida técnica não permite identificar qual o condensador que se encontra em pior estado, permitindo apenas avaliar o estado do conjunto dos três condensadores.

No entanto, para além dos efeitos provocados pelas variações da carga que podem condicionar a fiabilidade do método de diagnóstico, o valor de *ESR* é, também, dependente de outros factores, nomeadamente da temperatura. A temperatura do condensador varia com o valor eficaz da corrente que o atravessa, assim como com a temperatura ambiente.

Em [122] foi proposto um novo método de diagnóstico que permite não só estimar o valor de *ESR* de condensadores electrolíticos de alumínio utilizados em fontes de alimentação comutadas, como também possibilita estimar o tempo de funcionamento dos condensadores até à falha.

Neste estudo, foram utilizados os conversores representados nas Figs. 2 e 4. A implementação do referido método requer a aquisição da temperatura ambiente, da tensão de entrada e do *ripple* da tensão de saída, assim como da corrente de saída dos conversores.

Para evitar os erros provocados pelas variações da carga, o *ripple* da tensão de saída é filtrado à frequência da fonte de alimentação (Δv_{of}) através de filtros passa-banda cuja frequência central é igual à frequência de comutação da fonte de alimentação, sendo em seguida rectificado. Finalmente, é obtida a média do sinal rectificado, de forma a ser processado num computador.

No entanto, tanto Δv_{of} , como a temperatura à superfície do condensador ($Temp_C$), dependem não só de ESR , mas também do valor da tensão de entrada (V_{in}), da corrente de saída (I_O) e da temperatura ambiente ($Temp_A$), pelo que todos estes parâmetros carecem de ser medidos (Δv_{of} , I_O , V_{in} , $Temp_A$). Em seguida, os dados recolhidos são convertidos numa tensão DC de forma a serem processados pelo computador.

De forma a avaliar o estado do condensador, os autores desenvolveram um programa de computador que permite processar todos estes parâmetros de forma a determinar o tempo de vida do condensador. Para o efeito, é desenvolvido um sistema de referência para ambos os conversores, considerando-se condensadores novos, Fig. 83. Para tal, os conversores são sujeitos a diferentes condições de operação (I_O , V_{in} , $Temp_A$), a partir das quais é possível construir as matrizes tridimensionais (I_O , V_{in} e $Temp_A$) relativas aos parâmetros (Δv_{of} , $Temp_C$), como se pode observar na Fig. 83, as quais são armazenadas no sistema de referência.

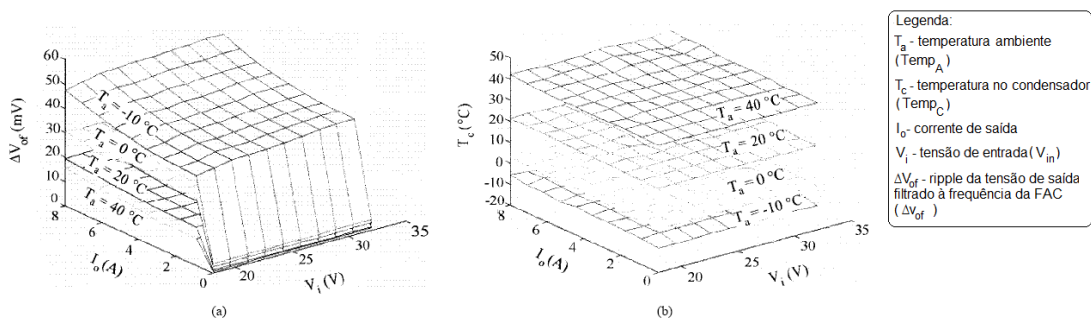


Fig. 83. Matrizes tridimensionais: (a) $\Delta v_{of}=f(I_O, V_{in}, Temp_A)$ e (b) $T_C=f(I_O, V_{in}, Temp_A)$, obtidas para o sistema de referência [122].

Após a construção dos sistemas de referência, é possível implementar o referido método. Durante o funcionamento dos conversores, o *software* determina os parâmetros (Δv_{of} , I_O , V_{in} , $Temp_A$). Em seguida, constroem-se as funções $\Delta v_{of} = f(Temp_A)$ e $Temp_C = f(Temp_A)$ para um condensador novo, recorrendo ao sistema de referência. Por outro lado, como a função $ESR=f(Temp_C)$ para um condensador novo é previamente conhecida, é possível deduzir a função $\Delta v_{of}=f(ESR)$ para um condensador novo, a qual depende apenas de I_O e V_{in} .

Assim, após comparar o valor actual de Δv_{of} com o valor correspondente para um condensador novo, é possível estimar o valor actual de ESR .

Para determinar o tempo de vida dos condensadores (t_r) para um determinado instante de tempo, os autores recorrem às curvas experimentais obtidas a partir dos

testes de envelhecimento realizados em condensadores semelhantes aos utilizados nos protótipos experimentais.

Os resultados dos testes de envelhecimento foram modelizados recorrendo à expressão:

$$\frac{1}{ESR(t)} = \frac{1}{ESR(0)} \times \left(1 - k \times t \times e^{\left(-\frac{4700}{Temp+273} \right)} \right) \quad (4.9)$$

onde $ESR(t)$, $Temp$, t , $ESR(0)$ e k representam o valor de ESR no instante de tempo t , a temperatura actual em °C, o tempo actual, o valor de ESR no instante de tempo $t_0=0$ e uma constante que depende da concepção e construção do condensador, respectivamente.

O valor k foi obtido através de algoritmos de *fitting*.

Assim, recorrendo à equação (4.9), e conhecendo os valores de $ESR(0)$, $Temp$ e o valor actual de ESR é possível determinar o tempo de funcionamento correspondente. Deste modo, o tempo de vida do condensador é estimado através diferença entre o tempo de funcionamento actual do conversor e o tempo de funcionamento de um condensador envelhecido.

A técnica proposta em [122] possui uma elevada exactidão, no entanto, requer um conjunto bastante significativo de medições antes mesmo de ser implementada, assim como um elevado número de sensores, o que torna a logística necessária para a sua implementação bastante complexa e onerosa [140]. Além disso, um dos pressupostos para a sua implementação baseia-se no facto de o mecanismo de envelhecimento dos diferentes condensadores pertencentes ao filtro de saída dos conversores ser semelhante.

Mais tarde, em [123], a mesma metodologia utilizada em [122] é aplicada no diagnóstico de avarias de condensadores electrolíticos utilizados no filtro de entrada e saída de dois conversores *DC-DC* comutados industriais: uma fonte de alimentação comutada assimétrica do tipo *forward* em meia ponte (40 *W*) e uma fonte de alimentação comutada simétrica do tipo *forward* em meia ponte (384 *W*).

Apesar da elevada exactidão dos métodos propostos em [122, 123], a técnica proposta possui algumas desvantagens, nomeadamente, os elevados custos logísticos, a dependência em relação à topologia do conversor utilizado, para além de não permitir detectar a falha num condensador se o filtro de saída do conversor for composto por vários condensadores em paralelo [140]. Desta forma, em [140] foi proposto um

módulo electrónico que pode ser integrado no condensador, o qual permite indicar o instante em que este deverá ser substituído. A técnica proposta baseia-se no facto de *ESR* ser o melhor indicador do estado do condensador. Assim, os autores recorrem ao *ripple* da tensão e corrente no condensador para deduzir o valor de *ESR*. De seguida, este é comparado com o valor de *ESR* de um condensador novo, de forma a avaliar o estado do condensador. Para evitar erros provocados pela variação da carga, ambas as componentes fundamentais da corrente e tensão no condensador são filtradas à frequência de comutação do conversor. Desta forma, é possível obter o valor de *ESR* através da equação (4.10):

$$ESR \cong \frac{\Delta v_{cf}}{\Delta i_{cf}} \quad (4.10)$$

onde Δv_{cf} e Δi_{cf} representam as componentes fundamentais do *ripple* da tensão e corrente no condensador, obtidos após filtragem e recorrendo a um conversor *RMS/DC* (Fig. 84).

Como *ESR* depende da temperatura, o seu efeito é também considerado, e modelizado através da equação (3.95).

A Fig. 84 representa o esquema da técnica proposta em [140].

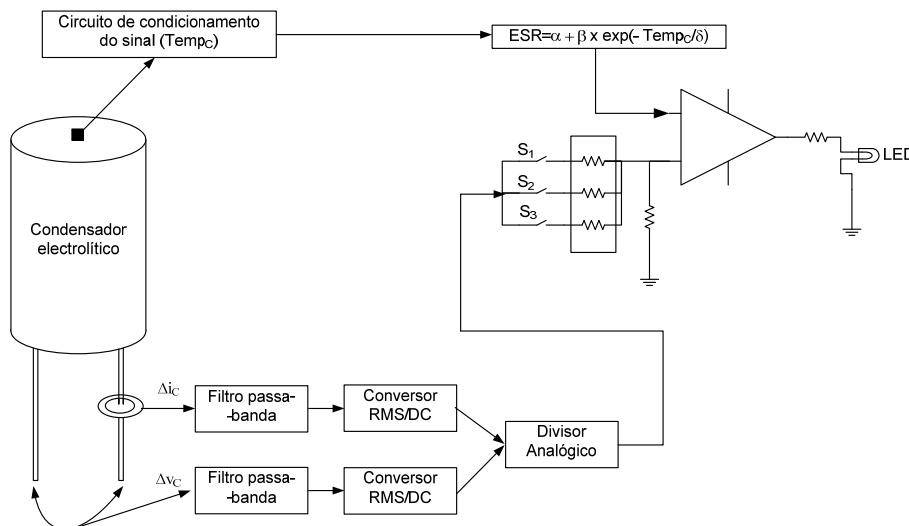


Fig. 84. Síntese da técnica proposta em [140].

Os interruptores S_1 , S_2 e S_3 permitem seleccionar qual o valor limite de *ESR* em relação ao seu valor inicial. Assim, sempre que for atingido esse limite, o *LED* acende indicando a necessidade de substituição do condensador.

No entanto, para que a referida técnica possa atingir um elevado grau de precisão é necessário recorrer a um filtro analógico de elevada ordem, que garanta uma banda de passagem suficiente larga que evita a dependência em relação ao *duty cycle*, e por outro lado, que permita cortar as baixas frequências, eliminando, desta forma, a contribuição do efeito capacitivo do condensador [166].

Em [149] é apresentado um novo método que permite a implementação de rotinas de manutenção condicionada. Para tal, é utilizada a transformada discreta de *Fourier (DFT)* para determinar o valor da impedância do condensador e assim estimar o seu tempo de vida. Para o efeito, o valor da impedância do condensador é estimado recorrendo à razão entre a componente fundamental do *ripple* da tensão e corrente no condensador.

Para implementar a técnica proposta, os autores desenvolveram um protótipo experimental constituído por um conversor *boost* a operar em malha aberta, sujeito a uma carga constante e a operar à frequência a 10 kHz. O condensador pertencente ao filtro de saída do conversor (com capacidade de 100 μF , tensão nominal de 10 V e temperatura nominal de 85 °C) foi sujeito a testes acelerados de envelhecimento, sendo colocado num forno à temperatura de 115 °C. A cada 15 minutos, a tensão e a corrente no condensador eram medidos e registadas as diferenças. Recorrendo à *DFT*, foi possível aos autores verificar que as formas de onda da corrente e do *ripple* da tensão no condensador apresentavam componentes dominantes a frequências múltiplas da frequência de comutação do conversor. Para além disso, foi também possível observar que essas componentes variavam com o envelhecimento do condensador, o que permitiu concluir que os parâmetros eléctricos do condensador eram modificados. Desta forma, as componentes fundamentais da corrente (Δi_{cf}) e do *ripple* da tensão (Δv_{cf}) no condensador foram monitorizadas a cada 15 minutos. Dos gráficos obtidos foi possível observar que após as primeiras 100 horas do início dos testes de envelhecimento Δv_{cf} sofre um aumento significativo que não foi acompanhado pelo aumento de Δi_{cf} . Esta situação deve-se ao aumento do valor de *ESR*. No entanto, 300 horas após o início dos testes de envelhecimento verifica-se um aumento significativo de Δi_{cf} e uma diminuição significativa de Δv_{cf} . Este facto deve-se à diminuição da capacidade do condensador que afecta predominantemente a corrente no condensador. A Fig. 85 mostra a evolução da impedância do condensador ao longo do tempo.

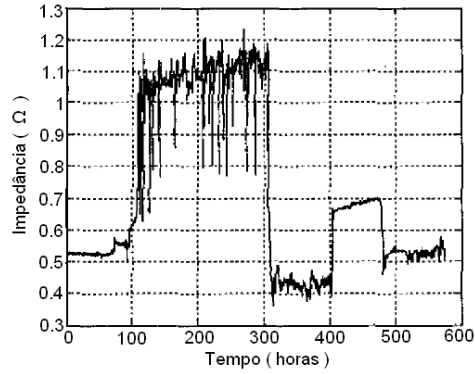


Fig. 85. Variação da impedância do condensador com o tempo, calculada através de Δi_{cf} e Δv_{cf} [149].

Para eliminar o efeito do ruído, assim como os erros de interpretação provocados pela redução da capacidade, os autores propuseram a utilização da média dos valores de Δi_{cf} e Δv_{cf} até ao instante actual (Fig. 86).

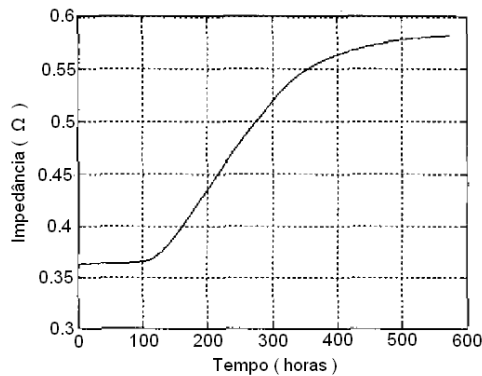


Fig. 86. Variação da média da impedância do condensador com o tempo, calculada através do gráfico da figura anterior [149].

Esta última grandeza permite indicar o ponto limiar indicador de fim de vida do condensador.

A técnica proposta requer a utilização de conversores *CAD* de elevada resolução que permitam a aquisição em tempo real da corrente e tensão, o que torna a solução proposta dispendiosa [166]. Para além disso, o efeito da temperatura não é considerado.

Em [150, 151] os autores propõem uma nova técnica que permite estimar o estado do condensador utilizado no filtro de saída de conversores do tipo *boost*. Para tal, utilizam um filtro adaptativo, que após a obtenção da sua função transferência, e utilizando apenas a corrente de entrada do conversor, torna possível desenhar o *ripple* da tensão de saída do conversor [150, 151]. A técnica proposta utiliza a componente

fundamental do *ripple* da tensão de saída estimado, para avaliar o estado do condensador.

O conversor utilizado nestas experiências foi um conversor *boost*, a operar a 5 kHz e com um D_I de 0.6. O condensador utilizado foi submetido a acelerados testes de envelhecimento, tendo sido colocado num forno a uma temperatura de 115 °C. A cada 15 minutos a corrente de entrada (i_{in}) era adquirida. Desta forma, utilizando i_{in} conjuntamente com o filtro adaptativo, é possível determinar o *ripple* da tensão de saída. Em seguida, recorrendo à *DFT* é possível determinar a componente fundamental do *ripple* da tensão de saída (Δv_{of}), utilizando-se, posteriormente a mesma metodologia proposta em [149].

No entanto, a técnica proposta requer um conjunto de medições *a priori* que permitam obter a função transferência do filtro adaptativo, sendo a imagem do *ripple* da tensão de saída dependente da quantidade de medidas efectuadas. Por outro lado, nem o efeito da temperatura, nem o efeito de variações da carga, são considerados.

Em [98] é apresentado um novo método de diagnóstico de avarias que permite avaliar o estado dos condensadores electrolíticos utilizados no barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade, assim como, em *UPS*. A técnica proposta baseia-se no facto das perdas de potência no condensador, durante o regime permanente, serem devidas à *ESR*. Desta forma, são necessárias apenas duas medidas: o valor médio da potência de perdas no condensador:

$$\bar{P} = \frac{1}{T} \int_0^T v_C(t) i_C(t) dt \quad (4.11)$$

onde T representa o período e $v_C(t)$ e $i_C(t)$ os valores instantâneos da tensão e corrente no condensador; e o valor eficaz da corrente no condensador, definido por:

$$I_{C_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (i(t))^2 dt} \quad (4.12)$$

O valor de *ESR* pode ser calculado recorrendo à equação:

$$ESR = \frac{\bar{P}}{I_{C_{rms}}^2} \quad (4.13)$$

Para avaliar a precisão da técnica proposta, os autores desenvolveram um circuito composto por uma fonte de alimentação e uma carga electrónica. A carga

electrónica foi programada para que a corrente no condensador tivesse uma forte componente *AC*.

Nestas experiências, foram usados condensadores com diferentes valores de capacidade. Após a obtenção dos resultados experimentais, estes foram comparados com os valores de *ESR* obtidos através de um medidor de *LCR* (*philips PM 6034*), tendo-se verificado um erro máximo de 11 %. Em seguida, a técnica proposta foi implementada num protótipo experimental, um variador electrónico de velocidade trifásico de 6 *kVA*, o qual foi sujeito a diferentes cargas e frequências de operação, tendo-se verificado uma ligeira variação dos valores de *ESR* para diferentes cargas. Os autores consideraram também o efeito da temperatura.

No entanto, apesar dos bons resultados, a técnica está limitada pelo facto de apenas poder ser implementada durante o regime permanente.

Em [124, 167] os autores propõem uma técnica de estimação de parâmetros em elementos passivos pertencentes a diversos equipamentos de electrónica de potência, tais como, conversores DC/DC (do tipo *buck*, *boost*, *buck-boost*, *Cúk*, *flyback* e *forward*), rectificadores trifásicos e inversores trifásicos. Para o efeito, aplicam o algoritmo *recursive least mean square (RLMS)* conjuntamente com o modelo híbrido dos diferentes equipamentos.

Os equipamentos de electrónica de potência são sistemas híbridos dinâmicos, pois o seu funcionamento pode ser descrito por um conjunto de estado discretos associados a uma dinâmica contínua. Estes sistemas podem ser definidos como uma rede de componentes eléctricos pertencentes a três grupos: fontes de corrente e tensão ideais, elementos lineares (condensadores, transformadores e bobinas) e elementos não lineares (diodos e transístores) [124]. O comportamento dos elementos não lineares é modelizado por dois estados discretos: condução e não condução. Desta forma, o modelo híbrido pode ser descrito pela equação [167]:

$$\dot{x} = \hat{A} x(t) + \hat{B} s(t) + C + \sum_{i=1}^m s_i(t) \hat{H}_i x(t) \quad (4.14)$$

onde $s_i(t)$, m , x , representam o vector dos interruptores, número de interruptores e o vector do estados, respectivamente.

A equação anterior pode ser formalizada para o caso discreto:

$$x(t) = A x(t-1) + B s(t-1) + C + \sum_{i=1}^m s_i(t-1) H_i x(t-1), \quad (4.15)$$

$$\text{com: } A = I + \hat{A} PA; B = \hat{B} PA; H_i = \hat{H}_i PA$$

sendo I e PA a matriz identidade e o período de amostragem, respectivamente.

O método proposto foi implementado experimentalmente num conversor do tipo *buck*.

Para implementar experimentalmente o método proposto era essencial que as variáveis de estado fossem grandezas mesuráveis: v_o e i_L . Assim, o modelo híbrido do conversor foi construído tendo em conta as duas últimas grandezas.

A equação discreta que modeliza o modelo híbrido do conversor *buck* é apresentada de seguida:

$$\begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 - \frac{PA}{C(R+ESR)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t-1) \\ v_o(t-1) \end{bmatrix} + s_1(t-1) \begin{bmatrix} \frac{V_{in} PA}{L} \\ \frac{ESR V_{in} R PA}{L(R+ESR)} \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

$$+ (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \begin{bmatrix} 0 & \frac{-PA}{L} \\ \frac{R PA}{C(R+ESR)} & \frac{-R ESR PA}{L(R+ESR)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t-1) \\ v_o(t-1) \end{bmatrix}$$

onde V_{in} , L , C , ESR e R representam a tensão de entrada do conversor, o valor da indutância, da capacidade, da resistência série equivalente e da carga, respectivamente.

Os valores de L , C , ESR e R são calculados através da matriz de regressão e do algoritmo *RLMS*.

Após a definição do modelo híbrido que modeliza o funcionamento do conversor, foi construído o modelo de regressão, ao qual foi aplicado o algoritmo *RLMS*, a fim de extrair os parâmetros L , C , R e ESR .

A Fig. 87 mostra o aparato experimental utilizado. Para o efeito, foi usada uma placa de aquisição de dados *PCI9810* com uma frequência de amostragem de 20 MHz.

No entanto, a técnica anterior requer um conjunto bastante significativo de sensores, uma frequência de amostragem muito elevada e um esforço computacional extremamente elevado. Além disso, o efeito da temperatura, assim como o efeito variações da carga não são considerados.

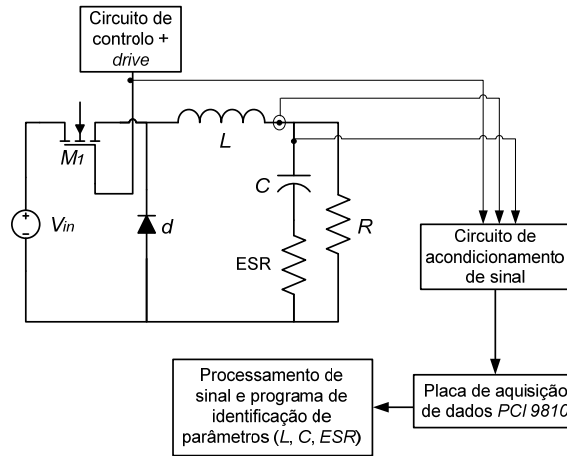


Fig. 87. Protótipo experimental [124, 167].

Seguidamente serão apresentadas algumas técnicas de diagnóstico *on-line* que permitem avaliar o estado de condensadores electrolíticos utilizados no barramento DC de variadores electrónicos de velocidade.

Em [153] apresenta-se um método que utiliza a variação do volume do electrólito para avaliar o estado de condensadores electrolíticos usados no barramento DC de variadores electrónicos de velocidade. Para o efeito, relaciona-se o valor do volume do electrólito com a *ESR* através da equação:

$$\frac{ESR}{ESR_0} = \left(\frac{Vol_0}{Vol} \right)^2 \quad (4.17)$$

onde *ESR*, *ESR*₀, *Vol*₀ e *Vol* representam o valor actual e o valor inicial da resistência interna do condensador, o volume inicial e o volume actual do electrólito, respectivamente.

O método proposto presume que a variação do volume do electrólito com o tempo, $\left(\frac{dVol}{dt}\right)$, é directamente proporcional à pressão do vapor (*Pres*) no interior do condensador:

$$\frac{dVol}{dt} = k \times Pres \quad (4.18)$$

onde *k* é uma constante que caracteriza a qualidade do mecanismo de escape do condensador.

A pressão do vapor produzido no interior do condensador, durante o seu envelhecimento depende da temperatura do elemento ($Temp$) e das características químicas do electrólito (A e B):

$$Pres = e^{\left(-\frac{A}{Temp} + B\right)} \quad (4.19)$$

As constantes A e B são obtidas através de manuais que caracterizam os componentes químicos do electrólito. Já a temperatura do elemento resulta da soma da temperatura ambiente ($Temp_A$) com o calor produzido pelas perdas por efeito de *Joule* (ΔT).

$$Temp = Temp_A + \Delta T \quad (4.20)$$

O calor gerado pelas perdas por efeito de *Joule* (ΔT) depende da resistência eléctrica e térmica do condensador, sendo esta última dependente da geometria da aplicação e das dimensões do condensador [153]. Portanto, ΔT pode ser definida por:

$$\Delta T = \frac{ESR_A \times \Delta i_C^2}{k_T \times S} \quad (4.21)$$

onde ESR_A , Δi_C , k_T e S representam a resistência serie equivalente do condensador à sua temperatura de funcionamento, o *ripple* de corrente no condensador, a constante que reproduz a transferência de calor por unidade de superfície e a superfície exterior do condensador, respectivamente.

Os valores de k_T e S são calculados através das equações:

$$k_T = \frac{G}{1 + 110 \times r_{ex} \times \ln\left(\frac{r_{ex}}{r_{el}}\right)} \quad (4.22)$$

$$S = 2 \times \pi \times (r_{ex} \times l_C + r_{ex}^2) \quad (4.23)$$

onde r_{el} , r_{ex} e l_C representam o raio do elemento, o raio exterior do condensador, e a altura do condensador. A constante G pode ser determinada experimentalmente [153].

Por outro lado, como a temperatura de operação do condensador varia constantemente, este fenómeno é modelizado através da equação:

$$\frac{ESR_A}{ESR} = D + Y \times e^{\frac{-Temp}{F}} \quad (4.24)$$

onde D , Y e F são obtidos através de algoritmos de *fitting* e ESR representa a resistência serie equivalente para uma temperatura de operação de 20 °C.

A Fig. 88 apresenta um diagrama de fluxo que sintetiza as principais iterações para a implementação do método proposto [153]:

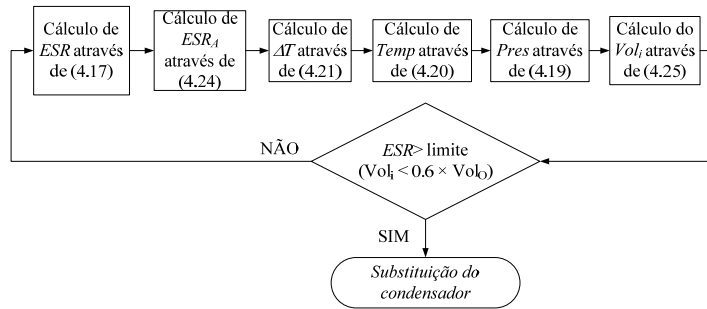


Fig. 88. Fluxograma descritivo do método proposto em [153].

Para calcular numericamente o valor do volume actual, Vol_i , em função do volume no instante anterior, Vol_{i-1} , a equação (4.18) foi integrada numericamente:

$$Vol_i = Vol_{i-1} - k \times Pres \times \Delta t \quad (4.25)$$

onde Δt representa o período de tempo entre duas iterações consecutivas.

No entanto, a técnica proposta requer o conhecimento *a priori* de um conjunto de informações sobre o condensador que muitas vezes não são fornecidas pelos fabricantes e que se revelam difíceis de ser obtidas.

Em [166] foi apresentada uma nova metodologia que permite estimar o valor de ESR de condensadores electrolíticos usados no barramento DC de variadores electrónicos de velocidade. O conceito utilizado baseia-se no facto da potência média real do condensador ser devida a ESR . Assim, os autores propõem o cálculo de ESR através da medida da potência real no intervalo de frequências onde a impedância do condensador é dominada pelo valor de ESR . Para o efeito, utilizam um micro-controlador simples e barato.

Assim, após a medição das formas de onda do *ripple* da tensão ($u_{c,AC}$) e da corrente ($i_{c,AC}$) no condensador, é possível determinar através de simples operações de multiplicação os valores da potência instantânea (p_C) e $(i_C)^2$.

De seguida, recorrendo a simples filtros passa-a-baixo é possível calcular os valores médios de p_C e $(i_C)^2$. Desta forma ESR é estimada através da equação:

$$ESR = \frac{P_{C,F}}{(i_{C,F})^2} \quad (4.26)$$

onde $p_{C,F}$ e $(i_{C,F})^2$ representam os valores de p_C e $(i_C)^2$ após a filtragem (valores médios).

A Fig. 89 sintetiza o processo de cálculo proposto em [166].

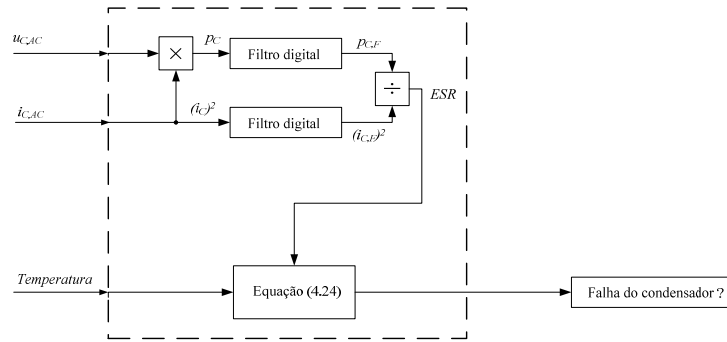


Fig. 89. Processo de cálculo de ESR proposto em [166].

Como o valor de ESR varia significativamente com a temperatura, a expressão (4.24) é utilizada. No entanto, os autores não referem como a integram no processo de cálculo, bem assim como se determinam os valores D , Y e F .

Apesar da simplicidade e baixo custo do protótipo proposto, é necessário realizar um conjunto de medições *a priori*, que permitam estimar os valores D , Y e F , visto que, a grande maioria dos fabricantes não fornece essa informação. Além disso, o efeito de cargas variáveis não é considerado.

4.2 – Protótipos experimentais

Com vista à validação dos métodos de diagnóstico *on-line* propostos (secção 4.3.3) foi desenvolvido um protótipo experimental, amplamente empregue em diversas aplicações comerciais: o conversor *buck*.

O conversor *buck* pode ser encontrado em diversas fontes de alimentação comutadas e no controlo de motores *DC*, entre outras aplicações de electrónica [168]. Além disso, este conversor possui um filtro de saída idêntico ao filtro da grande maioria dos conversores isolados.

Para além dos factores referidos, a simplicidade e baixo custo que acarreta a concepção do conversor *buck* foi outro factor preponderante na sua escolha.

Foi igualmente utilizado neste estudo uma fonte de alimentação comutada comercial (*ATX power supply*), a qual é frequentemente utilizada na alimentação de *PCs*. Neste caso, a topologia utilizada é do tipo *forward*. Este protótipo será apresentado com mais detalhes na secção (4.4).

4.3 – Conversor *buck*

O desenvolvimento experimental referente à concepção e validação dos métodos de diagnóstico *on-line* propostos (secção 4.3.3) compreendeu cinco fases:

- Dimensionamento do conversor *buck*.
- Selecção dos componentes pertencentes à secção de potência do conversor.
- Desenvolvimento do circuito de controlo.
- Construção do protótipo.
- Aquisição e tratamento dos resultados experimentais.

Durante o dimensionamento do conversor definiram-se as seguintes especificações (Tabela 71).

TABELA 71 – ESPECIFICAÇÕES DO PROTÓTIPO USADO.

Potência máxima	<i>Duty cycle</i>	Tensão de entrada	Frequência de operação	<i>Ripple</i> máximo à saída
100 W	[0.2 - 0.8]	12 V	20 kHz	10 %

4.3.1 – Dimensionamento do conversor

Antes de iniciar o dimensionamento do conversor importa tecer algumas considerações teóricas. Assim, utilizando os sistemas de equações definido em (3.38) é possível calcular o valor médio da tensão de saída (V_O) e o *ripple* da corrente na bobina (Δi_L), para um conversor *buck* a operar em *CCM*, através das equações:

$$\begin{cases} V_O = D_1 \times V_{in} \\ \Delta i_L = \frac{V_O}{L} \times (1 - D_1) \times T \end{cases} \quad (4.27)$$

onde D_1 , V_{in} , L e T representam o *duty cycle*, a tensão de entrada, a indutância da bobina e o período de comutação do conversor.

Por outro lado, como os condensadores utilizados no filtro de saída dos conversores são electrolíticos de alumínio, devido à sua elevada capacidade e factor de dissipação, a sua impedância à frequência de operação do conversor é essencialmente devida a *ESR*. Logo, é possível definir o *ripple* da tensão de saída do conversor *buck* (Δv_o) como:

$$\Delta v_o = \frac{ESR \times R}{R + ESR} \times \Delta i_L = \frac{ESR \times R}{R + ESR} \times \frac{D_1 \times V_{in} \times (1 - D_1) \times T}{L} \quad (4.28)$$

onde *R* e *ESR* representam a resistência de carga e a resistência serie equivalente do condensador, respectivamente.

Deste modo, como a potência máxima do conversor é 100 *W*, a carga máxima do conversor pode ser calculada através da equação:

$$P_{\max} = 100 \Rightarrow V_{\max} \times I_{\max} = 100 \Rightarrow I_{\max} = \frac{100}{V_{in} \times D_{\max}} = \frac{100}{9.6} = 10.4 \text{ A} \Rightarrow R > 1 \Omega \quad (4.29)$$

A informação anterior permite seleccionar os semicondutores da secção de potência do conversor. Assim, optou-se por um *MOSFET IFRP 054* e um diodo *schottky MBR3045PT*. O *MOSFET* possui uma corrente máxima de condução de 70 *A*, e a tensão *drain-source* máxima é de 60 *V*. O diodo permite uma corrente máxima de condução de 30 *A*, a tensão inversa máxima é de 45 *V*, e a barreira *schottky* é bastante pequena ($V_d \leq 0.8 \text{ V}$), para as condições de operação estipuladas. Em qualquer dos casos, os semicondutores estão sobredimensionados, o que permite a utilização de dissipadores de pequena dimensão.

Após seleccionar os semicondutores escolheram-se os elementos passivos. Deste modo, optou-se por um condensador 4700 μF , 25 *V* da série *RGA*, tipo *CE04*, da *LeRon*, caracterizado na Tabela 4 (C_A). A tensão nominal do condensador é bastante superior à tensão máxima do conversor, isto porque o valor de *ESR* diminui com a tensão nominal e com a capacidade do condensador. Desta forma, a potência máxima de perdas admissível é maior, permitindo a utilização de uma bobina de menor dimensão. O condensador seleccionado possui um valor de *ESR* inferior a 27 *mΩ* (valor medido com o analisador de impedâncias *HP 4294*, para uma frequência de 20 *kHz* e uma temperatura ambiente de 20 $^{\circ}\text{C}$), e a potência máxima de perdas, definida pelo fabricante é de 179 *mW*. Através desta informação é possível calcular o valor eficaz máximo da corrente para o condensador seleccionado:

$$\max(\Delta i_{cef}) = \sqrt{\frac{P_{\max}}{ESR}} = \sqrt{\frac{0.179}{0.027}} \cong 2.57 A \quad (4.30)$$

Como:

$$\max(\Delta i_{Lef}) \cong \frac{(\max(\Delta i_{cef})) \times (ESR + R)}{R} \quad (4.31)$$

então, o valor eficaz do *ripple* da corrente na bobina deve ser inferior a 2.64 A.

No entanto, a forma de onda da corrente na bobina é triangular, sendo assim necessário calcular a relação entre o valor pico-a-pico da corrente na bobina, Δi_L , e o seu valor eficaz, Δi_{Lef} .

$$\Delta i_{Lef} = \frac{\Delta i_L}{2 \times \sqrt{3}} \Rightarrow \Delta i_L = 2 \times \sqrt{3} \times \Delta i_{Lef} \quad (4.32)$$

O anexo VI mostra como foi possível chegar à equação anterior.

Através da expressão anterior é possível concluir que o valor de Δi_L máximo deverá ser 9.14 A.

A escolha da bobina deverá então satisfazer duas condições:

- $\Delta i_L < 9.14 A$.
- $\Delta v_O < 10\%$.

Desta forma,

$$\left\{ \begin{array}{l} L > \frac{V_{in} \times D_1 \times (1 - D_1) \times T}{\Delta i_L} = \frac{12 \times 0.5 \times 0.5 \times 50 \times 10^{-6}}{9.1} \cong 16.5 \mu H \\ L > \frac{ESR \times R \times V_o \times (1 - D_1) \times T}{(R + ESR) \times V_o \times 0.1} = \frac{0.1 \times (0.8) \times 50 \times 10^{-6}}{1.1 \times 0.1} = 10.5 \mu H \end{array} \right.$$

Optou-se, então, pela utilização de uma bobina de 22 μH , série 1400 da *C&D Technologies*, cuja corrente máxima DC é de 11 A.

Pretendeu-se igualmente testar as técnicas de diagnóstico propostas para conversores a operar em *DCM*. Para o efeito é necessário garantir que:

$$R > \frac{2 \times L}{(1 - D_1) \times T} = \frac{44 \times 10^{-6}}{0.2 \times 50 \times 10^{-6}} = 4.4 \Omega$$

Optou-se, então, por substituir a resistência de 1 Ω por uma resistência de 10 Ω , para o conversor operar em *DCM*.

Relativamente ao circuito de controlo, este é idêntico ao utilizado para o protótipo da Fig. 65, visto que o controlo utilizado é em malha aberta.

Os resultados experimentais foram adquiridos através de um osciloscópio digital *Tektronix TDS 1012* com ligação a um computador, no qual se encontra instalado o *MATLAB*.

4.3.2 – Simulação computacional

Os estudos de simulação computacional apresentados nesta secção revelam-se essenciais para testar as técnicas de diagnóstico *on-line* propostas, antes mesmo de serem implementadas. Para tal utilizaram-se três metodologias: a primeira recorre à transformada de *Laplace* para representar o comportamento do conversor em regime permanente e transitório [169], a segunda permite igualmente simular o funcionamento do conversor em regime permanente e transitório, utilizando-se, para o efeito, o modelo híbrido do conversor *Buck* [170] e, finalmente, a terceira metodologia recorre à análise teórica do funcionamento do conversor. O ponto de partida é a forma de onda teórica da corrente da bobina [171].

4.3.2.1 – Simulação computacional baseada na transformada de *Laplace*

A primeira metodologia proposta recorre à transformada de *Laplace* para obter a solução do sistema de equações que modeliza cada um dos estados do conversor. Em seguida, após determinar as equações no domínio temporal que representam cada uma das grandezas que carecem de ser medidas (corrente de entrada, na bobina, no diodo, no condensador e na saída, assim como, a tensão no condensador), consideraram-se as constantes iniciais respectivas a cada estado, para representar a evolução das mesmas grandezas com o tempo [169].

O conversor *buck* pode operar em modo de condução contínua (*CCM*) ou em modo de condução descontínua (*DCM*). No primeiro caso, a corrente na bobina em regime permanente nunca se anula, o que não acontece quando o conversor opera em *DCM*, existindo, neste caso, um período de tempo durante um período de comutação no qual a corrente na bobina é nula.

No entanto, é comum a corrente na bobina se anular durante o regime transitório, particularmente durante o arranque do conversor. Por este motivo, nas simulações será

considerado este modo de condução, quer o conversor opere em *CCM* ou *DCM* durante o regime permanente.

Como foi descrito anteriormente, o primeiro passo para a implementação desta metodologia consiste na obtenção das equações matemáticas que modelizam os diferentes estados do conversor. A Fig. 90 representa os circuitos equivalentes dos diferentes estágios do conversor *buck*.

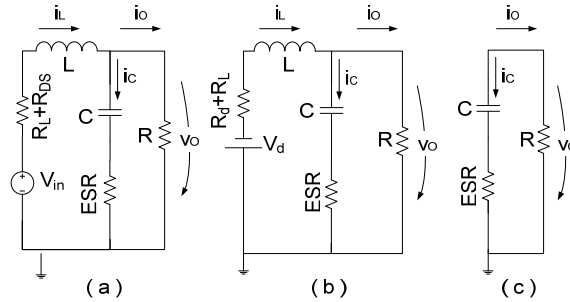


Fig. 90. Circuito equivalente do conversor *buck*: (a) estado de condução, (b) estado de não condução e (c) estado descontinuo.

Assim, recorrendo às leis de *Kirchhoff*, é possível definir as seguintes equações para os três estados.

Para o estado de condução:

$$\begin{cases} V_{in} = (R_L + R_{DS}) \times i_L + L \times \frac{di_L}{dt} + v_o \\ i_L = i_C + i_o \\ v_o = ESR \times i_C + v_C \end{cases} \quad (4.33)$$

Recorrendo à transformada de *Laplace*, é possível escrever:

$$\begin{cases} \frac{V_{in}}{s} = v_C(s) \times (K_{11} \times s^2 + K_{21} \times s + K_{31}) - v_C(0) \times (K_{11} \times s + K_{21}) - \frac{dv_C(0)}{dt} \times K_{11}, \\ K_{11} = L \times C \times \left(\frac{ESR + R}{R} \right) \\ K_{21} = (R_L + R_{DS}) \times \left(\frac{ESR + R}{R} \right) \times C + \frac{L}{R} + ESR \times C \\ K_{31} = 1 + \frac{R_L + R_{DS}}{R} \end{cases} \quad (4.34)$$

Recorrendo à transformada inversa de *Laplace* e à equação (4.34), é possível representar as equações que traduzem o funcionamento do circuito da Fig. 90 (a):

$$\begin{cases}
 v_C(t) = K_{A1} + K_{D1} \times e^{-a_1 t} \times \cos(b_1 t) + K_{E1} \times e^{-a_1 t} \times \sin(b_1 t) \\
 i_C(t) = K_{F1} \times e^{-a_1 t} \times \cos(b_1 t) + K_{G1} \times e^{-a_1 t} \times \sin(b_1 t) \\
 v_O(t) = ESR \times i_C(t) + v_C(t) \\
 i_L(t) = i_C(t) + \frac{v_O(t)}{R}
 \end{cases} \quad (4.35)$$

$$a_1 = \frac{K_{21}}{2 \times K_{11}}; b_1 = \frac{\sqrt{-K_{21}^2 + 4 \times K_{11} \times K_{31}}}{2 \times K_{11}}$$

$$K_{A1} = \frac{V_{in}}{K_{31}}; K_{B1} = -\frac{K_{11} \times V_{in}}{K_{31}}; K_{C1} = -\frac{K_{21} \times V_{in}}{K_{31}};$$

$$K_{D1} = \frac{K_{B1}}{K_{11}} + v_C(0); K_{E1} = \frac{v_C(0) \times \left(\frac{K_{21}}{K_{11}} - a_1 \right) + \frac{dv_C(0)}{dt} + \frac{K_{C1}}{K_{11}} - \frac{a_1 \times K_{B1}}{K_{11}}}{b_1};$$

$$K_{F1} = C \times (-K_{D1} \times a_1 + K_{E1} \times b_1); K_{G1} = C \times (-K_{D1} \times b_1 - K_{E1} \times a_1);$$

Para o estado de não condução:

$$\begin{cases}
 -V_d = (R_L + R_d) \times i_L + L \times \frac{di_L}{dt} + v_O \\
 i_L = i_C + i_O \\
 v_O = ESR \times i_C + v_C
 \end{cases} \quad (4.36)$$

Recorrendo à transformada de Laplace, é possível escrever:

$$-\frac{V_d}{s} = v_C(s) \times (K_{12} \times s^2 + K_{22} \times s + K_{32}) - v_C(0) \times (K_{12} \times s + K_{22}) - \frac{dv_C(0)}{dt} \times K_{12}, \quad (4.37)$$

$$\begin{cases}
 K_{12} = K_{11} \\
 K_{22} = (R_L + R_d) \times \left(\frac{ESR + R}{R} \right) \times C + \frac{L}{R} + ESR \times C \\
 K_{32} = 1 + \frac{R_L + R_d}{R}
 \end{cases}$$

Recorrendo à transformada inversa de Laplace e à equação (4.37), é possível representar as equações que traduzem o funcionamento do circuito da Fig. 90 (b):

$$\begin{cases}
 v_C(t) = K_{A2} + K_{D2} \times e^{-a_2 t} \times \cos(b_2 t) + K_{E2} \times e^{-a_2 t} \times \sin(b_2 t) \\
 i_C(t) = K_{F2} \times e^{-a_2 t} \times \cos(b_2 t) + K_{G2} \times e^{-a_2 t} \times \sin(b_2 t) \\
 v_O(t) = ESR \times i_C(t) + v_C(t) \\
 i_L(t) = i_C(t) + \frac{v_O(t)}{R}
 \end{cases} \quad (4.38)$$

$$a_2 = \frac{K_{22}}{2 \times K_{12}}; b_2 = \frac{\sqrt{-K_{22}^2 + 4 \times K_{12} \times K_{32}}}{2 \times K_{12}}$$

$$K_{A2} = -\frac{V_d}{K_{32}}; K_{B2} = \frac{K_{12} \times V_d}{K_{32}}; K_{C2} = \frac{K_{22} \times V_d}{K_{32}};$$

$$K_{D2} = \frac{K_{B2}}{K_{12}} + v_C(0); K_{E2} = \frac{\frac{dv_C(0)}{dt} - a_2 \times v_C(0) + v_C(0) \times \left(\frac{K_{22}}{K_{12}}\right) - \frac{K_{B2} \times a_2}{K_{12}} + \frac{K_{C2}}{K_{12}}}{b_2};$$

$$K_{F2} = C \times (-K_{D2} \times a_2 + K_{E2} \times b_2); K_{G2} = C \times (-K_{D2} \times b_2 - K_{E2} \times a_2);$$

Para o estado descontínuo:

$$\begin{cases} v_o = v_C + ESR \times i_C \\ 0 = i_C + i_o \end{cases} \quad (4.39)$$

Recorrendo à transformada de *Laplace* é possível escrever:

$$v_C(s) \times (K_{13} \times s + 1) - v_C(0) \times K_{13} = 0 \quad (4.40)$$

$$K_{13} = (ESR + R) \times C$$

Recorrendo à transformada inversa de *Laplace* e à equação (4.40), é possível representar as equações que traduzem o funcionamento do circuito da Fig. 90 (c):

$$\begin{cases} v_C(t) = v_C(0) \times e^{-\frac{t}{K_{13}}} \\ i_C(t) = -C \times \frac{v_C(0)}{K_{13}} \times e^{-\frac{t}{K_{13}}} \\ v_o(t) = ESR \times i_C(t) + v_C(t) \\ i_L(t) = 0 \end{cases} \quad (4.41)$$

onde $v_C(0)$ e $\frac{dv_C(0)}{dt}$ representam a tensão no condensador e o valor da derivada da tensão no condensador, ambas no instante de tempo ($t=0$).

Para reduzir o grau da equação diferencial que caracteriza o estado de condução e não condução, desprezou-se o efeito da *ESL*. Desta forma, as soluções encontradas são bastante mais simples. O efeito da *ESL* deve-se essencialmente aos terminais do condensador e presilhas [88]. Desta forma, se as pontas de prova do osciloscópio forem colocadas junto à cobertura, o efeito da *ESL* pode ser desprezado.

Após obter as equações que representam no domínio temporal o comportamento de cada um dos estados, é necessário encontrar uma relação que traduza a transição entre estados (condições iniciais). Assim, para transitar do estado de condução para o

estado de não condução e vice-versa, é possível determinar as condições iniciais através das equações:

$$\begin{cases} v_{C1}(0) = v_{C2}(t_f) \\ \frac{dv_{C1}(0)}{dt} = \frac{i_{C2}(t_f)}{C} \end{cases} \quad (4.42)$$

onde:

$v_{C1}(0)$ e $\frac{dv_{C1}(0)}{dt}$: representam as condições iniciais do estado actual;

$v_{C2}(t_f)$ e $i_{C2}(t_f)$: os valores da tensão e corrente no condensador no instante imediatamente anterior à transição de estado.

A Fig. 91, sintetiza sob a forma de um algoritmo, como foi implementado em código, num ficheiro *.m em *MATLAB*, a simulação computacional baseada na transformada de *Laplace*.

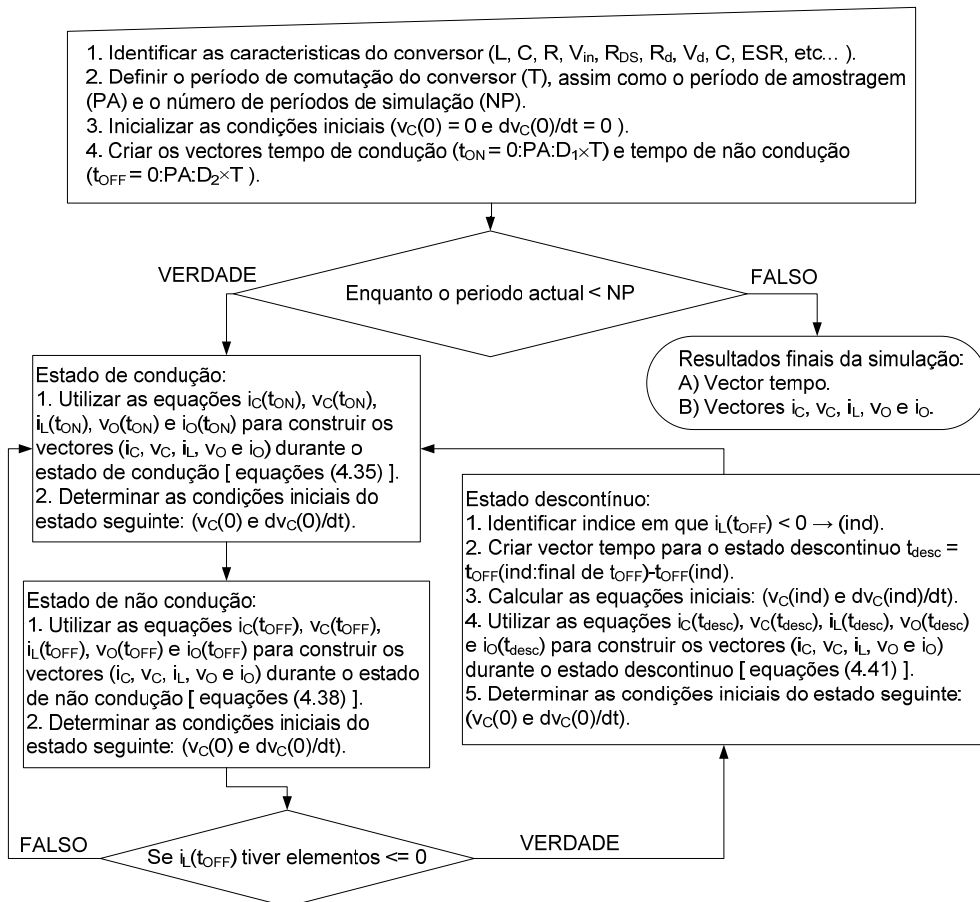


Fig. 91. Algoritmo que traduz a implementação do programa de simulação computacional de conversores *DC-DC* comutados baseada na transformada de *Laplace*.

Na secção seguinte apresenta-se a segunda metodologia baseada no modelo híbrido do conversor.

4.3.2.2 – Simulação computacional baseada no modelo híbrido do conversor.

O conversor *buck* é um sistema híbrido dinâmico, que pode ser descrito por um conjunto de estados discretos com dinâmica contínua [167], e o seu comportamento pode ser modelizado através da equação (4.14). Deste modo, é possível escrever:

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 \times x \times s_1 + A_2 \times x \times s_2 + A_3 \times x \times (s_1 + s_2) + A_4 \times x + A_5 \times s_1 + A_6 \times s_2 \quad (4.43) \\ \dot{x} &= \begin{bmatrix} \frac{di_L}{dt} \\ \frac{dv_C}{dt} \end{bmatrix}; x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}; A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{R_{DS}}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R_d}{L} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C \times (R + ESR)} \end{bmatrix}; \\ A_4 &= \begin{bmatrix} -\frac{R_L}{L} - \frac{ESR \times R}{L \times (R + ESR)} & -\frac{R}{L \times (R + ESR)} \\ \frac{R}{C \times (R + ESR)} & 0 \end{bmatrix}; A_5 = \begin{bmatrix} \frac{V_{in}}{L} \\ 0 \end{bmatrix}; A_6 = \begin{bmatrix} -\frac{V_d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

onde s_1 e s_2 são vectores que modelizam os semicondutores (*MOSFET* e diódo respectivamente), sendo compostos por 0 e 1 consoante o estado de condução.

Assim, para o caso discreto é possível escrever:

$$\begin{aligned} i_L(i) &= i_L(i-1) + K_1 \times i_L(i-1) \times s_1(i-1) + K_2 \times i_L(i-1) \times s_2(i-1) + \dots \\ &\dots K_3 \times i_L(i-1) \times (s_1(i-1) + s_2(i-1)) + K_4 \times v_C(i-1) \times (s_1(i-1) + s_2(i-1)) + \dots \\ &\dots K_5 \times s_1(i-1) + K_6 \times s_2(i-1) \quad (4.44) \\ v_C(i) &= v_C(i-1) + K_7 \times i_L(i-1) \times (s_1(i-1) + s_2(i-1)) + K_8 \times v_C(i-1) \\ K_1 &= -\frac{R_{DS} \times PA}{L}; K_2 = -\frac{R_d \times PA}{L}; K_3 = \left(-\frac{R_L}{L} - \frac{ESR \times R}{L \times (R + ESR)} \right) \times PA; \\ K_4 &= -\frac{R \times PA}{L \times (R + ESR)}; K_5 = \frac{V_{in} \times PA}{L}; K_6 = -\frac{V_d \times PA}{L}; \\ K_7 &= \frac{R \times PA}{C \times (R + ESR)}; K_8 = -\frac{PA}{C \times (R + ESR)} \end{aligned}$$

onde PA representa o período de amostragem.

Os vectores $s_1(i-1)$ e $s_2(i-1)$ modelizam interruptores ideais. Sempre que $s_1(i-1)$ for 1, o que acontece durante o estado de condução, $s_2(i-1)$ será zero, e vice-versa.

O estado descontínuo surge se duas condições forem satisfeitas simultaneamente: o valor de $s_2(i)$ é igual a 1 e a corrente na bobina é nula. Este estado deverá ser modelizado à parte pois não se conhece, à partida, o período de tempo que dura:

$$\begin{cases} i_L(i) = 0 \\ v_C(i) = v_C(i-1) + K_8 \times v_C(i-1) \end{cases} \quad (4.45)$$

A corrente no condensador ($i_C(i)$) e a tensão de saída ($v_O(i)$) podem ser calculadas através das equações:

$$\begin{cases} i_C(i) = C \times \frac{v_C(i) - v_C(i-1)}{PA} \\ v_O(i) = v_C(i) + ESR \times i_C(i) \end{cases} \quad (4.46)$$

Deste modo, recorrendo a uma plataforma de computação numérica como o *MATLAB*, pode-se facilmente desenvolver um programa de simulação computacional utilizando as expressões (4.44), (4.45) e (4.46).

A Fig. 92 sintetiza sob a forma de um algoritmo como foi possível implementar em código, num ficheiro *.m em *MATLAB*, a simulação computacional baseada no modelo híbrido.

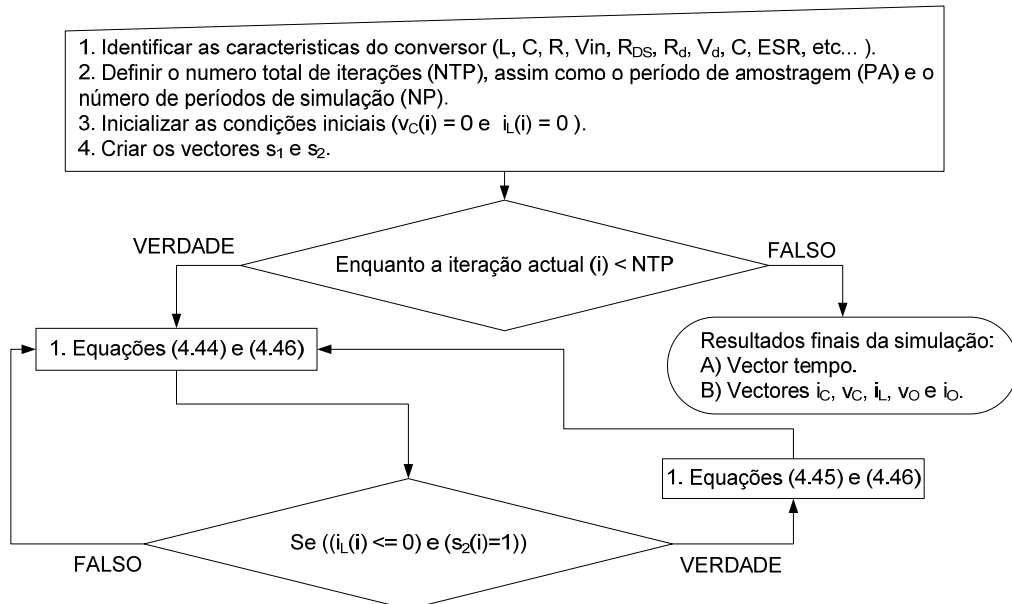


Fig. 92. Algoritmo que traduz a implementação do programa de simulação computacional de conversores DC-DC comutados baseada modelo híbrido.

Na secção seguinte apresenta-se a terceira metodologia baseada nas equações teóricas do conversor.

4.3.2.3 – Análise teórica

A implementação desta metodologia requer que o modo de condução do conversor seja, à partida, conhecido. Deste modo, serão consideradas duas secções distintas, onde serão apresentados os métodos de simulação relativos a cada modo de condução.

4.3.2.3.1 – Modo de condução contínua

Como foi referido no início da secção (4.3.2), este método de simulação computacional tem por base as curvas teóricas da corrente na bobina. Deste modo, considerando o conversor *buck* a operar em *CCM* e partindo do pressuposto que a bobina se encontra a operar fora da região de saturação, é possível desenhar as curvas teóricas da corrente da bobina (Fig. 93).

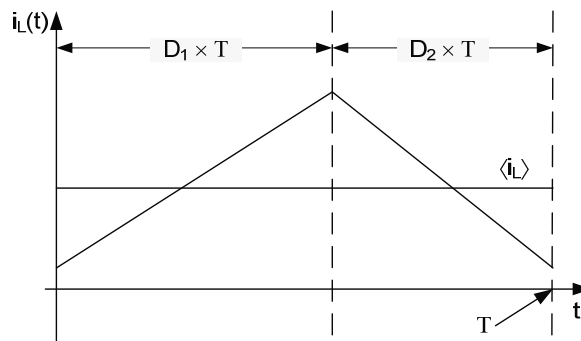


Fig. 93. Curva teórica da corrente na bobina para um conversor *buck* a operar em *CCM*, durante o regime permanente.

Utilizando as equações (4.33) e (4.36), assim como a Fig. 93 é possível escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{LON}}{dt} = \frac{\Delta i_L}{D_1 \times T} = \frac{V_{in} - \langle V_O \rangle - (R_{DS} + R_L) \times \langle i_L \rangle}{L} \\ \frac{di_{LOFF}}{dt} = -\frac{\Delta i_L}{(1-D_1) \times T} = -\frac{-\langle V_O \rangle - V_d - (R_d + R_L) \times \langle i_L \rangle}{L} \end{array} \right. \quad (4.47)$$

Assim, recorrendo às equações anteriores é possível obter o valor médio da tensão de saída do conversor:

$$\langle V_o \rangle = \frac{V_{in} \times D_1 - V_d \times (1 - D_1)}{1 + \frac{R_{DS} \times D_1 + R_L + R_d \times (1 - D_1)}{R}} \quad (4.48)$$

Desta forma, é possível modelizar a corrente na bobina ($i_L(t)$) para um conversor *buck* a operar em *CCM*, durante o regime permanente, através da função:

$$i_L(t) = \begin{cases} m_1 \times t + b_1, & t \in [0, D_1 \times T] \\ m_2 \times t + b_2, & t \in [D_1 \times T, T] \end{cases} \quad (4.49)$$

$$m_1 = \frac{di_{LON}}{dt}, m_2 = \frac{di_{LOFF}}{dt}, b_1 = \langle i_L \rangle - \frac{\Delta i_L}{2}, b_2 = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta i_L \times (1 + D_1)}{2 \times (1 - D_1)}$$

onde $\langle i_L \rangle$, Δi_L , m_1 , m_2 , T e D_1 representam o valor médio da corrente na bobina, o valor pico-a-pico da corrente na bobina, o declive da corrente na bobina durante a condução, o declive da corrente na bobina durante a não condução, o período de comutação e o *duty cycle*, respectivamente.

Como o condensador possui uma corrente de fugas extremamente baixa é possível afirmar que praticamente toda a componente *DC* da corrente da bobina irá para a carga. No entanto, grande parte da componente *AC* irá para o condensador, visto que a impedância *AC* do condensador é bem inferior à da carga. O valor desta impedância é maioritariamente devido ao valor de *ESR*, visto que à frequência de comutação do conversor, o valor de *ESR* é bem superior a reactância do condensador, o qual se encontra muito perto da sua frequência de ressonância. Deste modo, é possível afirmar que o valor pico-a-pico da corrente na bobina (Δi_L) e da corrente no condensador (Δi_C) estão relacionados pela expressão:

$$\Delta i_C = \frac{R}{R + ESR} \times \Delta i_L \quad (4.50)$$

Desta forma, é possível modelizar a corrente no condensador ($i_C(t)$) para um conversor *buck* a operar em *CCM* durante o regime permanente, através da função:

$$i_C(t) = \begin{cases} k \times m_1 \times t + k_1, & t \in [0, D_1 \times T] \\ k \times m_2 \times t + k_2, & t \in [D_1 \times T, T] \end{cases}, k = \frac{R}{R + ESR} \quad (4.51)$$

As constantes k_1 e k_2 podem ser obtidas através das relações:

$$\begin{cases} \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = 0 \\ k \times m_1 \times (D_1 \times T) + k_1 = k \times m_2 \times (D_1 \times T) + k_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_1 = -\frac{k \times \Delta i_L}{2} \\ k_2 = +\frac{k \times \Delta i_L \times (1 + D_1)}{2 \times (1 - D_1)} \end{cases} \quad (4.52)$$

Para representar a forma de onda da tensão aos terminais do condensador ($v_{cond}(t)$) será utilizado o circuito equivalente da Fig. 12. Assim, recorrendo à expressão (3.79), pode-se concluir que $v_{cond}(t)$ possui três componentes: a componente relativa à capacidade ($v_c(t)$) e as componente dependentes de *ESR* e *ESL*.

A primeira pode ser obtida se for utilizada a equação (3.80):

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \times \int_0^T i_c(t) dt + K = \begin{cases} \frac{k \times m_1 \times t^2}{2 \times C} + \frac{k_1 \times t}{C} + k_3, t \in [0, D_1 \times T] \\ \frac{k \times m_2 \times t^2}{2 \times C} + \frac{k_2 \times t}{C} + k_4, t \in [D_1 \times T, T] \end{cases} \quad (4.53)$$

As constantes k_3 e k_4 podem ser calculadas através das relações:

$$\begin{aligned} & \left\{ \begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T v_c(t) dt = \langle V_o \rangle \\ & \frac{k \times m_1 \times (D_1 \times T)^2}{2} + k_1 \times (D_1 \times T) + k_3 = \frac{k \times m_2 \times (D_1 \times T)^2}{2} + k_2 \times (D_1 \times T) + k_4 \end{aligned} \right. \Rightarrow \\ & k_3 = k_5 + (1 - D_1) \times k_6; k_4 = k_5 - D_1 \times k_6; \\ & k_5 = \langle V_o \rangle + \frac{k \times T^2}{6 \times C} \times (m_2 \times D_1^3 - m_2 - m_1 \times D_1^3) + \frac{T}{2 \times C} \times (-k_1 \times D_1^2 - k_2 + k_2 \times D_1^2) \\ & k_6 = \frac{k \times (D_1 \times T)^2}{2 \times C} \times (m_2 - m_1) + \frac{D_1 \times T}{C} \times (k_2 - k_1) \end{aligned} \quad (4.54)$$

Finalmente, é possível obter $v_{cond}(t)$:

$$\begin{aligned} v_{cond}(t) &= v_c(t) + ESR \times i_c(t) + ESL \times \frac{di_c}{dt} \Rightarrow \\ v_{cond}(t) &= \begin{cases} \left(\frac{k \times m_1}{2 \times C} \right) \times t^2 + \left(\frac{k_1}{C} + ESR \times m_1 \times k \right) \times t + k_7, t \in [0, D_1 \times T] \\ \left(\frac{k \times m_2}{2 \times C} \right) \times t^2 + \left(\frac{k_2}{C} + ESR \times m_2 \times k \right) \times t + k_8, t \in [D_1 \times T, T] \end{cases} \\ & k_7 = K_3 + K_1 \times ESR + ESL \times k \times m_1; k_8 = K_4 + K_2 \times ESR + ESL \times k \times m_2 \end{aligned} \quad (4.55)$$

4.4.2.3.2 – Modo de condução descontínua

Caso o conversor opere em *DCM* este ficará sujeito a um terceiro estágio, o estágio descontínuo, caracterizado pela corrente na bobina se anular. A Fig. 94 representa a forma de onda teórica da corrente na bobina para um conversor *buck* a

operar em *DCM*. Para o efeito, considerou-se que a bobina se encontra a operar fora da região de saturação.

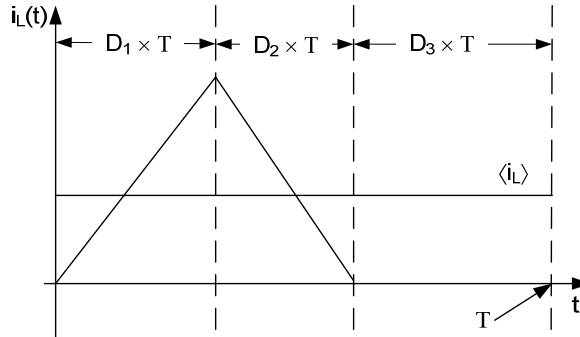


Fig. 94. Curva teórica da corrente na bobina para um conversor *buck* a operar em *DCM*, durante o regime permanente.

onde D_1 , D_2 e D_3 representam o *duty cycle*, a razão entre o período de tempo relativo ao estado de não condução e o período de comutação e a razão entre o período de tempo relativo ao estado descontínuo e o período de comutação.

Utilizando as equações (4.33) e (4.36), assim como a Fig. 94 é possível escrever:

$$\begin{cases} \frac{di_{LON}}{dt} = \frac{\Delta i_L}{D_1 \times T} = \frac{V_{in} - \langle V_{Oon} \rangle - (R_{DS} + R_L) \times \langle i_L \rangle}{L} \\ \frac{di_{LOFF}}{dt} = -\frac{\Delta i_L}{D_2 \times T} = -\frac{\langle V_{Ooff} \rangle - V_d - (R_d + R_L) \times \langle i_L \rangle}{L} \end{cases} \quad (4.56)$$

Assim, recorrendo às equações anteriores, e considerando a aproximação:

$$\langle V_{Oon} \rangle = \langle V_{Ooff} \rangle \cong \langle V_O \rangle$$

onde $\langle V_{Oon} \rangle$ e $\langle V_{Ooff} \rangle$ representam o valor médio da tensão de saída durante o estado de condução e não condução, é possível obter a valor médio da tensão de saída do conversor *buck* a operar em *DCM*:

$$\langle V_O \rangle = \frac{V_{in} \times D_1 - V_d \times D_2}{(D_1 + D_2) + \frac{R_{DS} \times D_1 + R_L \times (D_1 + D_2) + R_d \times D_2}{R}} \quad (4.57)$$

O valor médio da corrente na bobina pode ser calculado através da Fig. 94.

$$\langle i_L \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T i_L(t) dt = \frac{\Delta i_L}{2} \times (D_1 + D_2) \cong \frac{\langle V_O \rangle}{R} \quad (4.58)$$

Utilizando (4.56)-(4.58) é possível calcular D_2 .

$$D_2 \cong \frac{-K_B + \sqrt{K_B^2 - 4 \times K_A \times K_C}}{2 \times K_A} \quad (4.59)$$

$$K_A = V_d \times K_2 \times R + K_1 \times R \times R_x$$

$$K_B = K_1 \times R \times D_1 \times R_x + K_1 \times R \times R_y - V_{in} \times D_1 \times K_2 \times R + V_d \times 2 + V_d \times K_2 \times D_1 \times R$$

$$K_C = K_1 \times R \times D_1 \times R_y - 2 \times V_{in} \times D_1 - V_{in} \times D_1^2 \times R \times K_2$$

$$R_y = D_1 \times \left(1 + \frac{R_L + R_{DS}}{R} \right); R_x = \left(1 + \frac{R_L + R_d}{R} \right); K_1 = \frac{V_{in} \times D_1 \times T}{L}; K_2 = \frac{R_y \times T}{L}$$

Desta forma, é possível modelizar a corrente na bobina ($i_L(t)$) para um conversor *buck* a operar em *DCM*, durante o regime permanente, através da função:

$$i_L(t) = \begin{cases} m_1 \times t, & t \in [0, D_1 \times T] \\ m_2 \times t + b_2, & t \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T] \\ 0, & t \in [(D_1 + D_2) \times T, T] \end{cases} \quad (4.60)$$

$$m_1 = \frac{di_{LON}}{dt} = \frac{\Delta i_L}{D_1 \times T}, m_2 = \frac{di_{LOFF}}{dt} = -\frac{\Delta i_L}{D_2 \times T}, b_2 = \frac{\Delta i_L \times (D_1 + D_2)}{D_2}$$

O valor pico-a-pico da corrente na bobina (Δi_L) relaciona-se com a corrente no condensador (Δi_C), através da equação (4.50).

Deste modo, é possível modelizar a corrente no condensador ($i_C(t)$) para um conversor *buck* a operar em *DCM*, durante o regime permanente, através da função:

$$i_C(t) = \begin{cases} k \times m_1 \times t + b_3, & t \in [0, D_1 \times T] \\ k \times m_2 \times t + b_5, & t \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T] \\ -\frac{\langle V_O \rangle}{(R + ESR)}, & t \in [(D_1 + D_2) \times T, T] \end{cases}, k = \frac{R}{R + ESR} \quad (4.61)$$

As constantes b_3 e b_5 podem ser calculadas através das relações:

$$\begin{cases} \frac{1}{T} \int_0^T i_c(t) dt = 0 \\ k \times m_1 \times (D_1 \times T) + b_3 = k \times m_2 \times (D_1 \times T) + b_5 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} b_4 = \frac{K_3 - D_1 \times K_4}{D_1 + D_2} \\ b_5 = b_4 + k \times b_2 \\ b_3 = \frac{K_3 + D_2 \times K_4}{D_1 + D_2} \end{cases} \quad (4.62)$$

$$K_3 = -k \times b_2 \times D_2 - \frac{k \times m_1 \times D_1^2 \times T}{2} - \frac{k \times m_2 \times (2 \times D_1 \times D_2 + D_2^2) \times T}{2} + \frac{\langle V_o \rangle \times D_3}{ESR + R}$$

$$K_4 = D_1 \times T \times k \times (m_2 - m_1) + k \times b_2; D_3 = 1 - D_1 - D_2$$

A componente de $v_{cond}(t)$ relativa à capacidade ($v_c(t)$) pode ser obtida se for utilizada a equação (3.80):

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \times \int_0^T i_c(t) dt + K = \begin{cases} \frac{k \times m_1 \times t^2}{2 \times C} + \frac{b_3 \times t}{C} + b_6, t \in [0, D_1 \times T] \\ \frac{k \times m_2 \times t^2}{2 \times C} + \frac{b_5 \times t}{C} + b_7, t \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T], \\ -\frac{\langle V_o \rangle}{C \times (ESR + R)} \times t + b_8, t \in [(D_1 + D_2) \times T, T] \end{cases} \quad (4.63)$$

$$b_6 = K_5 + (D_2 + D_3) \times K_6 + D_3 \times K_7; b_7 = K_5 - D_1 \times K_6 + D_3 \times K_7;$$

$$b_8 = K_5 - D_1 \times K_6 - (D_1 + D_2) \times K_7;$$

$$K_5 = \langle V_o \rangle - \frac{k \times m_1 \times D_1^3 \times T^2}{6 \times C} - \frac{k \times m_2 \times ((D_1 + D_2)^3 - D_1^3) \times T^2}{6 \times C} - \frac{b_3 \times D_1^2 \times T}{2 \times C} + k_5$$

$$k_5 = -\frac{b_3 \times T}{2 \times C} \times ((D_1 + D_2)^2 - D_1^2) + \frac{\langle V_o \rangle \times T}{2 \times C \times (ESR + R)} \times (1 - (D_1 + D_2)^2)$$

$$K_6 = \frac{k \times D_1^2 \times T^2}{2 \times C} \times (m_2 - m_1) + \frac{D_1 \times T}{C} \times (b_5 - b_3)$$

$$K_7 = -\frac{k \times m_2 \times (D_1 + D_2)^2 \times T^2}{2 \times C} - \frac{b_5 \times (D_1 + D_2) \times T}{C} - \frac{\langle V_o \rangle \times (D_1 + D_2) \times T}{(ESR + R) \times C}$$

Finalmente, é possível obter $v_{cond}(t)$:

$$v_{cond}(t) = \begin{cases} \left(\frac{k \times m_1}{2 \times C} \right) \times t^2 + \left(\frac{b_3}{C} + ESR \times m_1 \times k \right) \times t + k_8, t \in [0, D_1 \times T] \\ \left(\frac{k \times m_2}{2 \times C} \right) \times t^2 + \left(\frac{b_5}{C} + ESR \times m_2 \times k \right) \times t + k_9, t \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T] \\ -\frac{\langle V_o \rangle}{C \times (R + ESR)} \times t + \left(b_8 - \frac{ESR \times \langle V_o \rangle}{R + ESR} \right), t \in [D_1 \times T, (D_1 + D_2) \times T] \end{cases} \quad (4.64)$$

$$k_8 = ESR \times b_3 + ESR \times k \times m_1 + b_6; k_9 = ESR \times b_5 + ESR \times k \times m_2 + b_7$$

4.3.2.4 – Análise das diferentes metodologias apresentadas

Para avaliar a aplicabilidade das diferentes técnicas de simulação apresenta-se, em seguida, a comparação entre os resultados de simulação computacional e os resultados experimentais.

Para o efeito concebeu-se um protótipo experimental (conversor *buck*), cujas características da secção de potência podem ser observadas na Tabela 72.

TABELA 72 – CARACTERÍSTICAS DA SECÇÃO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR *BUCK*.

Modo de condução	V_{in} (V)	L (μH)	R_L ($m\Omega$)	V_d (V)	R_d ($m\Omega$)	R_S ($m\Omega$)	C (mF)	ESR ($m\Omega$)	R (Ω)
<i>CCM</i>	12.0	26	40	0.6	30	14	4.4	26.5	1.0
<i>DCM</i>	12.5								10.0

As características relativas aos componentes activos (semicondutores), foram obtidas através dos dados fornecidos pelos fabricantes, enquanto que no caso dos elementos passivos (o condensador, a bobina e a resistência de carga) utilizou-se um analisador de impedâncias (*HP 4294*), a técnica *off-line 2* apresentada na secção (3.6) e um multímetro digital *Tektronix TX3*, respectivamente.

As características da bobina (L e R_L), obtidas através da técnica *off-line 2*, diferem um pouco dos dados fornecidos pelo fabricante, o que pode ser explicado pelo facto desta se encontrar em série com um cabo (40 *cm* de comprimento), o qual atravessa um sensor de corrente (*LEM LA 55-P*). Assim, para efectuar a medida de L e R_L , injectou-se uma corrente sinusoidal com uma frequência de 20 *kHz* ao circuito composto pela bobina e pelo cabo. Em seguida, efectuou-se a aquisição da corrente e tensão do conjunto através de um osciloscópio digital. Finalmente, recorrendo ao algoritmo da *DFT*, foi possível calcular a componente activa (R_L) e reactiva (X_L) da impedância do conjunto. O valor de L foi calculado através da equação:

$$L = \frac{X_L}{2 \times \pi \times 20000}$$

O circuito de controlo, que define o valor de $\langle V_O \rangle$ do conversor *buck*, produz um sinal quadrado com um *duty cycle* de 50% e uma frequência de 20 *kHz*.

A Fig. 95 mostra a comparação entre as formas de onda experimentais e resultantes da simulação computacional, para a corrente na bobina (i_L) e a tensão de saída (v_O) em regime permanente, para o conversor *buck* a operar em *CCM*.

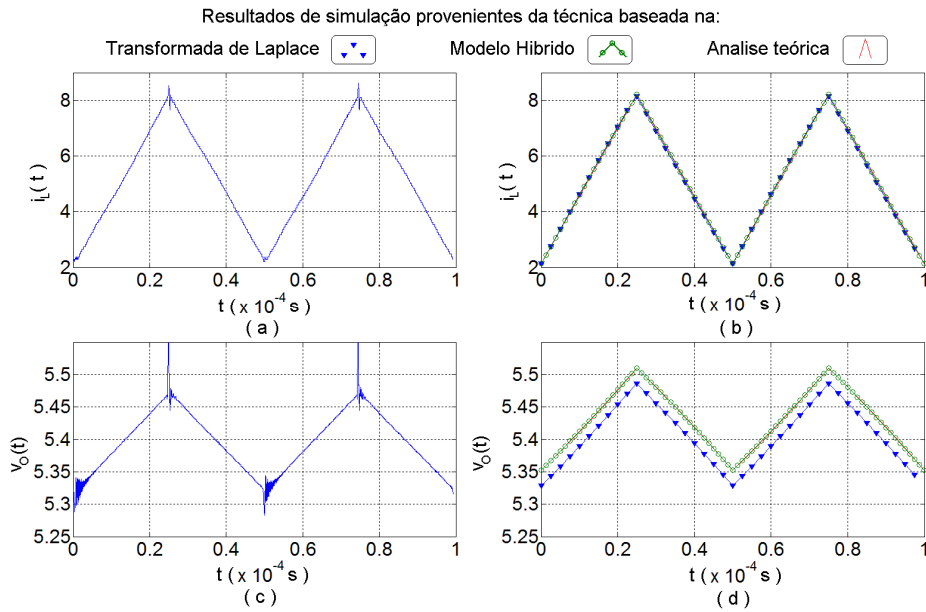


Fig. 95. Formas de onda da corrente na bobina (a, b) e tensão de saída (c, d) do conversor caracterizado na Tabela 72 (CCM): (b, d) resultados de simulação; (a, c) resultados experimentais.

A Fig. 96 mostra a comparação entre as formas de onda experimentais e resultantes da simulação computacional, para a corrente na bobina (i_L) e a tensão de saída (v_o) em regime permanente, para o conversor a operar em DCM.

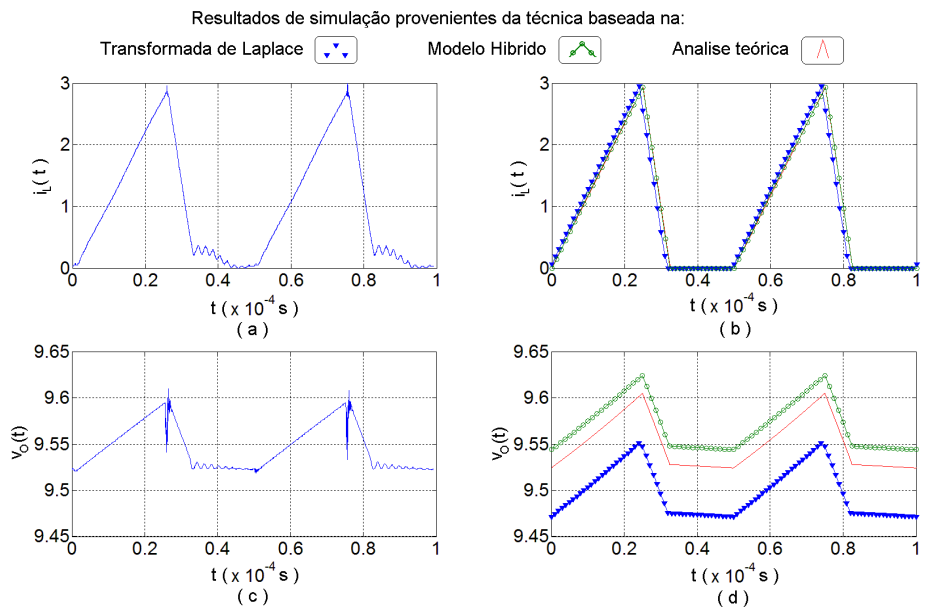


Fig. 96. Formas de onda da corrente na bobina (a, b) e tensão de saída (c, d) do conversor caracterizado na Tabela 72 (DCM): (b, d) resultados de simulação; (a, c) resultados experimentais.

As Figs. 95-96 mostram que os resultados de simulação são bastante próximos dos resultados experimentais, o que permite concluir que qualquer uma das três

metodologias apresentadas pode ser usada para modelizar o comportamento do conversor.

No entanto, apenas as metodologias baseadas no modelo híbrido e na transformada de *Laplace* permitem simular o comportamento do conversor durante o regime transitório. No entanto, a metodologia baseada na análise teórica apresenta menor custo computacional e permite simular o efeito da *ESL*.

4.3.3 – Técnicas de diagnóstico *on-line*

A utilização cada vez mais generalizada de equipamentos de electrónica de potência tem exigido maior fiabilidade.

O tema do diagnóstico de avarias não está alheio a esta problemática, pelo contrário, revela ser um dos pilares essenciais para garantir a fiabilidade deste equipamento.

Nesta secção, apresentam-se diferentes soluções no âmbito das técnicas *on-line* de diagnóstico de avarias em fontes de alimentação comutadas, em particular, nos condensadores electrolíticos de alumínio.

Os componentes electrónicos deterioram-se com o tempo de funcionamento. No caso dos condensadores electrolíticos de alumínio, o envelhecimento manifesta-se sob a forma de alterações dos parâmetros eléctricos do seu circuito equivalente. Assim, *ESR* aumenta enquanto *C* diminui. Se o valor de *ESR* duplicar ou o valor de *C* diminuir 20%, então o condensador deverá ser substituído, visto que a probabilidade de desenvolver uma avaria do tipo catastrófica aumenta significativamente.

Para além dos condensadores, também as bobinas podem deteriorar-se, apesar da sua taxa de avarias ser indiscutivelmente inferior à dos condensadores. Este fenómeno é provocado por *stress* térmico, induzido por curtos-circuitos entre espiras adjacentes, podendo este processo culminar num circuito aberto [172]. Pode-se, então, concluir que esta avaria se manifesta de forma paramétrica, visto que a indutância diminui devido ao curto-circuito entre espiras.

Deste modo, as soluções propostas baseiam-se na identificação dos parâmetros eléctricos de condensadores e bobinas utilizadas no filtro de saída de fontes de alimentação comutadas, durante o seu funcionamento.

A primeira solução proposta utiliza a transformada discreta de *Fourier* com a finalidade de estimar os valores de *ESR* e *L* [173] do filtro de saída de fontes de

alimentação comutadas. Como a frequência de funcionamento do conversor é próxima da frequência de ressonância do condensador, então, a impedância do condensador, à frequência de operação do conversor, pode ser calculada através da equação:

$$ESR \cong \frac{h^1(\Delta v_o(t))}{h^1(i_C(t))} \quad (4.65)$$

onde $h^1(\Delta v_o(t))$ e $h^1(i_C(t))$ representam o módulo do primeiro harmónico do *ripple* da tensão e corrente no condensador.

Por outro lado, como a impedância da bobina, à frequência de operação do conversor, é essencialmente devida à sua indutância, então, L pode ser calculado através da equação:

$$L = \frac{h^1(v_L(t))}{w \times h^1(i_L(t))} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{NPP} v_L(i) \times \cos(w \times t(i))\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{NPP} v_L(i) \times \sin(w \times t(i))\right)^2}}{w \times \sqrt{\left(\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \times \cos(w \times t(i))\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \times \sin(w \times t(i))\right)^2}} \quad (4.66)$$

onde $h^1(v_L(t))$ e $h^1(i_L(t))$ representam o módulo do primeiro harmónico da tensão e corrente na bobina, durante um período de comutação.

Para evitar a utilização simultânea de dois sensores de corrente, é possível relacionar $h^1(i_C(t))$ e $h^1(i_L(t))$, considerando o divisor de corrente composto pelo paralelo do ramo do condensador e da carga, R .

$$h^1(i_L(t)) = \left(1 + \frac{ESR}{R}\right) \times h^1(i_C(t)) \quad (4.67)$$

Desta forma, é possível calcular o valor de ESR utilizando o primeiro harmónico da corrente na bobina:

$$ESR = \frac{R}{R \times \frac{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \times \cos(w \times t(i))\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \times \sin(w \times t(i))\right)^2}}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{NPP} \Delta v_o(i) \times \cos(w \times t(i))\right)^2 + \left(\sum_{i=1}^{NPP} \Delta v_o(i) \times \sin(w \times t(i))\right)^2}} - 1} \quad (4.68)$$

O valor de R pode ser calculado através dos valores médios da corrente da bobina ($\langle i_L \rangle$) e da tensão de saída ($\langle v_o \rangle$) ao longo de um período de comutação.

$$R = \frac{\langle v_O \rangle}{\langle i_L \rangle} = \frac{\sum_{i=1}^{NPP} v_O(i)}{\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i)} \quad (4.69)$$

Esta técnica de diagnóstico será designada doravante por técnica de diagnóstico *on-line* 1 e pode ser aplicada em conversores *buck* a operar em *CCM* ou *DCM*.

A segunda solução proposta recorre ao algoritmo *LMS* e permite determinar os valores de *L*, *ESR* e *R*.

Assim, o cálculo de *L* baseia-se na equação:

$$v_L(t) = L \times \frac{di_L}{dt}(t) \quad (4.70)$$

onde $v_L(t)$ e $\frac{di_L}{dt}$ representam a tensão aos terminais da bobina e a derivada da corrente na bobina.

No entanto, como as formas de onda experimentais possuem algum ruído, que é significativamente amplificado pela operação de diferenciação, optou-se pela utilização da operação oposta, a integração (4.71):

$$\int v_L(t) dt = L \times i_L(t) + K \quad (4.71)$$

onde $i_L(t)$ e $\int v_L(t)dt$ representam a corrente na bobina e a forma de onda do integral da tensão, obtida recorrendo à regra trapezoidal, aos terminais da bobina.

Deste modo, pode-se mitigar significativamente o ruído de alta frequência. Recorrendo ao algoritmo *LMS*, às formas de onda de $i_L(t)$ e $\int v_L(t)dt$, assim como, à equação (4.71) é possível determinar *L*:

$$L = \frac{NPP \times \sum_{i=1}^{NPP} \left(\int_0^{t(i)} v_L(t) dt \times i_L(i) \right) - \sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \times \sum_{i=1}^{NPP} \left(\int_0^{t(i)} v_L(t) dt \right)}{NPP \times \sum_{i=1}^{NPP} (i_L(i))^2 - \left(\sum_{i=1}^{NPP} i_L(i) \right)^2} \quad (4.72)$$

Como foi mencionado no início desta secção, a principal componente responsável pela impedância do condensador à frequência de operação do conversor é a *ESR*, logo é possível relacionar as formas de onda da corrente no condensador ($i_C(t)$) e do *ripple* da tensão de saída ($\Delta v_O(t)$) através da equação:

$$\Delta v_o(t) \cong ESR \times i_c(t) \quad (4.73)$$

Para evitar a utilização de dois sensores de corrente no interior da fonte de alimentação comutada, utilizou-se a relação:

$$i_c(t) = \frac{R}{R + ESR} \times \Delta i_L(t) \quad (4.74)$$

onde $\Delta i_L(t)$ representa o *ripple* da corrente na bobina.

Deste modo, é possível relacionar $\Delta i_L(t)$ e $\Delta v_o(t)$:

$$\Delta v_o(t) = \frac{ESR \times R}{R + ESR} \times \Delta i_L(t) \quad (4.75)$$

Recorrendo ao algoritmo *LMS*, às formas de onda de $\Delta i_L(t)$ e $\Delta v_o(t)$ é possível determinar *ESR*:

$$ESR = \frac{R}{R \times \frac{\sum_{i=1}^{NPP} (\Delta i_L(i))^2}{\sum_{i=1}^{NPP} (\Delta v_o(i) \times \Delta i_L(i))} - 1} \quad (4.76)$$

O valor de *R* pode ser obtido através da equação (4.69). Esta técnica de diagnóstico será designada doravante por técnica de diagnóstico *on-line 2* e pode ser aplicada em conversores *buck* a operar em *CCM* ou *DCM*.

A terceira solução proposta utiliza simultaneamente o modelo híbrido do conversor *buck* e o algoritmo *LMS*. Esta solução é consideravelmente mais simples e computacionalmente mais leve do que a solução proposta em [167].

A matriz de regressão, $\varphi(t)$, utilizada em [167] possui uma dimensão considerável:

$$\varphi(t) = \begin{bmatrix} i_L(t-1) & 0 & v_o(t-1) & 0 & s_1(t-1) & 0 & \varphi_{17} & 0 & \varphi_{19} & 0 \\ 0 & i_L(t-1) & 0 & v_o(t-1) & 0 & s_1(t-1) & 0 & \varphi_{28} & 0 & \varphi_{210} \end{bmatrix}$$

$$\varphi_{17} = \varphi_{28} = (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \times i_L(t-1);$$

$$\varphi_{19} = \varphi_{210} = (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \times v_o(t-1); \quad (4.77)$$

onde $i_L(t-1)$, $v_o(t-1)$, $s_1(t-1)$ e $s_2(t-1)$ representam o valor da corrente na bobina, da tensão de saída, o vector de condução do transístor e o vector de condução do díodo, no instante $t-1$, respectivamente.

Os parâmetros L , C , ESR e R são calculados através da solução da equação:

$$\theta = [\Phi_N^T \cdot \Phi_N]^{-1} \cdot \Phi_N^T \cdot Y_N \quad (4.78)$$

$$\Phi_N = \begin{bmatrix} \varphi(1) \\ \vdots \\ \varphi(N) \end{bmatrix}, Y_N = \begin{bmatrix} y(1) \\ \vdots \\ y(N) \end{bmatrix}, y = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix},$$

$$\theta = \left[1 \quad 0 \quad 0 \quad \theta_4 \quad \frac{V_{in} \times PA}{L} \quad \theta_6 \quad 0 \quad \frac{R \times PA}{(ESR + R) \times C} \quad \frac{-PA}{L} \quad \theta_{10} \right]^T$$

$$\theta_4 = 1 - \frac{PA}{(ESR + R) \times C}; \theta_6 = V_{in} \times \theta_{10}; \theta_{10} = \frac{ESR \times R \times PA}{(ESR + R) \times L};$$

onde $i_L(t)$, $v_O(t)$ representam o valor da corrente na bobina e da tensão de saída no instante t , respectivamente; N o número de pontos adquiridos e PA o período de amostragem.

A solução da equação (4.78) exige a manipulação de matrizes com dimensões consideráveis ($2 \times N$ por 10), exigindo um esforço computacional elevado, o qual é significativamente aumentado pelo facto da exactidão da técnica exigir uma frequência de amostragem muito elevada.

Deste modo, foi proposta uma simplificação da matriz de regressão [174]. Como se pode observar através de (4.77) e (4.78) existem diversos termos nulos e além disso, existe uma relação de proporcionalidade entre alguns termos, sendo deste modo possível simplificar $\varphi(t)$ e θ .

$$\varphi(t) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \varphi_{13} & 0 \\ v_O(t-1) & (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \times i_L(t-1) & 0 & \varphi_{24} \end{bmatrix}$$

$$\varphi_{13} = \varphi_{24} = (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \times v_O(t-1) - V_{in} \times s_1(t-1); \quad (4.79)$$

$$\theta = \left[1 - \frac{PA}{(ESR + R) \times C} \quad \frac{R \times PA}{(ESR + R) \times C} \quad \frac{-PA}{L} \quad \frac{-ESR \times R \times PA}{(ESR + R) \times L} \right]^T$$

A simplificação anterior permite reduzir consideravelmente o custo computacional, por forma a obter θ [174].

No entanto, a matriz $\varphi(t)$ possui ainda alguns termos nulos. Por esse motivo, apresenta-se uma outra solução baseada no algoritmo *LMS*.

Recorrendo ao sistema de equações que modeliza o sistema híbrido do conversor *buck* é possível escrever as equações:

$$\begin{aligned} & \bullet \quad y_1 = K_1 \times x_1 + K_2 \times x_2 \quad (4.80) \\ y_1 &= \frac{i_L(t) - i_L(t-1)}{PA}, y_2 = \frac{v_o(t) - v_o(t-1)}{PA}, x_1 = s_1(t-1), x_2 = v_o(t-1) \times (s_1(t-1) + s_2(t-1)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \bullet \quad y_2 = K_3 \times x_1 + K_4 \times x_3 + K_5 \times x_2 + K_6 \times x_4 \quad (4.81) \\ x_3 &= i_L(t-1) \times (s_1(t-1) + s_2(t-1)), x_4 = v_o(t-1), K_1 = \frac{V_{in}}{L}, K_2 = \frac{-1}{L}, K_3 = \frac{V_{in} \times ESR \times R}{L \times (R + ESR)}, \\ K_4 &= \frac{R}{C \times (R + ESR)}, K_5 = \frac{-R \times ESR}{L \times (R + ESR)}, K_6 = \frac{-1}{C \times (R + ESR)} \end{aligned}$$

As constantes K_1, K_2, K_3, K_4, K_5 e K_6 , podem ser determinadas através do algoritmo *LMS* e das formas de onda $v_o(t-1), i_L(t-1), s_1(t-1)$ e $s_2(t-1)$:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} x_1^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} x_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_1 \\ K_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} (y_1 \times x_1) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_1 \times x_2) \end{bmatrix} \quad (4.82)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} x_1^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_3) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_4) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_3) & \sum_{i=1}^{NPP} x_3^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_4) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} x_2^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_4 \times x_2) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_4) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_4) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_2 \times x_4) & \sum_{i=1}^{NPP} x_4^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_5 \\ K_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_1) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_3) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_2) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_4) \end{bmatrix} \quad (4.83)$$

onde *NPP* representa o numero de pontos adquiridos num período de comutação do conversor.

Finalmente, é possível calcular *ESR, C, L* e *R*:

$$\left\{ \begin{aligned} L &= -\frac{1}{K_2} \end{aligned} \right. \quad (4.84)$$

$$\left\{ \begin{aligned} C &\cong \frac{1}{K_4} \end{aligned} \right. \quad (4.85)$$

$$\left\{ \begin{aligned} ESR &\cong -K_5 \times L \end{aligned} \right. \quad (4.86)$$

$$\left\{ \begin{aligned} R &\cong \frac{K_3 \times L}{V_{in} \times ESR}, V_{in} = K_1 \times L \end{aligned} \right. \quad (4.87)$$

No entanto, caso o conversor opere em *CCM*, as equações (4.80) e (4.81) podem ser simplificadas:

$$\bullet \quad y_1 = K_1 \times x_1 + K_2 \times x_2 \quad (4.88)$$

$$y_1 = \frac{i_L(t) - i_L(t-1)}{PA}, y_2 = \frac{v_o(t) - v_o(t-1)}{PA}, x_1 = s_1(t-1), x_2 = v_o(t-1)$$

$$\bullet \quad y_2 = K_3 \times x_1 + K_4 \times x_3 + K_5 \times x_2 \quad (4.89)$$

$$x_3 = i_L(t-1), K_1 = \frac{V_{in}}{L}, K_2 = \frac{-1}{L}, K_3 = \frac{V_{in} \times ESR \times R}{L \times (R + ESR)},$$

$$K_4 = \frac{R}{C \times (R + ESR)}, K_5 = \frac{-R \times ESR}{L \times (R + ESR)} - \frac{1}{C \times (R + ESR)}$$

Neste caso K_3 , K_4 e K_5 , podem ser calculadas através do sistema:

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} x_1^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_3) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_3) & \sum_{i=1}^{NPP} x_3^2 & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_2) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (x_1 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} (x_3 \times x_2) & \sum_{i=1}^{NPP} x_2^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_3 \\ K_4 \\ K_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_1) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_3) \\ \sum_{i=1}^{NPP} (y_2 \times x_2) \end{bmatrix} \quad (4.90)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} L = -\frac{1}{K_2} \end{array} \right. \quad (4.91)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} C \cong \frac{1}{K_4} \end{array} \right. \quad (4.92)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} ESR \cong \frac{K_3 \times L}{V_{in}} \end{array} \right. \quad (4.93)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R \cong \frac{-L}{K_5 \times C \times L + ESR \times C} \end{array} \right. \quad (4.94)$$

Esta técnica de diagnóstico será designada doravante por técnica de diagnóstico *on-line* 3 e pode ser aplicada em conversores *buck* a operar em *CCM* ou *DCM*.

A quarta solução proposta baseia-se nas equações que traduzem o funcionamento do conversor durante o estado de não condução [175]:

$$\left\{ \begin{array}{l} L \times \frac{di_L}{dt} = -v_o \\ v_o = ESR \times i_c + v_c \\ i_L = i_c + \frac{v_o}{R} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = v_o \times K_1 \\ \frac{dv_o}{dt} = K_2 \times i_L + K_3 \times v_o \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} K_1 = \frac{-1}{L} \\ K_2 = \frac{R}{C \times (R + ESR)} \\ K_3 = \frac{-1}{C \times (R + ESR)} - \frac{ESR \times R}{L \times (R + ESR)} \end{array} \right. \quad (4.95)$$

Após adquirir as formas de onda da corrente na bobina e tensão de saída durante o estado de não condução é possível, recorrendo ao algoritmo *LMS*, determinar *L*, *C* e *ESR*:

$$L = \frac{-\sum_{i=1}^{NPT_2} x_2^2}{\sum_{i=1}^{NPT_2} (y_1 \times x_2)}, \quad (4.96)$$

$$C = \frac{\sum_{i=1}^{NPT_2} x_1^2 \times \sum_{i=1}^{NPT_2} x_2^2 - \left(\sum_{i=1}^{NPT_2} (x_1 \times x_2) \right)^2}{\sum_{i=1}^{NPT_2} (y_2 \times x_1) \times \sum_{i=1}^{NPT_2} x_2^2 - \sum_{i=1}^{NPT_2} (x_1 \times x_2) \times \sum_{i=1}^{NPT_2} (y_2 \times x_2)} \quad (4.97)$$

$$ESR = -\frac{L + K_3 \times C \times R \times L}{C \times R}, K_3 = \frac{\sum_{i=1}^{NPT_2} x_1^2 \times \sum_{i=1}^{NPT_2} (y_2 \times x_2) - \sum_{i=1}^{NPT_2} (y_2 \times x_1) \times \sum_{i=1}^{NPT_2} (x_1 \times x_2)}{\sum_{i=1}^{NPT_2} x_1^2 \times \sum_{i=1}^{NPT_2} x_2^2 - \left(\sum_{i=1}^{NPT_2} (x_1 \times x_2) \right)^2} \quad (4.98)$$

$$y_1 = \frac{i_L(t) - i_L(t-1)}{PA}, y_2 = \frac{v_o(t) - v_o(t-1)}{PA}, x_1 = i_L(t), x_2 = v_o(t)$$

onde *PA* e *NPT₂* representam o período de amostragem e o números de pontos adquiridos durante o estado de não condução, e *R* a resistência de carga que pode ser obtida através da equação (4.69).

Esta técnica de diagnóstico será designada doravante por técnica de diagnóstico *on-line* 4 e pode ser aplicada em conversores *buck* a operar em *CCM* ou *DCM*.

A quinta solução proposta recorre igualmente às formas de onda da corrente na bobina e tensão de saída durante o estado de não condução e será designada por técnica de diagnóstico *on-line* 5. Esta nova metodologia baseia-se no modelo teórico introduzido na secção (4.3.2.3). Deste modo, considerando que o conversor opera em *CCM*, e recorrendo às equações (4.49) e (4.55), é possível modelizar a corrente na bobina e a tensão de saída durante o estado de não condução através do sistema de equações:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_L(t) = K_A \times t + (\langle i_L \rangle + K_B) \\ v_{cond}(t) = K_C \times t^2 + K_D \times t + K_E \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} K_A = -\frac{\Delta i_L}{(1-D_1) \times T} \\ K_B = \frac{\Delta i_L \times (1+D_1)}{(1-D_1) \times 2} \\ K_C = \frac{k \times m_2}{2 \times C} \\ K_D = k \times \left(\frac{K_B}{C} + ESR \times m_2 \right) \end{array} \right\}, \left\{ \begin{array}{l} m_2 = K_A \\ k = \frac{R}{R + ESR} \end{array} \right. \quad (4.99)$$

Utilizando o algoritmo *LMS* é possível determinar as constantes K_A , K_B , K_C , K_D e K_E .

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^2 & \sum_{i=1}^{NPT_2} t(i) \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} t(i) & NPT_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_A \\ \langle i_L \rangle + K_B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPT_2} (i_L(i) \times t(i)) \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} i_L(i) \end{bmatrix} \quad (4.100)$$

$$\begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^4 & \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^3 & \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^2 \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^3 & \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^2 & \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i)) \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i))^2 & \sum_{i=1}^{NPT_2} (t(i)) & NPT_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} K_C \\ K_D \\ K_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^{NPT_2} (v_o(i) \times (t(i))^2) \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} (v_o(i) \times t(i)) \\ \sum_{i=1}^{NPT_2} v_o(i) \end{bmatrix} \quad (4.101)$$

O valor de L pode ser obtido através da equação:

$$L = \frac{1}{NPT_2} \frac{\sum_{i=1}^{NPT_2} v_o(i)}{K_A} \quad (4.102)$$

Finalmente, recorrendo ao método de *Newton Raphson* é possível determinar os valores de ESR e C :

$$\begin{cases} u(i) = K_C \times R \times 2 \times C(i) + K_C \times ESR(i) \times 2 \times C(i) - R \times K_A \\ dudC(i) = K_C \times R \times 2 + K_C \times ESR(i) \times 2 \\ dudESR(i) = K_C \times 2 \times C(i) \\ v(i) = K_D \times R \times C(i) + K_D \times ESR(i) \times C(i) - R \times K_B - ESR(i) \times K_A \times C(i) \times R \\ dvdC(i) = K_D \times R + K_D \times ESR(i) - ESR(i) \times K_A \times R \\ dvdESR(i) = K_D \times C(i) - K_A \times C(i) \times R \end{cases}$$

$$ESR(i+1) = ESR(i) - \frac{u(i) \times dvdC(i) - v(i) \times dudC(i)}{dudESR(i) \times dvdC(i) - dudC(i) \times dvdESR(i)} \quad (4.103)$$

$$C(i+1) = C(i) + \frac{u(i) \times dvdESR(i) - v(i) \times dudESR(i)}{dudESR(i) \times dvdC(i) - dudC(i) \times dvdESR(i)} \quad (4.104)$$

onde i e $i+1$ representam a iteração anterior e actual, respectivamente. A estimativa inicial pode ser obtida através da informação fornecida pelos fabricantes.

No caso do conversor operar em *DCM*, a expressão $v(i)$ deverá ser substituída:

$$v(i) = K_D \times R \times C(i) + K_D \times ESR(i) \times C(i) - R \times K_B - ESR(i) \times K_A \times C(i) \times R + \langle i_L \rangle \times R \quad (4.105)$$

Desta forma, é possível reduzir o custo computacional da solução, em particular, quando se compara a metodologia anterior com a metodologia 3.

As metodologias apresentadas requerem a utilização de, pelo menos, três sensores no interior do conversor: um sensor de temperatura no condensador, um sensor de corrente na bobina e um sensor de tensão na bobina ou díodo. Assim, para simplificar a implementação experimental das técnicas de diagnóstico *on-line*, propõem-se, em seguida, duas soluções que requerem apenas a utilização do sensor de temperatura no interior do conversor.

Deste modo, a sexta solução proposta utiliza as formas de onda da corrente e tensão de entrada, assim como, a tensão de saída durante o estado de condução. Após a aquisição dos sinais anteriores, recorre-se ao algoritmo *LMS* para estimar os valores de L , ESR e R .

As equações (4.106) e (4.107) permitem modelizar o funcionamento do conversor *buck* durante o estado de condução:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \\ \frac{dv_O}{dt} = K_1 \times \frac{di_L(t)}{dt} + K_2 \times \Delta i_L(t) \end{array} \right. , t \in [0, D_1 \times T] \quad (4.106)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_L}{dt} = \frac{V_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \\ \frac{dv_O}{dt} = K_1 \times \frac{di_L(t)}{dt} + K_2 \times \Delta i_L(t) \end{array} \right. \quad (4.107)$$

$$K_1 = \frac{R \times ESR}{R + ESR}; K_2 = \frac{R}{(R + ESR) \times C}$$

onde $\langle v_O \rangle$ e $\Delta i_L(t)$ representam o valor médio da tensão de saída e o *ripple* da corrente na bobina.

No entanto, como a corrente de entrada do conversor é igual à corrente na bobina durante o estado de condução é possível escrever:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{in}(t)}{dt} = \frac{V_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \\ \frac{dv_O}{dt} = K_1 \times \frac{di_{in}(t)}{dt} + K_2 \times \Delta i_{in}(t) \end{array} \right. , t \in [0, D_1 \times T] \quad (4.108)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{di_{in}(t)}{dt} = \frac{V_{in} - \langle v_O \rangle}{L} \\ \frac{dv_O}{dt} = K_1 \times \frac{di_{in}(t)}{dt} + K_2 \times \Delta i_{in}(t) \end{array} \right. \quad (4.109)$$

$$\Delta i_{in}(t) = (i_{in}(t) - I_{inON})$$

onde I_{inON} representa o valor médio da corrente de entrada para o estado de condução.

Em seguida, recorrendo ao algoritmo *LMS*, é possível determinar L , ESR e R :

$$L = \frac{\sum_{i=1}^{NPT_1} V_{in}(i) - \sum_{i=1}^{NT_1} v_o(i)}{N \times \sum_{i=1}^{NT_1} (i_{in}(i) \times t(i)) - \sum_{i=1}^{NT_1} t(i) \times \sum_{i=1}^{NT_1} i_{in}(i)} \times \left(\sum_{i=1}^{NT_1} t(i)^2 - \frac{\sum_{i=1}^{NT_1} t(i) \times \sum_{i=1}^{NT_1} t(i)}{N} \right) \quad (4.110)$$

$$R = \frac{\sum_{i=1}^{NT_1} v_o(i)}{\sum_{i=1}^{NT_1} i_{in}(i)} \quad (4.111)$$

$$ESR = \frac{\sum_{i=1}^{NT_1} \left(\frac{dv_o(i)}{dt} \times \frac{di_{in}(i)}{dt} \right) \times \sum_{i=1}^{NT_1} (\Delta i_{in}(i))^2 - \sum_{i=1}^{NT_1} \left(\Delta i_{in}(i) \times \frac{di_{in}(i)}{dt} \right) \times \sum_{i=1}^{NT_1} \left(\frac{dv_o(i)}{dt} \times \Delta i_{in}(i) \right)}{\sum_{i=1}^{NT_1} \left(\frac{di_{in}(i)}{dt} \right)^2 \times \sum_{i=1}^{NT_1} (\Delta i_{in}(i))^2 - \left(\sum_{i=1}^{NT_1} \left(\Delta i_{in}(i) \times \frac{di_{in}(i)}{dt} \right) \right)^2} \quad (4.112)$$

O sinal de controlo que permite identificar o estado de condução pode ser facilmente obtido recorrendo à corrente de entrada. Assim, após aplicar interpolação linear à corrente de entrada, calcula-se o declive do sinal para todos os pontos de amostragem. Sempre que o declive for positivo, então, o *MOSFET* encontra-se em condução. Para evitar erros provocados pelo ruído do sinal de entrada, deve-se, em seguida, verificar se o sinal de controlo está correcto. Assim, sempre que se verifique um impulso unitário com dimensão temporal inferior ao impulso unitário relativo ao *duty cycle* mínimo, então o mesmo deverá ser eliminado, sendo substituído por zeros. Este algoritmo pode ser implementado facilmente num programa de computador e permite identificar o estado de condução. No entanto, caso o conversor opere em *DCM*, é necessário adquirir a forma de onda da tensão na bobina, para identificar o estado descontínuo. Por este motivo, utiliza-se esta metodologia apenas para conversores a operar em *CCM*. Esta metodologia será designada por técnica de diagnóstico *on-line* 6.

A sétima metodologia proposta utiliza a corrente e a tensão de entrada, assim como a tensão de saída durante um período de comutação [176]. A implementação desta nova metodologia baseia-se na reconstrução da corrente e tensão na bobina. Em seguida, utiliza-se a técnica de diagnóstico *on-line* 1 para determinar *L*, *ESR* e *R*. O estado de condução é identificado recorrendo ao algoritmo exposto no parágrafo anterior.

Deste modo, pode-se definir a tensão na bobina ($v_L(t)$) para um período de comutação, através do sistema de equações:

$$v_L(t) = \begin{cases} V_{in} - \langle v_o \rangle, t \in [0, D_1 \times T[\\ -\langle v_o \rangle, t \in [D_1 \times T, T[\end{cases} \quad (4.113)$$

Por outro lado, a corrente na bobina ($i_L(t)$) pode ser representada pelo sistema de equações:

$$i_L(t) = \begin{cases} m_1 \times t + b_1, t \in [0, D_1 \times T[\\ m_2 \times t + b_2, t \in [D_1 \times T, T[\end{cases} \quad (4.114)$$

Os valores de m_1 e b_1 podem ser calculados através da corrente de entrada ($i_{in}(t)$) recorrendo ao algoritmo *LMS*:

$$m_1 = \frac{NPT_1 \times \sum_{i=1}^{NPT_1} (i_{in}(i) \times t(i)) - \sum_{i=1}^{NPT_1} i_{in}(i) \times \sum_{i=1}^{NPT_1} t(i)}{NPT_1 \times \sum_{i=1}^{NPT_1} (t(i))^2 - \left(\sum_{i=1}^{NPT_1} t(i) \right)^2} \quad (4.115)$$

$$b_1 = \frac{\sum_{i=1}^{NPT_1} (t(i))^2 \times \sum_{i=1}^{NPT_1} i_{in}(i) - \sum_{i=1}^{NPT_1} (i_{in}(i) \times t(i)) \times \sum_{i=1}^{NPT_1} t(i)}{NPT_1 \times \sum_{i=1}^{NPT_1} (t(i))^2 - \left(\sum_{i=1}^{NPT_1} t(i) \right)^2} \quad (4.116)$$

Por outro lado, recorrendo à análise teórica do conversor, é possível relacionar m_2 e b_2 com m_1 e b_1 , através das equações:

$$m_2 = \frac{-2 \times \left(\frac{\langle v_o \rangle}{R} - b_1 \right)}{(1-D) \times T} \quad (4.117)$$

$$b_2 = D \times T \times (m_1 - m_2) + b_1 \quad (4.118)$$

Após reconstruir as formas de onda $v_L(t)$ e $i_L(t)$, é possível determinar L , ESR e R através das equações (4.66), (4.68) e (4.69), respectivamente.

4.3.4 – Resultados experimentais e de simulação

A fim de avaliar a aplicabilidade das técnicas de diagnóstico *on-line* propostas, apresentam-se nesta secção diversos resultados de simulação e experimentais.

Deste modo, consideraram-se os conversores caracterizados na Tabela 72, assim como três condensadores de $4700 \mu F$, $25 V$ (C_A , C_{A1} e C_{A2}), utilizados na secção (3.9), e caracterizados na Tabela 73.

TABELA 73 – CIRCUITO EQUIVALENTE DOS CONDENSADORES UTILIZADOS (20 kHz, 20 °C).

C_A		C_{A1}		C_{A2}	
ESR (Ω)	C (μF)	ESR (Ω)	C (μF)	ESR (Ω)	C (μF)
0.0265	4427	0.0294	4252	0.0701	3713

Os valores de ESR e C foram obtidos através de medições efectuadas com um analisador de impedância *HP 4294*. O valor de C foi calculado recorrendo ao algoritmo *LMS* e à reactância do condensador medida para o intervalo de frequências de 100 Hz a 100 kHz.

De seguida, apresentam-se alguns resultados de simulação computacional. Para o efeito, recorreu-se à técnica de simulação exposta na secção (4.3.2.1), tendo-se simulado o funcionamento do conversor a operar em *CCM* e *DCM*, para filtro de saída composto pelo condensador C_A , C_{A1} e C_{A2} alternadamente.

A Fig. 97 mostra as formas de onda da corrente ($i_L(t)$) e tensão na bobina ($v_L(t)$), assim como a tensão de saída ($v_O(t)$) do conversor a operar em *CCM*, para um filtro de saída composto pelos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} , alternadamente.

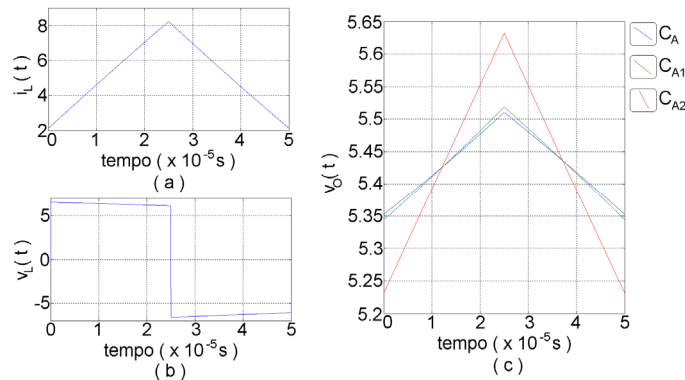


Fig. 97. Simulações computacionais: formas de onda da corrente (a) e tensão (b) na bobina, assim como da tensão de saída (c) para o conversor *buck* caracterizado na Tabela 72 (*CCM*).

Recorrendo às formas de onda da corrente e tensão na bobina, assim como à tensão de saída e ao vector de controlo s_1 , é possível determinar os valores de ESR , C , R , e L (Tabela 74).

Através da comparação dos resultados da tabela anterior com os valores L , R e ESR expostos nas Tabelas 72 e 73, pode-se concluir que as técnicas de diagnóstico 1 e 2 revelam uma boa exactidão, tanto no cálculo de ESR como de R e L . As técnicas de diagnóstico 3 e 4 revelam ser menos exactas. A técnica 5 possui uma elevada exactidão no cálculo de ESR , mas o valor L revela ser menos exacto. Além disso, pode-se ainda

concluir que não é possível determinar o valor C correctamente. No entanto, se o valor de L for bastante superior ($L = 220 \mu H$) a exactidão no cálculo de C aumenta significativamente.

TABELA 74 – ESTIMATIVAS DOS VALORES DE ESR , C , L E R , PARA O CONVERSOR $BUCK$, CARACTERIZADO NA TABELA 72 (CCM), CONSIDERANDO OS CONDENSADORES C_A , C_{A1} E C_{A2} ALTERNADAMENTE (RESULTADOS DE SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL).

<i>Técnicas de diagnóstico</i>		<i>On –line 1</i>	<i>On –line 2</i>	<i>On –line 3</i>	<i>On –line 4</i>	<i>On –line 5</i>
C_A	ESR	26.7 m Ω	26.5 m Ω	25.9 m Ω	25.9 m Ω	26.5 m Ω
	C	-	-	6.32 mF	6.12 mF	7.54 mF
	L	26.0 μH	26.0 μH	22.3 μH	22.3 μH	22.3 μH
	R	1.05 Ω	1.05 Ω	1.05 Ω	1.06 Ω	1.06 Ω
C_{A1}	ESR	29.6 m Ω	29.4 m Ω	28.6 m Ω	28.6 m Ω	29.4 m Ω
	C	-	-	6.22 mF	6.01 mF	7.78 mF
	L	26.0 μH	26.0 μH	22.3 μH	22.3 μH	22.3 μH
	R	1.05 Ω	1.05 Ω	1.05 Ω	1.06 Ω	1.06 Ω
C_{A2}	ESR	70.4 m Ω	70.1 m Ω	65.7 m Ω	65.7 m Ω	70.1 m Ω
	C	-	-	9.17 mF	8.30 mF	11.5 mF
	L	26.0 μH	26.0 μH	22.3 μH	22.3 μH	22.3 μH
	R	1.05 Ω	1.05 Ω	1.05 Ω	1.06 Ω	1.06 Ω

No entanto, como o conversor estudado utiliza uma bobina com um valor bastante inferior, não será considerado doravante o cálculo de C .

A Fig. 98 mostra as formas de onda experimentais da corrente ($i_L(t)$) e tensão na bobina ($v_L(t)$), assim como a tensão de saída ($v_O(t)$) do conversor a operar em CCM , para um filtro de saída composto pelos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} , alternadamente.

Através das formas de onda experimentais é possível determinar os valores de ESR , R , e L (Tabela 75).

As técnicas de diagnóstico *on-line* 3, 4 e 5 exigem a utilização de interpolação linear e polinomial, para as formas de onda da corrente na bobina e da tensão de saída, respectivamente. Além disso, no caso da técnica *on-line* 3 foi utilizada a equação (4.69) para determinar R , pois permite obter um valor mais preciso. A Tabela 75 permite reiterar as conclusões retiradas das simulações computacionais (Tabela 74).

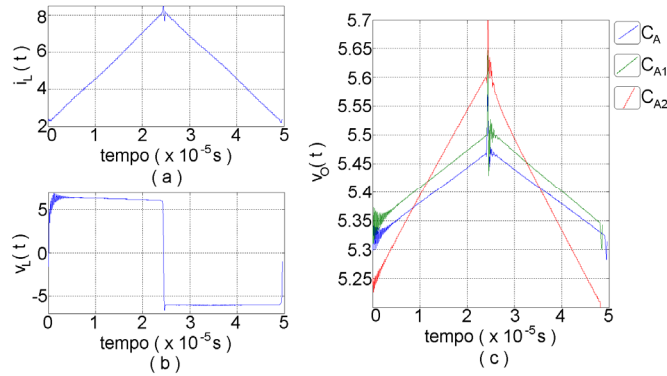


Fig. 98. Resultados experimentais: formas de onda da corrente (a) e tensão (b) na bobina, assim como da tensão de saída (c) para o conversor *buck* caracterizado na Tabela 72 (CCM).

TABELA 75 – ESTIMATIVAS DOS VALORES DE *ESR*, *L* E *R*, PARA O CONVERSOR *BUCK*, CARACTERIZADO NA TABELA 72 (CCM), CONSIDERANDO OS CONDENSADORES C_A , C_{A1} E C_{A2} ALTERNADAMENTE (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

<i>Técnicas de diagnóstico</i>		<i>On –line 1</i>	<i>On –line 2</i>	<i>On –line 3</i>	<i>On –line 4</i>	<i>On –line 5</i>
C_A	<i>ESR</i>	27.0 mΩ	27.0 mΩ	25.4 mΩ	25.9 mΩ	27.1 mΩ
	<i>L</i>	25.7 μH	25.6 μH	22.5 μH	22.3 μH	22.4 μH
	<i>R</i>	1.02 Ω	1.04 Ω	1.04 Ω	1.01 Ω	1.01 Ω
C_{A1}	<i>ESR</i>	29.8 mΩ	29.8 mΩ	27.8 mΩ	28.5 mΩ	29.8 mΩ
	<i>L</i>	25.5 μH	25.4 μH	22.8 μH	22.4 μH	22.4 μH
	<i>R</i>	1.05 Ω	1.05 Ω	1.04 Ω	1.04 Ω	1.04 Ω
C_{A2}	<i>ESR</i>	72.4 mΩ	71.5 mΩ	66.9 mΩ	66.6 mΩ	74.1 mΩ
	<i>L</i>	25.6 μH	25.5 μH	22.7 μH	22.3 μH	22.3 μH
	<i>R</i>	1.03 Ω	1.03 Ω	1.03 Ω	1.02 Ω	1.02 Ω

Em seguida, será analisada a aplicabilidade das referidas técnicas para o conversor a operar em *DCM*.

A Fig. 99 mostra as formas de onda da corrente ($i_L(t)$) e tensão na bobina ($v_L(t)$), assim como a tensão de saída ($v_O(t)$) do conversor a operar em *DCM*, provenientes de simulações computacionais, para um filtro de saída composto pelos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} , alternadamente.

Em seguida, utilizando as formas de onda da corrente e tensão na bobina, assim como a tensão de saída e o vector de controlo s_I (Fig. 99) é possível determinar os valores de *ESR*, *R*, e *L* (Tabela 76).

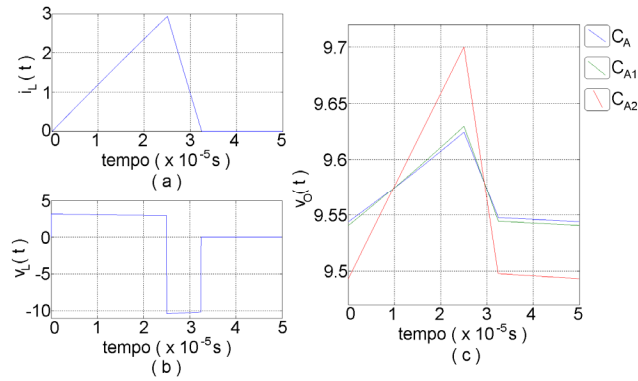


Fig. 99. Resultados de simulação: formas de onda da corrente (a) e tensão (b) na bobina, assim como da tensão de saída (c) para o conversor *buck* caracterizado na Tabela 72 (*DCM*).

TABELA 76 – ESTIMATIVAS DOS VALORES DE *ESR*, *L* E *R*, PARA O CONVERSOR *BUCK*, CARACTERIZADO NA TABELA 72 (*DCM*), CONSIDERANDO OS CONDENSADORES C_A , C_{A1} E C_{A2} ALTERNADAMENTE (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

<i>Técnicas de diagnóstico</i>		<i>On –line 1</i>	<i>On –line 2</i>	<i>On –line 3</i>	<i>On –line 4</i>	<i>On –line 5</i>
C_A	<i>ESR</i>	26.6 mΩ	26.5 mΩ	26.1 mΩ	26.4 mΩ	26.2 mΩ
	<i>L</i>	26.0 μH	26.0 μH	24.4 μH	24.3 μH	24.3 μH
	<i>R</i>	9.99 Ω				
C_{A1}	<i>ESR</i>	29.5 mΩ	29.4 mΩ	29.0 mΩ	29.2 mΩ	29.1 mΩ
	<i>L</i>	26.0 μH	26.0 μH	24.4 μH	24.3 μH	24.3 μH
	<i>R</i>	9.99 Ω				
C_{A2}	<i>ESR</i>	70.2 mΩ	70.1 mΩ	68.9 mΩ	69.4 mΩ	69.8 mΩ
	<i>L</i>	26.0 μH	26.0 μH	24.4 μH	24.3 μH	24.3 μH
	<i>R</i>	9.99 Ω				

A Tabela 76 permite concluir que as técnicas de diagnóstico 1 e 2 revelam uma elevada exactidão, tanto no cálculo de *ESR* e *L*. As restantes metodologias revelam ser menos exactas quando conversor opera em *DCM*. Importa igualmente referir que *R* foi calculado através da equação (4.69).

A Fig. 100 mostra as formas de onda experimentais da corrente ($i_L(t)$) e tensão na bobina ($v_L(t)$), assim como a tensão de saída ($v_O(t)$) do conversor a operar em *DCM*, para um filtro de saída composto pelos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} , alternadamente.

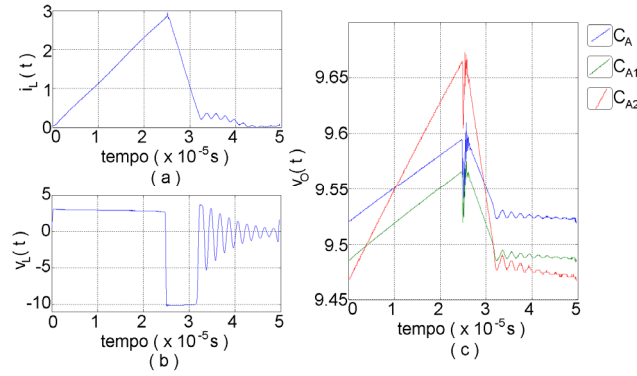


Fig. 100. Resultados de experimentais: formas de onda da corrente (a) e tensão (b) na bobina, assim como da tensão de saída (c) para o conversor *buck* caracterizado na Tabela 72 (*DCM*).

Através das formas de onda experimentais é possível determinar os valores de *ESR*, *R*, e *L* (Tabela 77).

TABELA 77 – ESTIMATIVAS DOS VALORES DE *ESR*, *L* E *R*, PARA O CONVERSOR *BUCK*, CARACTERIZADO NA TABELA 72 (*DCM*), CONSIDERANDO OS CONDENSADORES *C_A*, *C_{A1}* E *C_{A2}* ALTERNADAMENTE (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Técnicas de diagnóstico		On –line 1	On –line 2	On –line 3	On –line 4	On –line 5
<i>C_A</i>	<i>ESR</i>	25.7 mΩ	25.5 mΩ	26.0 mΩ	24.7 mΩ	27.0 mΩ
	<i>L</i>	25.6 μH	25.6 μH	25.0 μH	24.5 μH	24.6 μH
	<i>R</i>	9.54 Ω				
<i>C_{A1}</i>	<i>ESR</i>	28.9 mΩ	28.8 mΩ	32.0 mΩ	30.6 mΩ	30.6 mΩ
	<i>L</i>	25.7 μH	25.6 μH	25.4 μH	25.0 μH	24.8 μH
	<i>R</i>	9.37 Ω				
<i>C_{A2}</i>	<i>ESR</i>	71.6 mΩ	71.5 mΩ	75.5 mΩ	72.7 mΩ	72.3 mΩ
	<i>L</i>	25.7 μH	25.6 μH	25.3 μH	25.0 μH	24.7 μH
	<i>R</i>	9.39 Ω				

Os resultados experimentais apresentados na tabela anterior reiteram as conclusões obtidas no âmbito das simulações computacionais: as técnicas 1 e 2 revelam ser mais exactas quando o conversor opera em *DCM*. A técnica 3 apresenta a menor exactidão das 5 soluções propostas, sendo este fenómeno devido ao ruído provocado pela mudança do estado de condução para o estado de não condução.

De seguida, serão analisadas as técnicas de diagnóstico 6 e 7. Neste caso, é necessário adquirir apenas a corrente ($i_{in}(t)$), a tensão de entrada ($v_{in}(t)$), a tensão de saída ($v_o(t)$) do conversor, bem assim como a temperatura do condensador.

No caso da técnica *on-line* 6 utilizam-se as formas de onda anteriores apenas durante o estado de condução, o qual pode ser identificado através de $i_{in}(t)$. A técnica de diagnóstico *on-line* 7 baseia-se na reconstrução das formas de onda da tensão e corrente na bobina. Em seguida, recorre-se ao algoritmo da *DFT* para avaliar o estado da bobina e condensador.

A Fig. 101 mostra as formas de onda experimentais da corrente de entrada, da corrente e tensão na bobina reconstruídas e da tensão de saída ($v_o(t)$) do conversor, a operar em *CCM*, para um filtro de saída composto pelos condensadores C_A , C_{A1} e C_{A2} , alternadamente.

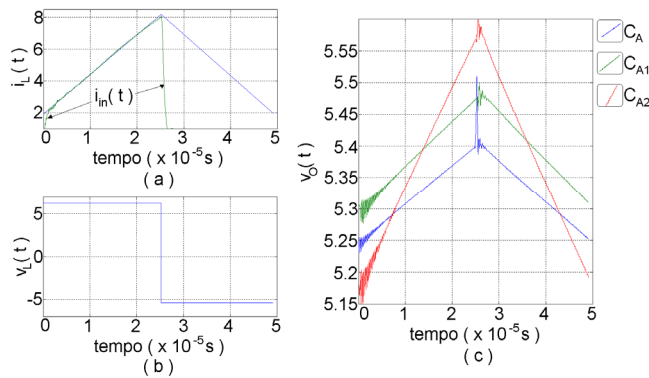


Fig. 101. Resultados de experimentais: formas de onda da corrente de entrada e corrente na bobina reconstruída (a) tensão na bobina reconstruída (b) e tensão de saída (c) do conversor *buck* caracterizado na Tabela 72 (*CCM*).

Através das formas de onda experimentais é possível, recorrendo às técnicas de diagnóstico 6 e 7, determinar os valores de L , ESR e R do conversor (Tabela 78).

TABELA 78 – ESTIMATIVAS DOS VALORES DE ESR , L E R , PARA O CONVERSOR *BUCK*, CARACTERIZADO NA TABELA 72 (*CCM*), CONSIDERANDO OS CONDENSADORES C_A , C_{A1} E C_{A2} ALTERNADAMENTE (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

condensadores	C_A			C_{A1}			C_{A2}		
	ESR ($m\Omega$)	L (μH)	R (Ω)	ESR ($m\Omega$)	L (μH)	R (Ω)	ESR ($m\Omega$)	L (μH)	R (Ω)
<i>On-line</i> 6	24.9	25.4	1.031	29.2	25.5	1.094	64.3	25.3	1.012
<i>On-line</i> 7	27.1	23.7	1.083	30.1	23.1	1.087	69.0	23.0	1.063

Através da tabela anterior é possível concluir que as soluções 6 e 7 apresentam uma boa exactidão, podendo igualmente ser utilizadas como técnicas de diagnóstico *on-line*.

4.4.5 – Comparação entre as técnicas de diagnóstico *on-line*

Nesta secção efectua-se a comparação entre as técnicas de diagnóstico *on-line* propostas, no que respeita à sua exactidão, precisão e constrangimentos práticos.

Assim, no que respeita à exactidão, efectuou-se a comparação entre os valores estimados pelas diferentes técnicas propostas e os valores medidos através do analisador de impedâncias *HP 4294*, sendo estes últimos considerados os valores de referência, para as mesmas condições de operação (20 °C, 20 kHz). A Fig. 102 sintetiza o referido estudo.

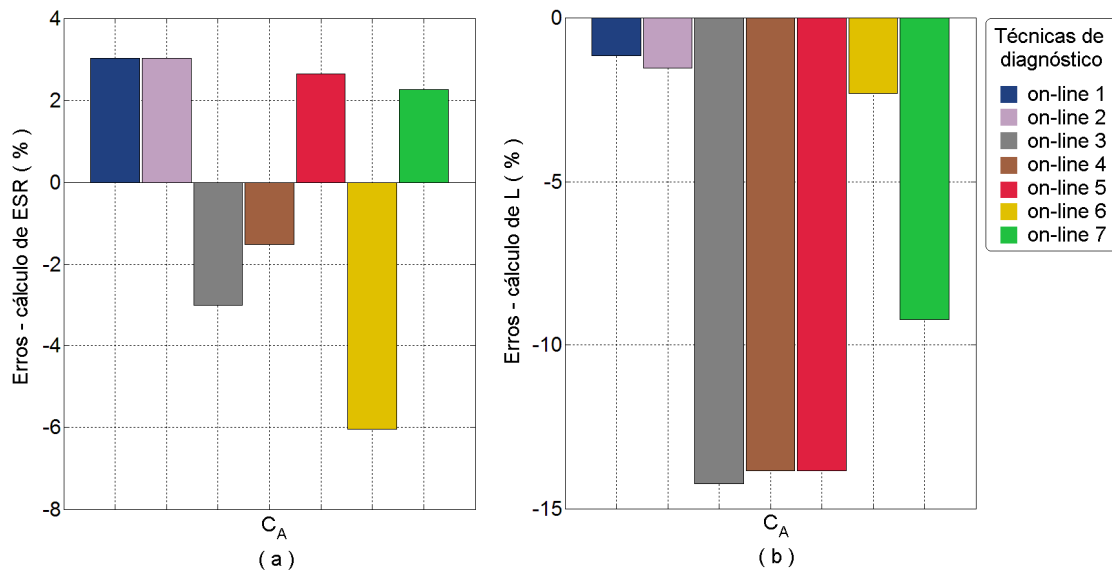


Fig. 102. Comparação das técnicas *on-line* propostas no que respeita à sua exactidão: (a) *ESR* e (b) *L*.

Através da observação da figura anterior pode-se concluir que as sete técnicas *on-line* propostas apresentam uma boa exactidão no que respeita ao cálculo de *ESR*, sendo o erro máximo inferior a 6.5%. No entanto, o mesmo não se pode concluir no que respeita ao valor de *L*, sendo, neste caso, as técnicas 1, 2 e 6 claramente mais exactas, apresentando erros inferiores a 2.5%. Importa, ainda, referir que as técnicas de diagnóstico 1 e 2 são as mais exactas tanto no cálculo de *ESR*, como de *L*, e que as técnicas 1, 2 e 7 apresentam um erro inferior a 3.5 % no cálculo de *ESR*.

Importa, igualmente, avaliar as técnicas propostas quanto ao carácter aleatório dos resultados obtidos. Para tal, foram efectuadas 25 medidas, para as mesmas

condições de operação (frequência, temperatura, tensão e corrente), a partir das quais foi possível determinar o desvio padrão, considerando cada uma das sete técnicas de diagnóstico *on-line* propostas (Tabela 79).

TABELA 79 – DESVIO PADRÃO NO CÁLCULO DA *ESR* E *L* (RESULTADOS EXPERIMENTAIS).

Técnicas de diagnóstico	<i>L</i>		<i>ESR</i>	
	<i>H</i>	%	Ω	%
<i>On - line 1</i>	5.09×10^{-8}	0.198	1.86×10^{-4}	0.684
<i>On - line 2</i>	5.52×10^{-8}	0.216	1.86×10^{-4}	0.681
<i>On - line 3</i>	15.28×10^{-8}	0.683	1.46×10^{-4}	0.571
<i>On - line 4</i>	5.89×10^{-8}	0.263	1.77×10^{-4}	0.679
<i>On - line 5</i>	5.03×10^{-8}	0.225	2.88×10^{-4}	1.061
<i>On - line 6</i>	6.13×10^{-8}	0.242	1.94×10^{-4}	0.777
<i>On - line 7</i>	5.38×10^{-8}	0.228	6.38×10^{-4}	0.235

A tabela anterior mostra que o desvio padrão não varia significativamente de técnica para técnica. No entanto, é possível concluir que o valor de *L* calculado através da técnica 3 apresenta um carácter mais aleatório que as restantes, revelando ser a mais dependente do ruído. No que respeita à *ESR*, a técnica 7 revela ser a mais precisa, sendo, em contrapartida, a técnica 5 aquela que mostra ser a menos precisa.

No que respeita à implementação prática, as técnicas 1 e 2 possuem o menor custo computacional, quando comparadas com as restantes metodologias. A técnica 3 revela ser a mais complexa e pesada em termos computacionais. As técnicas 6 e 7 requerem apenas a utilização de um sensor no interior da fonte de alimentação (sensor de temperatura), o que permite reduzir a complexidade logística.

A grande vantagem das sete metodologias apresentadas baseia-se no facto destas poderem ser implementadas num processador digital de sinal (*DSP*), ou através de um computador com ligação a um osciloscópio, sendo a sua escolha dependente de diversos factores, tais como, a complexidade logística e computacional, precisão ou mesmo a exactidão.

4.4 – Fonte de alimentação ATX

Presentemente a grande maioria das fontes de alimentação de computadores são fontes de alimentação *ATX* cuja principal função consiste em converter a tensão alternada da rede, em pelo menos, seis diferentes tensões de saída, que respeitem as

especificações das diferentes cargas, tais como: o rato, o teclado, o processador, a placa de rede, a placa de vídeo, a placa de som, os módulos de memória, o disco duro, o leitor de *DVD* e *CD*, entre outras.

No entanto, para que as referidas cargas funcionem correctamente, ou não sofram danos irremediáveis, é imprescindível que as diferentes tensões de saída estejam correctamente reguladas [177-179]. Uma falha na fonte de alimentação pode não só destruir outros componentes do computador, cujo custo é consideravelmente superior ao da própria fonte de alimentação, como também conduzir à perda de informação provocada pelo *shutdown* do computador [180]. Por estes motivos, o desenvolvimento de técnicas de diagnóstico *on-line*, que permitam avaliar o estado dos componentes mais críticos de fontes alimentação *ATX*, revela-se indispensável.

4.4.1 – Arquitectura de fontes de alimentação *ATX*

As fontes de alimentação *ATX* são compostas por uma secção primária com correcção do factor potência (*PFC*), que pode ser passivo ou activo. No primeiro caso, utiliza-se uma bobina, enquanto que, no caso do *PFC* activo, recorre-se a um conversor *boost*. O *PFC* passivo permite reduzir significativamente o custo e complexidade da fonte *ATX*, por esse motivo, é mais vulgar a utilização desta solução [181]. A Fig. 103 mostra a secção primária de uma fonte de alimentação *ATX* com *PFC* passivo [42, 181].

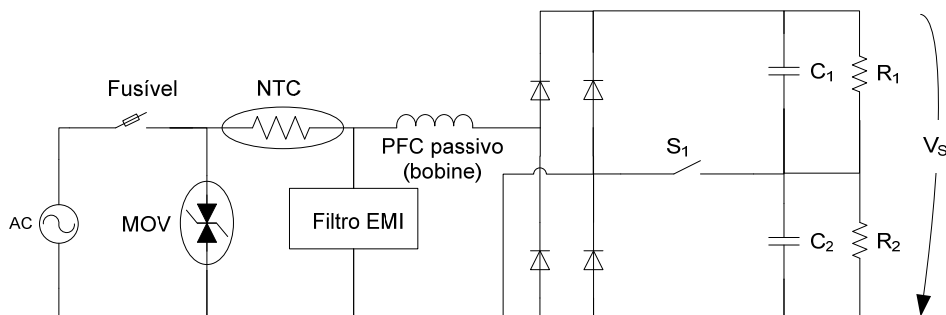


Fig. 103. Esquema eléctrico da secção primária de uma fonte de alimentação *ATX*, com *PFC* passivo [42, 181].

Apesar de a fonte de energia fornecer uma tensão *AC* cujo valor eficaz é relativamente constante, é comum durante tempestades eléctricas surgirem picos de tensão, de curta duração, que podem facilmente atingir os 5 *kV*. Para evitar danos provocados por estes picos de tensão, as fontes *ATX* estão equipadas com um varistor (*MOV* – metal oxide varistor). A resistência eléctrica do *MOV* diminui com a tensão

aplicada aos seus terminais. Deste modo é possível proteger os rectificadores e transístores, utilizados na secção primária e secundária da fonte, quando surgem picos de tensão na alimentação principal [42].

Durante o arranque da fonte de alimentação podem surgir picos de corrente, devido ao carregamento dos condensadores de entrada, que podem destruir os rectificadores de entrada e condensadores pretencentes à secção primária. Para evitar esta situação, utilizam-se termistores *NTC*. Os termistores *NTC* são semicondutores cuja resistência varia significativamente com a temperatura. Assim, durante o arranque da fonte, como a temperatura do semicondutor é baixa, a corrente é limitada pela sua elevada resistência. Após o arranque da fonte, e com a passagem da corrente, a temperatura do termistor aumenta, reduzindo a sua resistência.

As fontes de alimentação comutadas produzem elevadas quantidades de ruído de alta frequência, provocado pela comutação dos transístores, ruído este que produz interferências electromagnéticas (*EMI*) que se propagam através dos condutores. Este ruído é injectado na alimentação principal, afectando, desta forma, equipamentos próximos [182]. Para reduzir as interferências electromagnéticas, as fontes de alimentação *ATX* são equipadas com filtros *EMI*.

O factor potência traduz a relação entre a potência activa e aparente, logo representa o desfasamento entre a corrente e a tensão. No entanto, no caso de cargas não lineares como as fontes de alimentação comutadas, o factor potência traduz-se sob a forma de harmónicos de baixa frequência provocados pela condução dos díodos pertencentes à ponte rectificadora da secção primária [183]. Este fenómeno pode ser reduzido pela introdução de uma bobina a montante da ponte rectificadora, permitindo reduzir o valor eficaz da corrente de entrada, e assim os referidos harmónicos [181, 183].

Como a grande maioria do equipamento electrónico se destina a um mercado internacional, este deverá ser capaz de operar para diferentes tensões de entrada. O interruptor S_1 permite seleccionar a tensão de entrada (115 *V AC* ou 230 *V AC*). No caso de o interruptor estar fechado, durante o semi-ciclo positivo, o condensador C_1 carrega. Por sua vez, durante o semi-ciclo negativo o condensador C_2 é carregado. Desta forma, a tensão V_S é aproximadamente 320 *V DC*, quer a tensão de entrada seja de 115 *V AC* quer de 230 *V AC*.

As resistências R_1 e R_2 permitem que os condensadores electrolíticos C_1 e C_2 , possam ser descarregados quando a fonte é desligada [42].

A jusante dos condensadores C_1 e C_2 é possível encontrar uma fonte de alimentação comutada, tipicamente um conversor *forward* [181]. A fonte comutada utiliza transístores de comutação rápida (*MOSFETs*) para converter a tensão *DC* não regulada, V_S , numa forma de onda quadrada. Em seguida, é utilizado um pequeno transformador de alta frequência para converter o impulso de tensão anterior em diversas saídas que posteriormente são rectificadas e filtradas. O controlo em malha fechada permite garantir que a tensão das saídas se mantenha regulada independentemente da carga.

Os condensadores electrolíticos utilizados na secção primária de fontes de alimentação *ATX* (C_1 e C_2) são um dos elementos mais críticos deste equipamento. Além disso, o seu envelhecimento, que se traduz na redução da capacidade, pode conduzir à destruição doutros componentes, tais como, os transístores utilizados na secção secundária da fonte *ATX* [40]. Desta forma, é essencial garantir o bom estado destes condensadores para assegurar o correcto funcionamento da fonte e assim de todos os componentes do computador.

4.4.2 – Técnica de diagnóstico *on-line*

A técnica de diagnóstico proposta é bastante simples e baseia-se na técnica de diagnóstico *on-line* 1 proposta na secção (4.3.3).

A impedância do condensador electrolítico varia significativamente com a frequência de operação. Para baixas frequências o seu comportamento assemelha-se a um condensador ideal, sendo o efeito de *ESR* e *ESL* desprezáveis. Com o aumento da frequência o efeito de *ESL* cancela o efeito de *C*. Deste modo, perto da frequência de ressonância a impedância total do condensador é maioritariamente devida à *ESR*.

Por outro lado, através da observação da Fig. 103, é possível concluir que os condensadores C_1 e C_2 não estão imunes às *EMI*, provocadas pela comutação dos transístores da fonte de alimentação comutada pertencente a secção secundária da fonte *ATX*, visto que o filtro *EMI* se encontra a montante. Deste modo, o efeito da comutação dos transístores reflecte-se na corrente e tensão dos condensadores C_1 e C_2 . Este efeito é mais pronunciado na corrente, sendo possível distinguir dois harmónicos na corrente: um à frequência dupla da rede e o outro à frequência de comutação dos transístores. Como a frequência de comutação da fonte comutada é próxima da frequência de ressonância dos condensadores, a relação entre o harmónico da tensão e da corrente nos

condensadores C_1 e C_2 , à frequência de comutação dos transístores, permite estimar o valor de ESR dos condensadores e desta forma avaliar o seu estado [184].

4.4.3 – Resultados experimentais

Para avaliar a aplicabilidade da técnica de diagnóstico proposta adquiriram-se diversos resultados experimentais. Para o efeito, foi utilizada uma fonte de alimentação comercial ATX ($LPE2 - 420W$). Para simular o seu funcionamento normal, a fonte ATX foi ligada a um disco duro e ao processador de um computador.

Por outro lado, para simular o envelhecimento dos condensadores de entrada, o condensador C_1 foi alternadamente substituído por condensadores do mesmo tipo ($220 \mu F$, $250 V$), mas sujeitos a diferentes graus de envelhecimento: um condensador novo (C_{1N}) e dois envelhecidos (C_{1V} e C_{1MV}) sujeitos a diferentes graus de envelhecimento. A Tabela 80 sintetiza os testes de envelhecimento realizados.

TABELA 80 – TESTES DE ENVELHECIMENTO.

Condensador	Temperatura	Tempo
C_{1V}	$170 \text{ }^\circ\text{C}$	1 hora
C_{1MV}	$200 \text{ }^\circ\text{C}$	

Em seguida, foi efectuada a medida de ESR dos condensadores utilizados, tendo-se recorrido a um analisador de impedâncias $HP 4294$ (Fig. 104).

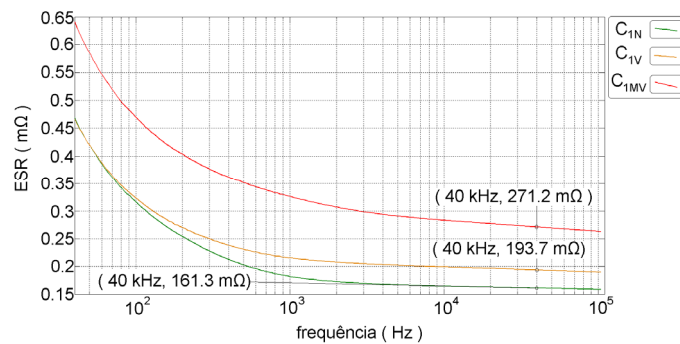


Fig. 104. Evolução de ESR com a frequência para os três condensadores utilizados (medidas efectuadas com o analisador de impedâncias $HP 4294$).

Para implementar experimentalmente a técnica de diagnóstico proposta foi necessário substituir alternadamente C_1 por C_{1N} , C_{1V} e C_{1MV} . Para cada caso foi efectuada a medida da corrente (i_c) e do *ripple* tensão do condensador C_1 (Δv_C) durante o funcionamento normal da fonte ATX .

Para efectuar as medidas experimentais utilizou-se um sensor de corrente (um transformador de efeito de *Hall* - *Telcon HTP 50*), um osciloscópio digital *Tektronix*

TDS1012 e um computador equipado com a plataforma de computação numérica *MATLAB* [184].

Num primeiro momento C_I foi substituído por C_{IN} . A Fig. 105 mostra as formas de onda de i_C e Δv_C em C_I .

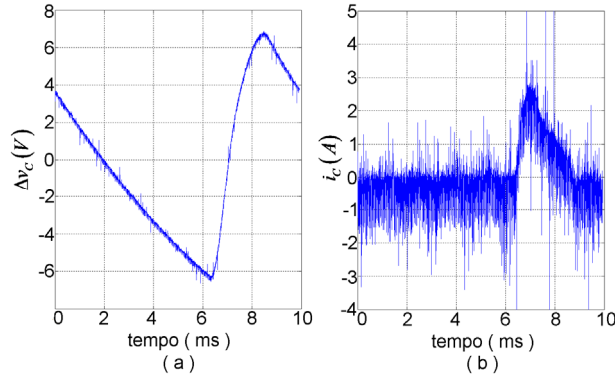


Fig. 105. Formas de onda experimentais do *ripple* da tensão (a) e corrente (b) no condensador C_{IN} .

Em seguida C_{IN} foi substituído por C_{IV} . A Fig. 106 mostra as formas de onda de i_C e Δv_C .

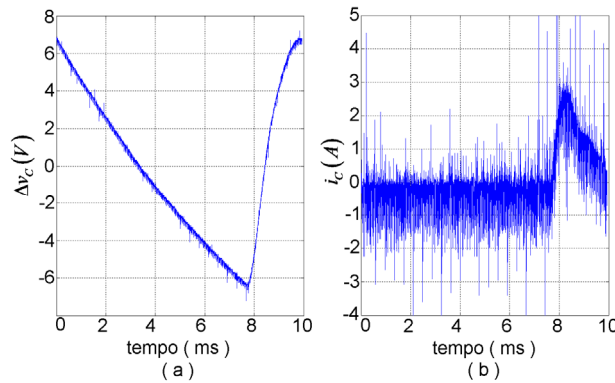


Fig. 106. Formas de onda experimentais do *ripple* da tensão (a) e corrente (b) no condensador C_{IV} .

Finalmente C_{IV} foi substituído por C_{IMV} . A Fig. 107 mostra as formas de onda de i_C e Δv_C .

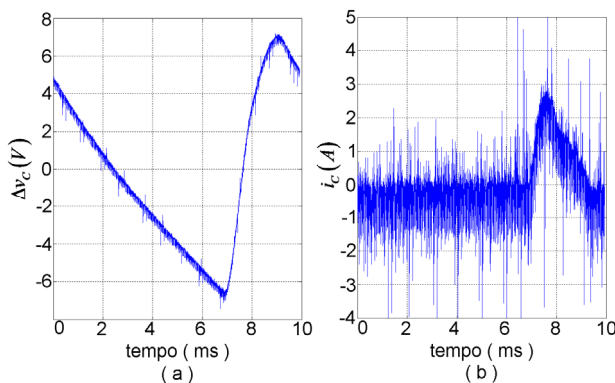


Fig. 107. Formas de onda experimentais do *ripple* da tensão (a) e corrente (b) no condensador C_{IMV} .

Finalmente, utilizando as formas de onda experimentais da corrente e tensão no condensador (Figs. 105-107), e calculando os harmônicos de i_C e Δv_C à frequência de comutação dos transistores (40 kHz), é possível estimar o valor de ESR (Tabela 81).

TABELA 81 – VALOR DA ESR ESTIMADO ATRAVÉS DA TÉCNICA DE DIAGNÓSTICO PROPOSTA.

Condensador	Modulo do harmónico à frequência de comutação da fonte (40 kHz)		ESR ($m\Omega$)
	i_C (mA)	Δv_C (mV)	
C_{IN}	539.8	91.1	168.7
C_{IV}	559.9	116.6	208.3
C_{IMV}	550.2	152.5	276.9

Quando se comparam os resultados obtidos com técnica de diagnóstico proposta (Tabela 81), com os valores medidos através do analisador de impedâncias *HP 4294*, para as mesmas condições de operação (40 kHz e 20 °C), pode-se verificar que o erro máximo para os três condensadores é inferior a 8 %, o que mostra que a técnica proposta apresenta uma exactidão bastante boa.

Como as fontes *ATX* funcionam constantemente em regime de cargas variáveis, não é possível avaliar a precisão da técnica proposta visto que as condições de operação estão continuamente a modificar-se (valor médio da corrente de saída e *duty cycle*). Pode-se, no entanto, avaliar a aplicabilidade da técnica proposta para o regime de cargas variáveis. Deste modo, foram efectuadas onze medidas diferentes da corrente e tensão no condensador C_I para cada uma das três situações descritas anteriormente (filtro de entrada com o condensador C_{IN} , C_{IV} e C_{IMV} , alternadamente). Seguidamente calculou-se o valor de ESR , para as trinta e três medidas efectuadas (Fig. 108).

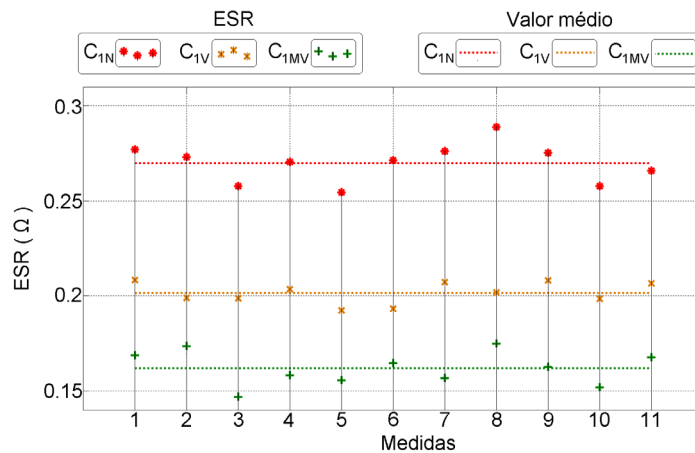


Fig. 108. Valores da ESR estimados para onze medidas diferentes considerando o filtro de entrada da fonte *ATX*, composto alternadamente pelos condensadores C_{IN} , C_{IV} e C_{IMV} .

Através da observação da Fig. 108 pode-se concluir que os desvios dos valores de *ESR* em relação ao valor médio das onze medidas não são significativos. Além disso, a exactidão da técnica proposta poderá ser melhorada se o valor médio das onze medidas for considerado, nesse caso, o erro máximo diminui para 4%.

Importa ainda referir que o efeito da temperatura deverá ser igualmente considerado. Para tal, deve-se colocar um sensor de temperatura no topo da cobertura do condensador, visto ser a região cuja resistência térmica do núcleo para a cobertura é menor. A função de *ESR* com a temperatura pode ser obtida recorrendo à metodologia proposta na secção (3.8). Deste modo, evitam-se erros na avaliação do estado do condensador, provocados pelas variações da temperatura do núcleo do condensador.

4.5 – Resumo

A necessidade de equipamentos mais fiáveis tem fomentado o desenvolvimento de sistemas redundantes ou de técnicas de diagnóstico que permitam evitar ou prever as falhas nos equipamentos.

Neste capítulo foram apresentadas várias soluções no âmbito das técnicas de diagnóstico *on-line* para fontes de alimentação comutadas. As metodologias *on-line* revelam-se essenciais em equipamentos cuja paragem se revela inexequível.

Para o efeito, foram utilizados dois protótipos experimentais: um conversor *buck*, concebido propositadamente para validar as soluções propostas e uma fonte de alimentação *ATX*, que permitiu demonstrar a aplicabilidade de uma das soluções propostas num equipamento comercial.

Um dos elementos mais críticos das fontes de alimentação comutadas é o condensador electrolítico de alumínio, cujo envelhecimento é caracterizado pelo aumento de *ESR*. Por esse motivo, as técnicas de diagnóstico propostas baseiam-se no cálculo de *ESR*. No entanto, apesar de menos comuns, as bobinas podem igualmente desenvolver um processo de avaria, que é caracterizado pela redução gradual da indutância. Por esse motivo, as técnicas propostas permitem igualmente determinar o valor de *L*.

As duas primeiras soluções propostas utilizam as formas de onda da corrente na bobina, da tensão de saída e da bobina durante um período de comutação. A primeira solução utiliza o algoritmo *DFT*, enquanto a segunda recorre ao algoritmo *LMS*.

A terceira solução recorre simultaneamente ao modelo híbrido do conversor e ao algoritmo *LMS*. Neste caso é necessário adquirir as formas de onda da corrente e da tensão na bobina e da tensão de saída. Esta solução revela ser a mais complexa.

A quarta e quinta soluções utilizam as formas de onda da corrente na bobina e tensão de saída e entrada durante o estado de não condução do transistor, o qual é identificado através da forma de onda da tensão na bobina. A quarta solução utiliza o algoritmo *LMS* conjuntamente com as equações que modelizam o funcionamento do conversor durante o estado de não condução, enquanto a quinta solução baseia-se na análise teórica do conversor.

A sexta e sétima soluções utilizam apenas a corrente de entrada e a tensão saída do conversor. No primeiro caso utiliza-se o algoritmo *LMS* e as formas de onda apenas durante o estado de condução do transistor, o qual é identificado através da forma de onda da corrente de entrada. A sétima solução baseia-se na reconstrução das formas de onda da corrente e tensão na bobina, utilizando-se em seguida o algoritmo *DFT* para determinar os valores de *L* e *ESR*.

As soluções referidas foram implementadas e validadas através de resultados experimentais obtidos a partir do conversor *buck*.

A técnica de diagnóstico implementada no âmbito da fonte de alimentação *ATX* permite avaliar o estado dos condensadores utilizados na sua secção primária. Os conceitos subjacentes à sua implementação são semelhantes aos utilizados para a primeira solução proposta, sendo igualmente utilizado o algoritmo *DFT*. O estado dos condensadores é avaliado através do cálculo do valor de *ESR*, obtido através da razão entre os harmónicos da corrente e tensão no condensador, à frequência de comutação dos transístores.

5 – Conclusões

Foi abordada, ao longo deste trabalho, a temática da caracterização do esquema equivalente de condensadores electrolíticos de alumínio. Esta informação revela-se essencial tanto na concepção de diversos equipamentos de electrónica, como no desenvolvimento de técnicas de diagnóstico que permitam avaliar o estado do condensador.

Como foi relatado no Capítulo 1, os condensadores electrolíticos de alumínio são largamente utilizados em fontes de alimentação, que servem como interface de energia para diversos sistemas electrónicos pertencentes a equipamento médico, a centrais nucleares, veículos de transporte, entre outros. Por outro lado, estes condensadores revelam ser um dos elementos mais críticos desses equipamentos, sendo indubitavelmente o elemento mais vulnerável da secção de potência das fontes de alimentação. As referidas premissas demonstram a importância do desenvolvimento de técnicas de diagnóstico que permitam avaliar o estado deste equipamento, em particular, do condensador electrolítico de alumínio.

O envelhecimento destes condensadores caracteriza-se pela modificação dos parâmetros eléctricos do seu circuito equivalente, a resistência interna aumenta e a capacidade diminui. As referidas modificações permitem avaliar o seu estado, visto que, habitualmente, os fabricantes definem o fim de vida útil do condensador quando a

resistência duplica ou a capacidade diminui 20%. Caso os referidos limites tenham sido alcançados, o condensador pode ainda continuar a operar, no entanto, a probabilidade de desenvolver uma avaria do tipo catastrófica (curto-circuito ou circuito aberto) aumenta consideravelmente, sendo portanto aconselhável proceder à sua substituição. Alguns sistemas electrónicos possuem especificações de *ripple* de tensão muito exigentes, podendo suceder que nestes casos, o limite de vida do condensador seja determinado não pelo limite definido pelo fabricante do condensador, mas sim pelas características do *ripple* da tensão no condensador.

As técnicas de medida propostas no âmbito deste trabalho baseiam-se na caracterização do circuito equivalente do condensador. Assim, apresentaram-se dois tipos de soluções, as técnicas *off-line* que exigem que o equipamento onde o condensador se encontra aplicado seja desligado e as técnicas *on-line* que permitem testar o estado do condensador com o equipamento em funcionamento.

A implementação de técnicas de medida *off-line* requer a construção de geradores de sinais de corrente com a potência apropriada. Para o efeito foram desenvolvidos três circuitos: dois amplificadores de potência (um classe *AB* e outro classe *D*) que permitem injectar uma corrente aproximadamente sinusoidal no condensador e um circuito de carga e descarga que permite criar uma forma de onda de corrente aproximadamente quadrada, no condensador. A relação entre as formas de onda da tensão e corrente no condensador permite identificar os seus parâmetros eléctricos, os quais são obtidos através de análise gráfica ou de processos automáticos baseados nos algoritmos *LMS* ou *DFT*.

Os parâmetros eléctricos do condensador, em particular a resistência interna e a capacidade modificam-se não só com o envelhecimento do condensador, mas também, com outros factores como a temperatura e a frequência. As técnicas *off-line* permitem caracterizar os parâmetros eléctricos do condensador para diferentes temperaturas e frequências, informação tipicamente obtida através de equipamento bastante dispendioso e nem sempre disponível. Neste particular, convém lembrar que a informação fornecida pelo fabricante é escassa e pouco exacta. A identificação dos valores da resistência interna e capacidade do condensador é essencial na fase de concepção de fontes de alimentação comutadas e na escolha de condensadores para o barramento *DC* de variadores electrónicos de velocidade. Além disso, a função que permite representar a evolução da resistência interna do condensador com a

temperatura, obtida através de técnicas *off-line* é imprescindível para a implementação de técnicas de diagnóstico *on-line*.

No caso das técnicas de diagnóstico *on-line* o estado do condensador é verificado com o equipamento em funcionamento normal. No entanto, se durante o funcionamento do equipamento, factores como a temperatura do condensador ou a frequência de operação do condensador se modificarem, a técnica de diagnóstico terá que equacionar estas duas novas variáveis. Neste trabalho, foram propostas algumas técnicas de diagnóstico *on-line* para fontes de alimentação comutadas. Neste caso, foi necessário considerar as variações de temperatura no condensador, já que a frequência de comutação dos transístores é constante.

Neste trabalho foram ainda utilizadas duas fontes de alimentação comutadas: um conversor *buck*, cujo filtro de saída é idêntico à grande maioria das topologias de fontes comutadas; e uma fonte de alimentação comercial (*ATX*).

Assim, no caso do primeiro protótipo, foram propostas sete técnicas de diagnóstico diferentes, cinco das quais requerem pelo menos três sensores no interior da fonte de alimentação que permitam medir a corrente e tensão na bobina assim como a temperatura no condensador. Em seguida recorre-se aos algoritmos *LMS* e *DFT*, assim como às equações que definem o funcionamento do conversor e ao seu modelo híbrido para extrair os valores da resistência interna do condensador e indutância da bobina. As avarias nas bobinas apesar de menos comuns manifestam-se pela redução progressiva da indutância.

As restantes técnicas propostas necessitam de apenas um sensor no interior do conversor *buck*, permitindo reduzir a complexidade logística associada à sua implementação. A escolha da melhor metodologia a utilizar depende de factores como complexidade logística e computacional, precisão e exactidão. No entanto, a grande vantagem das sete metodologias propostas é a possibilidade de poderem ser implementadas num processador digital de sinal (*DSP*), ou através de um computador com ligação a um osciloscópio.

No caso da fonte de alimentação *ATX*, foi proposta uma técnica de diagnóstico *on-line* que permite avaliar o estado dos condensadores electrolíticos de alumínio utilizados na secção primária. Estes condensadores são indiscutivelmente um dos elementos mais vulneráveis da fonte *ATX*, sendo a sua degradação responsável pelo aparecimento de avarias noutros componentes da fonte. Assim, a metodologia proposta baseia-se no facto da impedância do condensador à frequência de comutação dos

transístores ser aproximadamente igual ao valor da sua resistência interna. Como o efeito das *EMI* produzidas pela comutação dos transístores se faz sentir nestes condensadores, a relação entre o módulo dos harmónicos da tensão e corrente nos condensadores de entrada, à frequência de comutação dos transístores, permite calcular o valor da resistência interna do condensador e assim avaliar o seu estado. O efeito da temperatura é igualmente considerado, visto que durante o funcionamento esta pode variar.

5.1 – Síntese

As técnicas de medida *off-line* permitem alcançar uma maior exactidão, visto que possibilitam efectuar diferentes medidas para as mesmas condições de operação (frequência e temperatura). Além disso, podem revelar-se a única solução possível para avaliar o estado dos condensadores, em sistemas cuja implementação das técnicas *on-line* se revele inexecutável. Em contrapartida, requerem que o equipamento onde o condensador se encontra a operar seja desligado, podendo ser mesmo necessário proceder à remoção do condensador do equipamento, para testar o seu estado num circuito apropriado. A implementação destas metodologias poderá ser realizada em planos de manutenção periódica.

A implementação de técnicas de medida *on-line* pode ser executada com o equipamento em funcionamento normal, não sendo portanto necessário efectuar paragens periódicas, podendo estas metodologias ser executadas em planos de manutenção condicionada. No entanto, a sua implementação tem de equacionar diversos factores como a temperatura e a frequência que podem modificar-se durante o funcionamento do equipamento. Estes factores introduzem novas variáveis no sistema de diagnóstico, requerendo a utilização de diversos sensores que podem introduzir erros de medida e como consequência podem reduzir a exactidão e precisão da técnica de medida. Além disso, a complexidade e custo das técnicas de diagnóstico *on-line* é consideravelmente superior ao das técnicas *off-line*.

5.2 – Trabalho futuro

Como perspectivas de trabalho futuro salienta-se o desenvolvimento de estudos respeitantes ao refinamento dos métodos de diagnóstico *on-line* propostos, com o objectivo de proporcionar um diagnóstico mais completo e fiável em relação à ocorrência de avarias em conversores *DC-DC* comutados, sujeitos a regimes de carga variáveis, bem como à deterioração de outros componentes, e ainda avaliar a sua aplicabilidade noutros sistemas electrónicos, como por exemplo em variadores electrónicos de velocidade.

Pretende-se igualmente, desenvolver um estudo similar para outras tecnologias de condensadores, tais como os condensadores de filme metálico de polipropileno, cujo crescente interesse em aplicações de média e elevada potência, designadamente em tracção eléctrica, tem revelado a importância do desenvolvimento de técnicas de diagnóstico que permitam avaliar o seu estado.

ANEXO I

Através da análise da Fig. 42 é possível escrever as equações:

$$\begin{cases} v_{in}(t) = R_L \times i_L(t) + L \times \frac{di_L(t)}{dt} + v_o(t) \\ i_L(t) = i_c(t) + i_o(t) \\ v_o(t) = ESR \times i_c(t) + v_c(t) \end{cases} \Rightarrow$$
$$v_{in}(t) = K_1 \times \frac{d^2 v_c(t)}{dt^2} + K_2 \times \frac{dv_c(t)}{dt} + K_3 \times v_c(t), \quad (A1.1)$$
$$\text{com: } \begin{cases} K_1 = L \times C \times \left(1 + \frac{ESR}{R}\right) \\ K_2 = \left(R_L \times C + \frac{ESR \times C \times R_L}{R} + \frac{L}{R} + ESR \times C\right) \\ K_3 = \left(1 + \frac{R_L}{R}\right) \end{cases}$$

Recorrendo à transformada de *Laplace* é possível encontrar a solução da equação diferencial (A1.1).

$$v_c(t) = A \times \cos(w \times t) + G \times \sin(w \times t) + \dots \quad (A1.2)$$

$$\dots + H \times e^{-at} \times \cos(b \times t) + I \times e^{-at} \times \sin(b \times t)$$

em que:

$$K_1 = L \times C \times \left(1 + \frac{ESR}{R}\right); K_3 = \left(1 + \frac{R_L}{R}\right);$$

$$K_2 = R_L \times C \times \left(1 + \frac{ESR}{R}\right) + \frac{L}{R} + ESR \times C;$$

$$F = K_1^2 \times w^4 - 2 \times K_1 \times K_3 \times w^2 + K_2^2 \times w^2 + K_3^2;$$

$$A = \frac{-K_2 \times V_{in} \times w}{F}; B = \frac{(-K_1^2 \times w^2 + K_3) \times V_{in} \times w}{F};$$

$$E = \frac{(K_1^2 \times w^2 + K_2^2 - K_3 \times K_1) \times V_{in} \times w}{F}; G = \frac{B}{w};$$

$$D = \frac{K_1 \times K_2 \times w \times V_{in}}{F}; w = 2 \times \pi \times f; H = \frac{D}{K_1};$$

$$I = \frac{E - D \times a}{b \times K_1}; a = \frac{K_2}{2 \times K_1}; b = \frac{\sqrt{4 \times K_1 \times K_3 - K_2^2}}{2 \times K_1};$$

Considerando o regime permanente, podem-se desprezar os termos relativos às exponenciais, podendo então (A1.2) simplificar-se:

$$v_c(t) \cong A \times \cos(w \times t) + G \times \sin(w \times t) \quad (A1.3)$$

$$A = \frac{-K_2 \times V_{in} \times w}{F} \wedge G = \frac{(-K_1 \times w^2 + K_3) \times V_{in}}{F}$$

No entanto, a equação (A1.3) pode ainda ser simplificada se a frequência de operação (f) estiver afastada da frequência de ressonância do filtro (f_{ress}):

$$\begin{cases} v_c(t) \cong G \times \sin(2 \times \pi \times f \times t) \\ f_{ress} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}}, \end{cases} \text{ se } f > 2 \times f_{ress} \Rightarrow A \ll G \quad (A1.4)$$

Desta forma é possível escrever:

$$\begin{cases} i_c(t) \cong C \times B \times \sin\left(w \times t + \frac{\pi}{2}\right) \Rightarrow \\ v_o(t) = ESR \times i_c(t) + v_c(t) \end{cases}$$

$$v_o(t) = C \times ESR \times B \times \sin\left(w \times t + \frac{\pi}{2}\right) + \frac{B}{w} \times \sin(w \times t) \quad (A1.5)$$

A amplitude da corrente no condensador (I_C) e a tensão de saída (V_O) são aproximadamente iguais a:

$$I_C = C \times B = \frac{C \times (-K_1 \times w^2 + K_3) \times V_{in} \times w}{F} \quad (A1.6)$$

$$V_O = \frac{(-K_1 \times w^2 + K_3) \times V_{in} \times w}{F} \times \sqrt{(ESR \times C)^2 + \left(\frac{1}{w}\right)^2} \quad (A1.7)$$

Considerando que $R \gg (R_L + ESR)$, então pode-se simplificar (A.7):

$$V_O = \frac{(-L \times C \times w^2 + 1) \times V_{in} \times w \times \sqrt{(ESR \times C)^2 + \left(\frac{1}{w}\right)^2}}{(L \times C \times w^2)^2 - 2 \times (L \times C) \times w^2 + K_4 \times w^2 + 1} \quad (A1.8)$$

$$K_4 = \left((R_L + ESR) \times C + \frac{L}{R} \right)$$

Se $f \gg f_{ress}$, então (A.8) pode ser simplificada:

$$V_O \cong \frac{-L \times C \times w^2 \times V_{in} \times w \times \sqrt{(ESR \times C)^2 + \left(\frac{1}{w}\right)^2}}{(L \times C \times w^2)^2} \quad (A1.9)$$

Utilizando a expressão (A1.9) é possível calcular o ganho do circuito da Fig. 42:

$$\frac{V_O}{V_{in}} \cong \frac{\sqrt{(ESR \times C)^2 + \frac{1}{w^2}}}{L \times C \times w} \quad (A1.10)$$

Finalmente através da expressão (A1.10) é possível calcular ESR :

$$ESR \cong \frac{\sqrt{\left(L \times C \times w \times \frac{V_O}{V_{in}} \right)^2 - \frac{1}{w^2}}}{C} \quad (A1.11)$$

ANEXO II

Através da análise da Fig. 42 é possível escrever as equações:

$$\begin{cases} v_{in} = Z_L \times i_{in} + Z_{cond} \times i_C \\ i_{in} = i_C + i_O \\ v_O = Z_{cond} \times i_C \end{cases} \Rightarrow \quad (A2.1)$$

$$\text{com:} \begin{cases} v_{in} = V_{in} \underline{\theta}_{v_{in}} \\ v_O = V_O \underline{\theta}_{v_O} \\ Z_L = j \times \omega \times L \\ i_L = I_{in} \underline{\theta}_{i_{in}} \\ i_C = I_C \underline{\theta}_{i_C} \\ i_O = I_O \underline{\theta}_{i_O} \\ Z_{cond} = ESR + (j \times \omega \times C)^{-1} \end{cases}$$

em que: v_{in} , v_O , i_{in} , i_C e i_O representam os fasores da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada, corrente no condensador e corrente de saída; e V_{in} , V_O , I_{in} , I_C e I_O representam as amplitudes da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada,

corrente no condensador e corrente de saída, respectivamente; e θ_{vin} , θ_{vo} , θ_{in} , θ_{ic} e θ_{io} representam as respectivas fases da tensão de entrada, tensão de saída, corrente de entrada, corrente no condensador e corrente de saída.

Considerando que:

$$\left\{ \begin{array}{l} f \gg f_{ress} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \end{array} \right. \quad (A2.2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} R \gg \sqrt{(ESR)^2 + \left(\frac{1}{w \times C}\right)^2} \end{array} \right. \quad (A2.3)$$

sendo f a frequência de operação, então respeitando a condição (A2.3) possível escrever:

$$\frac{V_o}{V_{in}} \cong \frac{\sqrt{ESR^2 + \left(\frac{1}{w \times C}\right)^2}}{\sqrt{ESR^2 + \left(w \times L - \frac{1}{w \times C}\right)^2}} \quad (A2.4)$$

Através de (A2.4), é possível obter o valor de ESR :

$$ESR \cong \sqrt{\frac{\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2 \times \left(w \times L - \frac{1}{w \times C}\right)^2 - \left(\frac{1}{w \times C}\right)^2}{1 - \left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2}} \quad (A2.5)$$

Tendo em conta (A2.2) então é possível simplificar (A2.6):

$$ESR \cong \sqrt{\frac{\left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2 \times (w \times L)^2 - \left(\frac{1}{w \times C}\right)^2}{1 - \left(\frac{V_o}{V_{in}}\right)^2}} \quad (A2.6)$$

ANEXO III

Através da análise da Fig. 42 é possível escrever as equações:

$$\begin{aligned}v_{in}(t) &= ((R + ESR) \times C) \times i_c(t) + ESL \times \frac{di_c(t)}{dt} + v_C(t) \Rightarrow \\v_{in}(t) &= K_1 \times \frac{d^2 v_C(t)}{d^2 t} + K_2 \times \frac{dv_C(t)}{dt} + v_C(t) \quad (A3.1) \\ \text{com: } &\begin{cases} K_1 = ESL \times C \\ K_2 = (R + ESR) \times C \end{cases}\end{aligned}$$

Recorrendo à transformada de *Laplace* é possível encontrar a solução da equação diferencial (A3.1):

$$v_C(t) = A \times \cos(w \times t) + \frac{B}{w} \times \sin(w \times t) + \frac{D}{K_1} e^{-at} + \frac{E}{K_1} e^{-bt} \quad (A3.2)$$

em que:

$$F = K_1^2 \times w^4 - 2 \times K_1 \times w^2 + K_2^2 \times w^2 + 1$$

$$a = \frac{K_2 + \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1}}{2 \times K_1}, b = \frac{K_2 - \sqrt{K_2^2 - 4 \times K_1}}{2 \times K_1},$$

$$A = \frac{-K_2 \times V_{in} \times w}{F}, B = \frac{-(K_1 \times w^2 - 1) \times V_{in} \times w}{F},$$

$$D = \frac{(-K_1^2 \times w^2 + K_1 \times K_2 \times a - K_2^2 + K_1) \times V_{in} \times w}{F \times (a - b)},$$

$$E = \frac{(K_1^2 \times w^2 - K_1 \times K_2 \times b + K_2^2 - K_1) \times V_{in} \times w}{F \times (a - b)}$$

Utilizando (A3.2), é possível definir a corrente no condensador como:

$$i_C(t) = C \times \frac{dv_C(t)}{dt}$$

$$i_C(t) = K_A \times \cos(w \times t) + K_B \times \sin(w \times t) + K_C \times e^{-at} + K_D \times e^{-bt}, \quad (A3.3)$$

em que:

$$K_A = -A \times w \times C, K_B = B \times C, K_C = -\frac{C \times a \times D}{K_1}, K_D = -\frac{C \times b \times E}{K_1}$$

Recorrendo a (A3.2) e (A3.3) é possível definir a tensão aos terminais do condensador:

$$v_O(t) = v_C(t) + ESR \times i(t) + ESL \times \frac{di(t)}{dt} \quad (A3.4)$$

$$v_O(t) = K_E \times \cos(w \times t) + K_F \times \sin(w \times t) + K_G \times e^{-at} + K_H \times e^{-bt},$$

em que:

$$K_E = A + ESR \times C \times B - ESL \times A \times w^2 \times C,$$

$$K_F = \frac{B}{w} - ESR \times C \times A \times w - ESL \times B \times w \times C,$$

$$K_G = \frac{D}{K_1} - \frac{ESR \times C \times a \times D}{K_1} + \frac{ESL \times D \times a^2 \times C}{K_1},$$

$$K_H = \frac{E}{K_1} - \frac{ESR \times C \times b \times E}{K_1} + \frac{ESL \times E \times b^2 \times C}{K_1}$$

Considerando o regime permanente é possível simplificar (A3.2), (A3.3) e (A3.4):

$$\begin{cases} v_C(t) = A \times \cos(\omega \times t) + \frac{B}{\omega} \times \sin(\omega \times t) \\ i_C(t) = K_A \times \cos(\omega \times t) + K_B \times \sin(\omega \times t) \\ v_O(t) = K_E \times \cos(\omega \times t) + K_F \times \sin(\omega \times t) \end{cases} \quad (\text{A3.5})$$

Como:

$$\begin{cases} K_1 = ESL \times C \\ K_2 = (R + ESR) \times C \end{cases} \Rightarrow K_1 \ll K_2 \Rightarrow F \cong 1 + (K_2 \times \omega)^2$$

Assim:

$$A \cong \frac{-K_2 \times V_{in} \times \omega}{1 + (K_2 \times \omega)^2}, B \cong \frac{-(K_1 \times \omega^2 - 1) \times V_{in} \times \omega}{1 + (K_2 \times \omega)^2}$$

Por outro lado considerando que $R \gg Z_{cond}$

$$A \cong -\frac{V_{in}}{K_2 \times \omega}, B \cong \frac{(-K_1 \times \omega^2 + 1) \times V_{in}}{K_2^2 \times \omega}$$

Como:

$$v_{in}(t) = V_{in} \times \sin(\omega \times t) \quad (\text{A3.6})$$

É possível relacionar v_O e v_{in} através da equação:

$$\frac{v_O(t)}{v_{in}(t)} = \frac{K_E \times \cos(\omega \times t) + K_F \times \sin(\omega \times t)}{V_{in} \times \sin(\omega \times t)} \quad (\text{A3.7})$$

Logo, o termo de v_O através do qual se determina o valor de ESR é K_F , sendo K_E responsável por X_{cond} .

Deste modo ESR e X_{cond} podem ser calculados através das equações:

$$K_X \cong \frac{K_F}{V_{in}} \quad (\text{A3.8})$$

$$K_Y \cong \frac{K_E}{V_{in}} \quad (\text{A3.9})$$

Simplificando (A3.8):

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} - ESL \times V_{in} \times \frac{(1 - ESL \times C \times \omega^2)}{R^2 \times C} + V_{in} \times \frac{(1 - ESL \times C \times \omega^2)}{R^2 \times C^2 \times \omega^2} \right)}{V_{in}}$$

Para frequências de operação (f) muito inferiores à frequência de ressonância do condensador (f_{ress}) é possível simplificar K_X :

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} - \frac{ESL \times V_{in}}{R^2 \times C} + \frac{V_{in}}{R^2 \times C^2 \times \omega^2} \right)}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} \right)}{V_{in}} = \frac{ESR}{R}$$

Para valores de f perto da frequência de ressonância:

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} \right)}{V_{in}} = \frac{ESR}{R}$$

Para valores de f muito superiores à frequência de ressonância:

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} - ESL \times V_{in} \times \frac{(-ESL \times \omega^2)}{R^2} + V_{in} \times \frac{-ESL}{R^2 \times C} \right)}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_X \cong \frac{\left(\frac{ESR \times V_{in}}{R} \right)}{V_{in}} = \frac{ESR}{R}$$

Logo, é possível concluir que:

$$K_X \cong \frac{ESR}{R} \quad (\text{A3.10})$$

Simplificando (A3.9):

$$K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times ESR \times (-K_1 \times w^2 + 1)}{R^2 \times C^2 \times w} \right) + \frac{ESL \times V_{in} \times w^2 \times C}{R \times C \times w} - \frac{V_{in}}{R \times C \times w}}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times ESR \times (-K_1 \times w^2 + 1)}{R^2 \times C^2 \times w} \right) + \frac{ESL \times V_{in} \times w}{R} - \frac{V_{in}}{R \times C \times w}}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times ESR \times (-K_1 \times w^2 + 1)}{R^2 \times C^2 \times w} \right) + \left(\frac{V_{in}}{R} \right) \times \left(ESL \times w - \frac{1}{C \times w} \right)}{V_{in}}$$

Para $f \ll f_{ress}$:

$$K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times ESR}{R^2 \times C^2 \times w} \right) + \left(\frac{V_{in} \times X_{cond}}{R} \right)}{V_{in}} \Rightarrow K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times X_{cond}}{R} \right)}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_y \cong \frac{(X_{cond})}{R}$$

Para valores de f perto da f_{ress} :

$$K_y \cong \frac{(X_{cond})}{R}$$

Para $f \gg f_{ress}$:

$$K_y \cong \frac{\left(-\frac{V_{in} \times ESR \times ESL \times w}{R^2 \times C} \right) + \left(\frac{V_{in}}{R} \right) \times \left(ESL \times w - \frac{1}{C \times w} \right)}{V_{in}} \Rightarrow$$

$$K_y \cong \frac{\left(\frac{V_{in} \times X_{cond}}{R} \right)}{V_{in}} \Rightarrow K_y \cong \frac{(X_{cond})}{R}$$

Logo, é possível concluir que:

$$K_y \cong \frac{X_{cond}}{R} \tag{A3.11}$$

ANEXO IV

Para que os resultados das simulações representem fielmente o comportamento dos protótipos experimentais, é essencial garantir que os parâmetros do condensador (C , ESL e ESR) utilizados nas simulações sejam o mais aproximado possível aos reais. Por esse motivo utilizaram-se os valores (ESR e X_{cond}) obtidos através do analisador de impedância *Agilent HP 4294*, que neste estudo são considerados os valores de referência.

Através do *HP 4294* é possível obter o módulo e fase da impedância dos condensadores e assim ESR e X_{cond} . No entanto, para estimar os valores de C e ESL é necessário utilizar algoritmos de *fitting* que permitam aproximar o mais possível às curvas da reactância. Para o efeito foi utilizada a equação:

$$X_{cond} = X_{ESL} - X_C \quad (\text{A4.1})$$

onde,

$$X_{ESL} = 2 \times \pi \times f \times ESL$$

$$X_C = -(2 \times \pi \times f \times C)^{-1}$$

As Tabelas A4.1, A4.2, A4.3 e A4.4 representam as características dos condensadores C_A , C_B , C_C e C_D , extraídas através dos dados fornecidos pelo *HP 4294*.

ANEXO IV

TABELA A4.1 – CARACTERÍSTICAS DO CONDENSADOR C_A OBTIDAS ATRAVÉS DO ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA AGILENT HP 4294.

frequência	ESR	X_{cond}	C	ESL
100 Hz	0.0326 Ω	- 0.3710 Ω	4290 μF	40 nH
500 Hz	0.0265 Ω	- 0.0741 Ω		
1 kHz	0.0257 Ω	- 0.0368 Ω		
5 kHz	0.0255 Ω	- 0.0062 Ω		
10 kHz	0.0258 Ω	- 0.0012 Ω		
50 kHz	0.0272 Ω	0.0118 Ω		

TABELA A4.2 – CARACTERÍSTICAS DO CONDENSADOR C_B OBTIDAS ATRAVÉS DO ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA AGILENT HP 4294.

frequência	ESR	X_{cond}	C	ESL
100 Hz	0.0622 Ω	- 0.8141 Ω	1955 μF	36 nH
500 Hz	0.0502 Ω	- 0.1627 Ω		
1 kHz	0.0488 Ω	- 0.0812 Ω		
5 kHz	0.0474 Ω	- 0.0152 Ω		
10 kHz	0.0474 Ω	- 0.0059 Ω		
50 kHz	0.0507 Ω	0.0097 Ω		

TABELA A4.3 – CARACTERÍSTICAS DO CONDENSADOR C_C OBTIDAS ATRAVÉS DO ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA AGILENT HP 4294.

frequência	ESR	X_{cond}	C	ESL
100 Hz	0.0832 Ω	- 1.8106 Ω	879 μF	36 nH
500 Hz	0.0604 Ω	- 0.3620 Ω		
1 kHz	0.0574 Ω	- 0.1808 Ω		
5 kHz	0.0551 Ω	- 0.0351 Ω		
10 kHz	0.0547 Ω	- 0.0158 Ω		
50 kHz	0.0561 Ω	0.0077 Ω		

TABELA A4.4 – CARACTERÍSTICAS DO CONDENSADOR C_D OBTIDAS ATRAVÉS DO ANALISADOR DE IMPEDÂNCIA AGILENT HP 4294.

frequência	ESR	X_{cond}	C	ESL
100 Hz	0.2686 Ω	-7.7640 Ω	205 μF	25 nH
500 Hz	0.1896 Ω	-1.5530 Ω		
1 kHz	0.1798 Ω	-0.7760 Ω		
5 kHz	0.1688 Ω	-0.1550 Ω		
10 kHz	0.1648 Ω	-0.0761 Ω		
50 kHz	0.1543 Ω	-0.0077 Ω		

ANEXO V

Pode-se definir o grau de associação linear entre duas variáveis através coeficiente de correlação de *Pearson*:

$$Coef_{X,Y} = \frac{\sum_{i=1}^N (X_i - \langle X_i \rangle) \times (Y_i - \langle Y_i \rangle)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (X_i - \langle X_i \rangle)^2 \times \sum_{i=1}^N (Y_i - \langle Y_i \rangle)^2}} \quad (A5.1)$$

onde X_i , Y_i , $\langle X_i \rangle$ e $\langle Y_i \rangle$ representam a variável X e Y para amostras com N elementos e os seus valores médios.

Supondo que:

$$\begin{cases} X_i = A_1 \times \cos(w \times i) \\ Y_i = A_2 \times \cos(w \times i + \theta) \end{cases} \quad (A5.2)$$

e como os valores médios de ambos os sinais são nulos:

$$\langle X_i \rangle = 0 \wedge \langle Y_i \rangle = 0 \quad (A5.3)$$

pode-se simplificar (A5.1):

$$\begin{aligned}
 Coef_{X,Y} &= \frac{\sum_{i=1}^N (X_i) \times (Y_i)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (X_i)^2 \times \sum_{i=1}^N (Y_i)^2}} \Rightarrow \\
 Coef_{X,Y} &= \frac{\sum_{i=1}^N A_1 \times \cos(w \times i) \times A_2 \times \cos(w \times i + \theta)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N A_1^2 \times \cos^2(w \times i) \times \sum_{i=1}^N A_2^2 \times \cos^2(w \times i + \theta)}} \Rightarrow \\
 Coef_{X,Y} &= \frac{\sum_{i=1}^N \cos(w \times i) \times \cos(w \times i + \theta)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i) \times \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta)}} \tag{A5.4}
 \end{aligned}$$

Por outro lado:

$$\left\{ \begin{aligned} \cos(w \times i + \theta) &= \cos(w \times i) \times \cos(\theta) - \sin(w \times i) \times \sin(\theta) \end{aligned} \right. \tag{A5.5}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \cos^2(w \times i) &= \frac{1 + \cos(2 \times w \times i)}{2} \end{aligned} \right. \tag{A5.6}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \sin^2(w \times i) &= \frac{1 - \cos(2 \times w \times i)}{2} \end{aligned} \right. \tag{A5.7}$$

$$\left\{ \begin{aligned} \sin(2 \times w \times i) &= 2 \times \sin(w \times i) \times \cos(w \times i) \end{aligned} \right. \tag{A5.8}$$

utilizando as equações (A5.5)-(A5.8) possível escrever:

$$\left\{ \begin{aligned} Coef_{X,Y} &= \frac{\sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i) \times \cos(\theta) - \sum_{i=1}^N \cos(w \times i) \times \sin(w \times i) \times \sin(\theta)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{1 + \cos(2 \times w \times i)}{2} \right) \times \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta)}} \Rightarrow \\ \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta) &= \sum_{i=1}^N (\cos(w \times i) \times \cos(\theta) - \sin(w \times i) \times \sin(\theta))^2 \end{aligned} \right.$$

$$\begin{cases}
 Coef_{x,y} = \frac{\sum_{i=1}^N \left(\frac{1 + \cos(2 \times w \times i)}{2} \right) \times \cos(\theta) - \sum_{i=1}^N \frac{\sin(2 \times w \times i)}{2} \times \sin(\theta)}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} + \sum_{i=1}^N \frac{\cos(2 \times w \times i)}{2} \right) \times \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta)}} \Rightarrow \\
 \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta) = \sum_{i=1}^N (\cos(w \times i) \times \cos(\theta) - \sin(w \times i) \times \sin(\theta))^2 \\
 Coef_{x,y} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\cos(\theta)}{2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \times \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta)}} \Rightarrow \\
 \sum_{i=1}^N \cos^2(w \times i + \theta) = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \times \cos^2(\theta) + \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \times \sin^2(\theta) \\
 Coef_{x,y} = \frac{\sum_{i=1}^N \frac{\cos(\theta)}{2}}{\sqrt{\sum_{i=1}^N \frac{1}{2} \times \sum_{i=1}^N \frac{1}{2}}} = \frac{N \times \frac{\cos(\theta)}{2}}{\frac{N}{2}} = \cos(\theta)
 \end{cases} \tag{A5.9}$$

ANEXO VI

Nesta secção calcula-se a relação entre o valor pico-a-pico de uma onda triangular, Δ , e o seu valor eficaz, Δ_{ef} .

Assim, considerando uma onda triangular genérica com valor médio nulo, tal como a representada na Fig. A6.1,

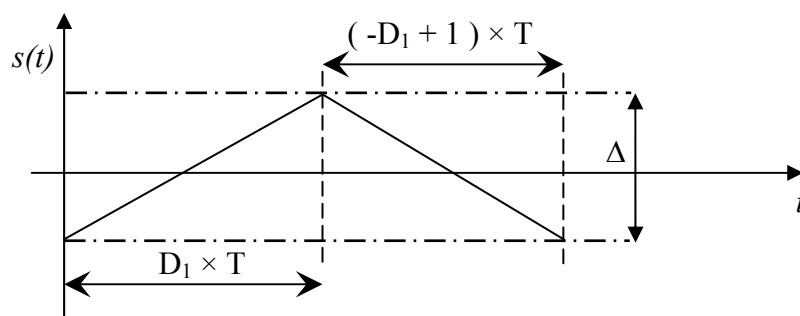


Fig. 6.1 – Curva genérica de uma onda triangular.

é possível modelizar as curvas através das equações:

$$s(t) = \begin{cases} m_1 \times t + b_1, & t \in [0, D_1 \times T[\\ m_2 \times t + b_2, & t \in [D_1 \times T, T[\end{cases} \quad (\text{A6.1})$$

com

$$m_1 = \frac{\Delta}{D_1 \times T}, m_2 = -\frac{\Delta}{(1-D_1) \times T}, b_1 = -\frac{\Delta}{2}, b_2 = \frac{\Delta}{2} + \frac{\Delta \times D_1}{(1-D_1)} \quad (\text{A6.2})$$

O valor eficaz pode ser calculado recorrendo à sua definição:

$$rms = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T (s(t))^2 dt} \quad (A6.3)$$

onde T e $s(t)$ representam o período e um sinal genérico periódico.

$$rms(s(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_1 \times T} (m_1 \times t + b_1)^2 dt + \frac{1}{T} \int_{D_1 \times T}^T (m_2 \times t + b_2)^2 dt} \Rightarrow \quad (A6.4)$$

$$rms(s(t)) = \sqrt{\frac{T^2}{3} \times K_1 + T \times K_2 + K_3}, K_1 = m_1^2 \times D_1^3 + m_2^2 \times (1 - D_1^3),$$

$$K_2 = m_1 \times b_1 \times D_1^2 + m_2 \times b_2 \times (1 - D_1^2), K_3 = b_1 \times D_1 + b_2 \times (1 - D_1)$$

Recorrendo às constantes (A6.2), é possível reescrever (A6.4):

$$rms(s(t)) = \sqrt{\frac{T^2}{3} \times K_4 + T \times K_5 + K_6} \Rightarrow$$

$$\begin{cases} K_4 = \left(\frac{\Delta}{D_1 \times T}\right)^2 \times D_1^3 + \left(\frac{-\Delta}{(1-D_1) \times T}\right)^2 \times (1-D_1^3) \\ K_5 = \left(\frac{\Delta}{D_1 \times T}\right) \times \left(-\frac{\Delta}{2}\right) \times D_1^2 + \left(\frac{-\Delta}{(1-D_1) \times T}\right) \times \left(\frac{\Delta \times (1+D_1)}{2 \times (1-D_1)} \times (1-D_1^2)\right) \\ K_6 = \left(\frac{-\Delta}{2}\right)^2 \times D_1 + \left(\frac{\Delta \times (1+D_1)}{2 \times (1-D_1)}\right)^2 \times (1-D_1) \end{cases}$$

$$\Rightarrow rms(s(t)) = \sqrt{\Delta^2 \times K_7 - \Delta^2 \times K_8 + \Delta^2 \times K_9} \Rightarrow$$

$$K_7 = \left(\frac{D_1}{3} + \frac{(1-D_1^3)}{3 \times (1-D_1)^2}\right), K_8 = \left(\frac{D_1 \times (1-D_1) + (1+D_1)^2}{2 \times (1-D_1)}\right)$$

$$K_9 = \left(\frac{D_1 \times (1-D_1) + (1+D_1)^2}{4 \times (1-D_1)}\right)$$

$$\Rightarrow rms(s(t)) = \Delta \times \sqrt{\frac{D_1 - 2 \times D_1^2 + 1}{3 \times (1-D_1)^2} - \frac{3 \times D_1 + 1}{2 \times (1-D_1)} + \frac{3 \times D_1 + 1}{4 \times (1-D_1)}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow rms(s(t)) = \Delta \times \sqrt{\frac{(D_1 - 1)^2}{12 \times (1-D_1)^2}} = \frac{\Delta}{\sqrt{12}} = \frac{\Delta}{\sqrt{3}} \quad (A6.4)$$

Referências

1. M. Rashid, "Power Electronics, Circuits, Devices and Applications", second edition, *Prentice-Hall International*, New Jersey, 1993.
2. D. Mitchell, "DC-DC Switching Regulator Analysis", *McGraw-Hill*, New York, 1988.
3. M. Brown, "Practical Switching Power Supply Design", *Academic Press*, New York, 1990.
4. M. Nagrial; A. Hellany, "Radiated and Conducted EMI Emissions in Switch Mode Power Supplies: Sources, Causes and Predictions", *Proceedings of the IEEE International Multi Topic Conference*, 28-30 December 2001, pp. 54-61.
5. B. Huang, "Beyond LDOs and Switching Regulators, New Technology Solutions", *Bodo's Power Systems, Systems Design Motion and Conversion*, October 2007, pp. 44-46.
6. O. Pop; S. Lungu; G. Chindris, "An Investigation into EMC Emission from SEPIC Based Switch Mode Power Supply in Discontinuous Conduction Mode", *Proceedings of the 28th International Spring Seminar on Electronics Technology*, 19-20 May 2005, Wiener Neustadt, Austria, pp. 205-210.
7. D. Lee, "Striving for the Universal Power Management Solution", *Power Systems Design Europe, Power Control Intelligent Motion*, January/February 2006, pp. 10.
8. D. Bozee; D. Cullen; L. McCormack; F. Dawson; B. Flynn, "An Investigation Into the Radio Frequency Emissions from Switched Mode Power Supplies and Similar Switched Electronic Load

Referências

- Controllers Operating under Various Loading Conditions", *Proceedings of the 2004 International Symposium on Electromagnetic Compability*, 9-13 August 2004, Santa Clara, CA, USA, vol. 1, pp. 157-162.
9. J. Reddy; G. Bhuvaneswari; B. Singh, "A Single DC-DC Converter Based Multiple Ouput SMPS with Fully Regulated and Isolated Outputs", *Proceedings of the IEEE Indicon 2005 Conference*, 11-13 December 2005, Chennai, India, pp. 585-589.
 10. B. Huang; C. Jackson, "Power Trends in Television, new power solutions for HDTV's", *Bodo's Power Systems*, pp. 40-41.
 11. Y. Lee, "Computer-Aided Analysis and Design of Switch-Mode Power Supplies", *Marcel Dekker*, New York, 1993.
 12. B. Nathan; V. Ramanarayanan, "Analysis, Simulation and Design of Series Resonant Converter for High Voltage Applications", *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 19-22 January 2000, Goa, India, vol. 2, pp. 688-693.
 13. S. Mccabe, "Electrical Resins for Today and Tomorow Switch Mode Power Supply", *Proceedings of the 2nd International Conference on Power Electronics Systems and Applications*, 12-14 November 2006, Hong Kong, China, pp. 1-7.
 14. R. Fassler, "Most Efficient Low Power Chargers", *Power Systems Design Europe, Power Control Intelligent Motion*, 2005, pp. 26-29.
 15. G. Sauerlaender; E. Janssen, "High Frequency 3 MHz Offline SMPS for Audio Applications", *Proceedings of the 2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 September 2005, Dresden, Germany, pp. 1-7.
 16. J. Neuhausler, "Optimization Buck-Boost, conversion in portable equipment", *Power Systems Design Europe, Power Control Intelligent Motion*, 2006, pp. 16-20.
 17. T. Letavic; J. Petruzzello; J. Claes; P. Eggenkamp; E. Wal; A. Phillips, "650 V SOI LIGBT for Switch Mode Power Supply Apllication", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Power Semiconductor Devices & IC's*, 4-8 June 2006, Naples, Italy, pp. 1-4.
 18. M. Goksu; I. Alan, "250 W Flyback SMPS Design for Big Size CTV", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, November 2003, vol. 49, n° 4, p. 911-916.
 19. S. Ratanapanachote; S. Cha; N. Enjeti, "A Digitally Controlled Switch Mode Power Supply Based on Matrix Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, January 2006, vol. 21, n° 1, pp. 124-130.
 20. W. Xiaoyu; L. Jinjun; L. Guan; X. Guochun; X. Feng; W. Zhaoan, "A Practical Control Scheme for Series Controller to Enhance the Quality of Power Supplied to a Mobile phone Telecom

Referências

- Station", *Proceedings of the IEEE 36th Power Electronics Specialist Conference*, 12-16 June 2005, Recife, Brazil, pp. 982-986.
21. J. Knight; S. Shirsavar; W. Holderbaum, "An Improved Reliability Cùk Based Solar Inverter with Sliding Mode Control", *IEEE Transactions on Power Electronics*, July 2006, vol. 21, n° 4, p. 1107-1115.
 22. S. Rollier, "Optimising Modern Solar Installations, the Inverter Uses the Current Transducers", *Bodo's Power Systems, Systems Design Motion and Conversion*, pp. 26-27.
 23. O. Martander, "DC Grids for Wind Farms", *Thesis of Licentiate of Engineering*, 2002, Chalmers University of Technology, Gothenburg, Sweden.
 24. W. Berns, "Automotive Buck Regulator with Enhanced Load Range, suport today's stand-by operation needs", *Power Systems Design Europe, Power Control Intelligent Motion*, 2006, p. 14-17.
 25. T. Hendrix, "Industrial and Medical Markets Demand High Efficiency, too!", *Bodo's Power Systems, Systems Design Motion and Conversion*, 2007, pp. 12.
 26. K. Sum, "Switch Mode Power Conversion, Basic Theory and Design", *Marcel Dekker*, New York, 1984.
 27. K. Wu, "Pulse Width Modulated DC-DC Converters", *Chapman & Hall*, New York, 1997.
 28. P. Athaley; P. Maksimovic; D. Erikson, "High-Performance Front-End Converter for Avionics Applications", *IEEE Transactions on Aerospace and Electronics Systems*, April 2003, vol. 39, n° 2, pp. 462-470.
 29. F. Calvo, "Control en Modo Deslizante Aplicado a Sistemas Acondicionamento de Potencia de Satélites", *Tesis Doctoral*, Universidad Politécnica da Cataluña, Junio 2001.
 30. R. Orsagh; D. Brown; P. Kaigren, "Looking Past BIT - Incipient Fault Detection and Prognostics for Avionics System Power Supplies", *Proceedings of the 2005 IEEE Autotestcon*, 26-29 September 2005, Orlando, Florida, USA, pp. 840-846.
 31. N. Trehan, "Impact of Failure of Uninterruptible Power Supplies on Nuclear Power Generation Stations", *Proceedings of the 35th Intersociety Energy Conversion Engineering Conference and Exhibit*, 24-28 July 2000, vol. 2, Las Vegas, USA, pp. 741-746.
 32. W. Johnson, "Power Supply Maintenance and Application Guide", *Technical Report 1003096*, Electrical Power Research Institute: Palo Alto, California, USA, December 2001.
 33. T. Armstrong, "Lighting up Automotive Instrument Panels, wide range of features requested from switching regulators", *Power Systems Design Europe, Power Control Intelligent Motion*, September 2004, p. 47-48.

Referências

34. "The Electrical Car, What Does the Future Hold?", *Switching Power Magazine*, 2005, vol. 6, nº 1, pp. 8-25.
35. D. Tran; M. Cummins, "Development of the Jeep Commander 2 Fuel Cell Hybrid Electric Vehicle", *Proceedings of the Future Transportation Technology Conference*, 20-22 August 2001, Costamesa, California, USA.
36. J. Endrenyi; S. Aboresheid; R. Allan; G. Anders; S. Asgarpoor; R. Billinton; N. Chowdhury; E. Dialynas; M. Fipper; R. Fletcher; C. Grigg; J. McCalley; S. Meliopoulos; T. Mielnik; P. Nitu; N. Rau; N. Reppen; L. Salvaderi; A. Schneider; C. Singh, "The Present Status of Maintenance Strategies and Impact of Maintenance on Reliability", *IEEE Transactions on Power Systems*, November 2001, vol. 16, nº 4, p. 638-646.
37. A. Cardoso, "Diagnóstico de Avarias em Motores de Indução Trifásicos", Coimbra Editora, Coimbra, Portugal, 1991.
38. P. Venet, "Surveillance D'Alimentations a Decoupage. Application a la Maitenance Predictive", *These Doctorat*, L'Universite Claude Bernard, Lyon, France, 1993.
39. P. Venet; A. Lahyani; P. Viverge; G. Grellet, "Use of the Output Voltage of a Switching Power Supply to Predict Failure of Filtering Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the 7th European Conference on Power Electronics and Applications*, 8-10 September 1997, Trondheim, Norway, pp. 2978-2982.
40. D. Bennett, "Off-line SMPS Failure Modes PWM Switchers and DC-DC Converters", in *Application Report SLVA085*, March 2000, Texas Instruments, p. 1-6.
41. S. Goldwasser, "Notes on the Troubleshooting and Repair of Small Switchmode Power Supplies"; disponível em: <http://www.repairfaq.org/sam/smpsfaq.htm#smpsmcp>; acedido em: Maio 2009.
42. G. Chryssis, "High-Frequency Switching Power Supplies: Theory and Design", McGraw-Hill, New York, 1984.
43. P. Venet; H. Darnand; G. Grellet, "Detection of Faults of Filter Capacitors in a Converter: Application to Predict Maintenance", *Proceedings of the 15th International Telecommunications Energy Conference*, 27-30 September 1993, Paris, France, pp. 229-234.
44. F. Perisse; P. Venet; G. Rojat, "Reliability Determination of Aluminum Electrolytic Capacitors by the Mean of Various Methods. Application to the Protection Systems of the LHC", *Microelectronics Reliability Journal*, Elsevier, nº 4, pp. 1757-1762.
45. K. Harada; A. Katsuki; M. Fujiwara, "Use of ESR for Deterioration Diagnosis of Electrolytic Capacitor", *IEEE Transactions on Power Electronics*, October 1993, vol. 8, nº 4, pp. 355-360.

Referências

46. W. Sarjeant, "Capacitor", *IEEE Transactions on Electrical Insulation*, October 1990, vol. 25, nº 5, p. 861-922.
47. B. Grob, "Basic electronics", *Glencoe/McGraw-Hill*, New York, 1997.
48. "Aluminum Electrolytic Capacitors - Technical Report, structure, characteristics and failures", Hitachi, AIC, pp. 1-8; disponível em: <http://www.hitachiaic.com>; acessado em: Maio de 2009.
49. J. Kaiser, "Capacitors - Various Dielectrics and their Applications", *Proceedings of 33th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society*, 12-15 October 1998, vol. 2, St. Louis, Missouri, USA, pp. 1155-1161.
50. W. Sarjeant; T. Staffiere,. "A Report on Capacitors", *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC'96)*, 3-7 March 1996, San Jose, CA, USA, vol. 1, pp. 12-17.
51. "Aluminum Electrolytic Capacitors - General Technical Information", Epcos, November 2008; disponível em: <http://www.epcos.com>; acessado em: Maio de 2009.
52. D. Fodor; O. Klug; I. Bálint; A. Horvath; A. Riz, "Electrolyte Measurements Automation for Capacitor Research and Development", *Proceedings of the 12th Power Electronics and Motion Control Conference*, 30 August-1 September 2006, Portoroz, Slovenia, pp. 1277-1282.
53. W. Sarjeant; J. Zirnheld; F. MacDougall, "Capacitors", *IEEE Transactions on Plasma Science*, October 1998, vol. 26, nº 5, p. 1368-1392.
54. M. Bramouille, "Electrolytic or Film Capacitors?", *Proceedings of the 33th Annual Meeting of the IEEE Industry Applications Society*, 12-15 October 1998, vol. 2, St. Louis, Missouri, USA, pp. 1138-1141.
55. "Electrolytic Capacitors Application Guide", Evox Rifa, pp. 3-12; disponível em: <http://www.evov-rifa.com>; acessado em: Maio de 2009.
56. R. Alwitt, " Charge/Discharge Characteristics of Prototype Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the IEEE Industry Application Society Annual Meeting*, 5-9 October 1997, New Orleans, Louisiana, pp. 1092-1096.
57. "Tantalum Capacitors", Vishay, Document number: 40035, 14 June 2005; disponível em: <http://www.vishay.com>; acessado em: Maio de 2009.
58. R. Poole, "Aluminum Electrolytic Capacitors - An Alternative to Tantalum Electrolytic Capacitors?", *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, August 1981, vol. CE-27, nº 3, pp. 424-432.
59. "Tantalum Solid Electrolytic Capacitor", Matsuo Electric co, Document number: P-251-006, June 2006; disponível em: <http://www.ncc-matsu.co.jp>; acessado em: Maio de 2009.

Referências

60. T. Zednicek; S. Diblik, "New Technologies on Tantalum and Niobium Oxide Capacitors for Space-limited Designs", *Proceedings of the Electronics Systemintegration Technology Conference*, September 2006, Dresden, Germany, vol. 2, pp. 805-811.
61. "Aluminum Electrolytic Capacitors", *Application Guide*, Cornell Dubilier, April 2006; disponível em: <http://www.cde.com>; acessado em: Maio de 2009.
62. J. Prymak, "Improvements with Polymer Cathodes in Aluminum and Tantalum Capacitors", *Proceedings of the 16th Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 4-8 March 2001, Anaheim, US, vol. 2, pp. 1210-1218.
63. "Film Capacitors - for Industrial Applications", Epcos, 2007; disponível em: <http://www.epcos.com>; acessado em: Maio de 2009.
64. "Power Factor Correction - Power Quality Solutions", Epcos, 2009; disponível em: <http://www.epcos.com>; acessado em: Maio de 2009.
65. Y. Pee; M. Kong, "Numerical Established Correlation in Electrical Response of Polymer Film Capacitors to AC and Pulsed Voltages", *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, December 2001, vol. 8, n° 6, pp. 880-888.
66. "Film Capacitors for Lighting Applications", Epcos, 2002; disponível em: <http://www.epcos.com>; acessado em: Maio de 2009.
67. "Lighting Applications - film Capacitors", Vishay; disponível em: <http://www.vishay.com>; acessado em: Maio de 2009.
68. R. Anderson, "Select the Right Plastic Film Capacitor for Your Power Electronics Applications", *Proceedings of the 31th Industry Application Annual Meeting*, October 1996, vol. 3, San Diego, USA, pp. 1327-1330.
69. "Metallized Polyester Film Capacitor", Document number: IEC 60384-2, Vishay; disponível em: <http://www.vishay.com>; acessado em: Maio de 2009.
70. J. Bentley; M. Hudis; R. Kerrigan; F. MacDougall, "High Frequency Performance and Packaging of Power Film Capacitors", *Proceedings of the 30th Industry Application Annual Meeting*, 8-12 October 1995, Orlando, USA, pp. 2521-2528.
71. H. Matsui; T. Fujiwara; K. Fujiwara, "Metalized Film Capacitors with High Energy Density for Rail Vehicles", *Proceedings of the 32th Industry Application Annual Meeting*, 5-9 October 1997, New Orleans, USA, vol. 2, pp. 1079-1091.
72. G. Buatti; S. Cruz; A. Cardoso, "Lifetime of Film Capacitors in Single-Phase Regenerative Induction Motor Drives", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Diagnostic for*

Referências

- Electric Machines, Power Electronics and Drives*, 6-8 September 2007, Cracow, Poland, pp. 356-362.
73. L. Sheng; H. Kouns; J. Bond, "A Low-inductance DC Bus Capacitor for High Power Traction Motor Drive Inverters", *Proceedings of the 37th Industry Application Annual Meeting*, 13-18 October 2002, vol. 2, pp. 955-962.
 74. H. Wen; X. Wen; J. Liu; X. Guo; F. Zhao, "A Low-Inductance High-Frequency Film Capacitor for Electrical Vehicles", *Proceedings of the International Conference on Electrical Machines and Systems*, 8-11 October 2007, Seoul, Korea, pp. 2046-2050.
 75. F. Shinjo; K. Wada; T. Shimizu, "A Simple-Phase Grid-Connected Inverter with Power Decoupling Function", *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 12-17 June 2007, Orlando, USA, pp. 1245-1249.
 76. T. Shimizu; K. Wada; N. Nakamura, "Flyback-Type Single-Phase Utility Interactive Inverter with Power Pulsation Decoupling on DC Input for an AC Photovoltaic Module System", *IEEE Transactions on Power Electronics*, September 2006, vol. 21, n° 5, pp. 1264-1272.
 77. H. Yoo; S. Seung; H. Jang; Y. Hong, "Design of a Variable Speed Compressor Drive System for Air-Conditioner without Electrolytic Capacitor", *Proceedings of the 42th Industry Application Annual Meeting*, 23-27 September 2007, New Orleans, LA, USA, pp. 305-310.
 78. L. Dai; F. Lin; Z. Zhu; J. Li, "Electrical Characteristics of High Energy Density Multilayer Ceramic Capacitor for Pulse Power Application", *IEEE Transactions on Magnetics*, January 2005, vol. 41, n° 1, pp. 281-284.
 79. "Components - Technical Descriptions and Characteristics for Students", *Siemens*, pp. 521-524.
 80. O. Dejean; T. Lebey; V. Bley, "An Experimental Characterization of Nonlinear Ceramic Capacitors for Small and Large Signals", *IEEE Transactions on Components and Packaging Technologies*, December 2000, vol. 23, n° 4, pp. 627-632.
 81. J. Kim; S. Shin; D. Ryo; S. Chang, "Reliability Evaluation and Failure Analysis for High Voltage Ceramic Capacitor", *Proceedings of the International Advances in Electronic Material and Packaging conference*, 19-22 November 2001, Jeju Island, South Korea, pp. 286-295.
 82. M. Tsai; Y. Lu; J. Do, "High-performance electrolyte in the presence of dextrose and its derivatives for aluminum electrolytic capacitors", *Journal of Power Sources*, October 2002, n° 112, p. 643-648.
 83. G. Takano; M. Shimizu; K. Nakaaki; M. Weaver; M. Kudo, "Stacked Foil Type Large-Sized Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the 39th Industry Application Annual Meeting*, 3-7 October 2004, vol. 4, pp. 2555-2559.

Referências

84. T. Efford; Y. Shibata; A. Kanezaki, "Development of Aluminum Electrolytic Capacitors for EV Inverter Applications", *Proceedings of the 32th Industry Application Annual Meeting*, 5-9 October 1997, New Orleans, USA, vol. 2, pp. 1035-1041.
85. N. Will; E. Fisher, "New Electrolytic Capacitors with Low Inductance Simplify Inverter", *Proceedings of the 35th Industry Application Annual Meeting*, 8-12 October 2000, Rome, Italy, vol. 5, pp. 3059-3062.
86. J. Stevens; J. Sauer; J. Shaffer, "Further Improving Heat Dissipation from Large Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of 33th Industry Application Annual Meeting*, 12-15 October 1998, St. Louis, USA. vol. 2, pp. 1125-1128.
87. J. Stevens; J. Shaffer; T. Vandenharn, "The Service Life of Large Aluminum Electrolytic Capacitor: Effects of Construction and Application", *IEEE Transactions on Industry Applications*, September/October 2002, vol. 38, n° 5, pp. 1441-1446.
88. S. Parler, "Improved Spice Models of Aluminum Electrolytic Capacitors for Inverter Applications", *IEEE Transactions on Industry Applications*, July/August 2003, vol. 39, n° 4, pp. 929-935.
89. "Aluminum Electrolytic Capacitors", Nippon Chemi-con, Document number: E1001H (ver.2); disponível em: <http://www.chemi-con.co.jp>; acessado em: Maio de 2009.
90. V. Sankaran; F. Rees; C. Avant, "Electrolytic Capacitor Life Testing and Prediction", *Proceedings of the 32th Industry Application Annual Meeting*, 5-9 October 1997, New Orleans, USA, pp. 1058-1065.
91. "Technical Notes for Electrolytic Capacitor – Manufacture of aluminum electrolytic capacitor", Rubycon Corporation; disponível em: <http://www.rubycon.jp>; acessado em: Maio de 2009.
92. "Aluminum Capacitors", *Document Number: 28356*, Vishay, March 2007; disponível em: <http://www.vishay.com>; acessado em: Maio de 2009.
93. G. Primavesi, "Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the IEE Half-Day Colloquium on Power Electronics in Traction*, 24 November 1997, London, England.
94. "Application notes - Aluminum Electrolytic Capacitors", November 2002, BHC Components; disponível em: <http://www.bhc.co.uk>; acessado em: Maio de 2009.
95. M. Gaspari, "Life Prediction Modelling of Bus Capacitors in AC Variable-Frequency Drives", *IEEE Transactions on Industry Applications*, November/December 2005, vol. 41, n° 6, pp. 1430-1435.

Referências

96. A. Zanobini; G. Iuculano; A. Falciani, "Automatic-Test Equipment for the Characterization of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, April 2006, vol. 55, nº 2, pp. 682-688.
97. W. Greason; J. Critchley, "Shelf-Life Evaluation of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions on Components, Hybrids, and Manufacturing Technology*, September 1986, vol. CHMT-9, nº 3, pp. 293-299.
98. E. Aeloíza; J. Kim; P. Ruminot; P. Enjeti, "A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies", *Proceedings of the IEEE 36th Power Electronics Specialist Conference*, June 2005, Recife, Brazil, pp. 2867-2872.
99. " Technical Guide of Aluminum Electrolytic Capacitor", Panasonic - Matsushita Electronic Components - Capacitor division, Document number: TGAr-7; disponível em: <http://www.industrial.panasonic.com>; acessado em: Maio de 2009.
100. S. Alwitt; G. Hills, "The Chemistry of Failure of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions on Parts Materials and Packaging*, September 1965, vol. PMP-1, nº 2, pp. 28-34.
101. "Life-Limiting Factors in Electrolytic Capacitors (and how to improve them)", Evox Rifa Passive Components, 2001,
102. W. Filho, "Transmissão de Calor", *T. Learning*, São Paulo, Brasil.
103. O. Klug e O. Bellavia, "High Voltage Aluminum Electrolytic Capacitors: where is the limit? ", Evox Rifa, 2001; disponível em: <http://www.evov-rifa.com>; acessado em: Maio de 2009.
104. E. David; D. Funk, "Instrument power supply tech notes", Technical Report 107044, Electric Research Institute: Pala Alto, California, USA, 1996.
105. W. Barclay; C. Voss, "A New High-Speed Method of Testing Capacitors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, June 1964, vol. 13, nº 2, pp. 65-71.
106. O. Petersons; E. Anderson, "A Wide-Range High-Voltage Capacitance Bridge with One PPM Accuracy", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, December 1975, vol. 24, nº 4, pp. 336-344.
107. W. Ahmad, "A New Simple Technique for Capacitance Measurement", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, December 1986, vol. 35: pp. 640-642.
108. S. Awad, "Capacitance Measurement Based on an Operational Amplifier Circuit: Error Determination and Reduction", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, September 1988, vol. 37, nº 3, pp. 379-382.

Referências

109. S. Mahmud; A. Rusek, "A Microprocessor-Based Switched-Battery Capacitance Meter", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, June 1988, vol. 37, n° 2, pp. 191-194.
110. M. Ansari; M. Ahmed, "A Novel Direct Reading Active-RC System for Measurements of In-Circuit, Discrete, and Incremental Capacitances", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, August 1989, vol. 38, n° 4, pp. 922-925.
111. S. Natarajan, "Measurement of Capacitances and their Loss Factors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, December 1989, vol. 38, n° 6, pp. 1083-1087.
112. M. Rizkalla; H. Gundrum; T. Kara, "A Microprocessor-Based Dynamic Inductance/Capacitance Meter", *Proceedings of the 35th Midwest Symposium on Circuits and Systems*, 9-12 August 1992, Washington, DC, USA, vol. 1, pp. 140-143.
113. Y. Li; D. Figueroa; J. Rodriguez; L. Huang; J. Liao; M. Taniguchi; J. Canner and T. Kondo, "A New Technique for High Frequency Characterization of Capacitors", *Proceedings of the 48th IEEE Electronic Components and Technology Conference*, 25-27 May 1998, Seattle, WA, USA, pp. 1384-1390.
114. V. Kumar; P. Sankaran; K. Rao, "Measurement of C and Tang δ of a capacitor Employing PSDs and Dual-Slope DVMs", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, October 2003, vol. 52, n° 5, pp. 1588-1592.
115. A. Amaral, "Diagnóstico de Avarias em Conversores DC-DC", *Tese de Mestrado*, Departamento de Engenharia Electrotécnica e de Computadores da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra, Março 2005, Coimbra, Portugal.
116. W. Lei; T. Man, "A General Approach for Optimizing Dynamic Response for a Buck Converter", *Application Note*, ON Semiconductor, Abril 2004, Document number: *AND8143/D*; disponível em: <http://www.onsemi.com>; acedido em: Maio 2009.
117. B. Gu; K. Nam, "A DC-link Capacitor Minimization Method Through Direct Capacitor Current Control", *IEEE Transactions on Industry Applications*, March-April 2006, vol. 42, n° 2, pp. 573-581.
118. A. Amaral; A. Cardoso, "ESR Influence, Under Steady-State Operating Conditions, in Buck-Boost Switch Mode Power Supplies", *Proceedings of the International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics*, 26-28 May 2004, Istanbul, Turkey, vol. 1, pp. 117-122.
119. A. Amaral; A. Cardoso, "The Consequences of Aging of Electrolytic Capacitors, Used in DC-DC Converters, Under Steady-State Operating Conditons" *Proceedings of the 11th International Power Electronics and Motion Control Conference*, 2-4 September 2004, Riga, Latvia, CD-ROM.

Referências

120. A. Amaral; A. Cardoso, "Using a CLC Low-Pass Filter to Reduce the Consequences of Aging in Steady-State Regime of DC-DC Converters", *Proceedings of the European Conference on Power Electronics and Applications*, 11-14 September 2005, Dresden, Germany, CD-ROM.
121. K. Harada; A. Katsuki, "Deterioration Diagnosis of Electrolytic Capacitor in a Buck-Boost Converter", *Proceedings of the 19th IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 11-14 April 1988, Kyoto, Japan, vol. 2, pp. 1101-1104.
122. A. Lahyani; P. Venet; G. Grellet; P. Viverge, "Failure Prediction of Electrolytic Capacitors During Operation of a Switchmode Power Supply", *IEEE Transactions on Power Electronics*, November 1998, vol. 13, n° 6, pp. 1199-1207.
123. P. Venet; A. Lahyani; G. Grellet; A. Jaco, "Influence of aging on electrolytic capacitors function in static converters: Fault prediction method", *The European Physical Journal Applied Physics*, 1999, n° 5, pp. 71-83.
124. H. Ma; L. Wang, "Fault Diagnosis and Failure Prediction of Aluminum Electrolytic Capacitors in Power Electronic Converters", *Proceedings of the 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, November 2005, Raleigh, North Carolina, USA. p. pp. 842-847.
125. A. Amaral; A. Cardoso, "An ESR Meter for High Frequencies", *Proceedings of the IEEE International Conference on Power Electronics and Drives Systems*, 28 November – 1 December 2005, Kuala Lumpur, Malaysia, vol. 1, pp. 1628-1633.
126. A. Amaral; A. Cardoso, "An Experimental Technique for Estimating the Aluminum Electrolytic Capacitor Equivalent Circuit, at High Frequencies", *Proceedings of the IEEE International Conference on Industrial Technology*, 14-17 December 2005, Hong-Kong, China, pp. 86-91.
127. A. Amaral; A. Cardoso, "An Experimental Technique for Estimating the ESR and Reactance Intrinsic Value of Aluminium Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 24-27 April 2006, Sorrento, Italy, pp. 1820-1825.
128. A. Amaral; A. Cardoso, "An Economic off-line Technique for Estimating the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors", *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, December 2008, vol. 57, n° 12, p. 2697-2710.
129. A. Amaral; G. Buatti; H. Ribeiro; A. Cardoso, "Using DFT to Obtain the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 27-30 November 2007, Bangkok, Thailand, pp. 434-438.
130. A. Amaral; A. Cardoso, "Using Newton-Raphson Method to Estimate the Condition of Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 4-7 June 2007, Vigo, Spain, pp. 827-832.

Referências

131. A. Amaral; A. Cardoso, "An Automatic Technique to Obtain the Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic capacitors", *Proceedings of the 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society*, 10-13 November 2008, Orlando, Florida, pp. 539-544.
132. C. Boon, "Switch Mode Multilevel (Class D) Power Amplifier", *Thesis of Bachelor*, Department of Information Technology and Electrical Engineering, University of Queensland, Brisbane, Queensland, Australia, 2001.
133. "Kit 47, 6-10 Wat Monophonic Power Amplifier", kitsrus.com; disponível em: <http://kitsrus.com>; acessado em: Maio 2009.
134. A. Amaral; A. Cardoso, "Using a Sinusoidal PWM to Estimate the ESR of Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the 2nd International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 18-20 March 2009, Costa da Caparica, Lisboa, Portugal, pp. 691-696.
135. A. Amaral; A. Cardoso, "A Switch Mode Power Supply Simulation Technique Based in Laplace Transform", *Proceedings of the 29th International Telecommunications Energy Conference*, 30 September – 4 October 2007, Rome, Italy, pp. 891-898.
136. D. Montgomery; G. Runger; N. Hubele, "Engineering Statistics", *John Wiley & Sons*, New York, USA, 1998.
137. A. Amaral; A. Cardoso, "Using a Simple Charge-Discharge Circuit to Estimate Capacitors Equivalent Circuit at Their Operating Conditions", *Proceedings of the IEEE 2009 Instrumentation and Measurement Technology Conference*, 5-7 May 2009, Singapore, Singapore, pp. 737-742.
138. M. Cunningham, "Instruments Sciency and Technology", *Adam Hilger Ltd*, Teddington, U.K., 1982.
139. A. Wheeler; R. Ganji; "Introduction to Engineering Experimentation", *Prentice Hall*, New Jersey, 1996.
140. P. Venet; F. Perisse; H. Hussein; G. Rojat, "Realization of a Smart Electrolytic Capacitor Circuit", *IEEE Industry Applications Magazine*, January-February 2002, vol. 8, n° 1, pp.16-20.
141. "Aluminum Electrolytic Capacitors", Application note, E.CAP.N°1, Lelon 2008/2009; disponível em: <http://www.lelon.com.tw>; acessado em: Maio de 2009.
142. A. Amaral; A. Cardoso, "A Simple Offline Technique for Evaluating the Condition of Aluminum-Electrolytic-Capacitors", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, August 2009, vol. 56, n° 8, pp. 3230-3237.
143. H. Lo; K. Wong; A. Rad, "Intelligent System for process Supervision and Fault Diagnosis in Dynamic Physical Systems", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, April 2006, vol. 53, n° 2, pp. 581-592.

Referências

144. A. Mendes, A. Cardoso, "Fault-Tolerant Operating Strategies Applied to Three-Phase Induction-Motor Drives", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, December 2006, vol. 53, n° 6, pp. 1807-1817.
145. O. Ondel; E. Boutleux; P. Venet, "A Decision System for Electrolytic Capacitors Diagnosis" *Proceedings of the IEEE 35th Power Electronics Specialist Conference*, 20-25 June 2004, Aachen, Germany, vol. 6, pp. 4360-4364.
146. K. Abdennadher; P. Venet; G. Rojat; J. Retif; C. Rosset, "A Real Time Predictive Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors used in Uninterrupted Power Supplies", *Proceedings of the IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 5-9 October 2008, Edmonton, Alberta, Canada, pp. 1-6.
147. Y. Chen; H. Wu; M. Chou; K. Lee, "Online Failure Prediction of the Electrolytic Capacitor for LC Filter of Switching-Mode Power Converter", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, January 2008, vol. 53, n° 1, pp. 400-406.
148. Y. Chen; M. Chou; H.Wu, "Electrolytic Capacitor Failure Prediction of LC Filter for Switching-Mode Power Converters", *Proceedings of the IEEE Industry Application Annual Meeting*, 2-6 October 2005, Hong-Kong, China, vol. 2, pp. 1464-1469.
149. A. Iman; T. Habetler; R. Harley; D. Divan, "Failure Prediction of Electrolytic Capacitor Using DSP Methods", *Proceedings of the Applied Power Electronics Conference and Exposition*, 6-10 March 2005, Austin, Texas, USA, vol. 2, pp. 965-970.
150. A. Iman; T. Habetler; R. Harley; D. Divan, "Condition Monitoring of Electrolytic Capacitor in Power Electronic Circuits using Adaptive Filter Modeling", *Proceedings of the IEEE 36th Power Electronics Specialist Conference*, June 2005, Recife, Brazil, pp. 601-607.
151. A. Iman; T. Habetler; R. Harley and D. Divan, "LMS based Condition Monitoring of Electrolytic Capacitor", *Proceedings of the 31st IEEE Annual Conference of Industrial Electronics Society*, November 2005, Raleigh, North Carolina, USA, pp. 848-853.
152. A. Iman; T. Habetler; R. Harley; D. Divan, "Real-Time Condition Monitoring of the Electrolytic Capacitors for Power Electronics Applications", *Proceedings of the IEEE 22nd Applied Power Electronics Conference*, 25 February – 1 March 2007, Anaheim, California, USA, pp. 1057-1061.
153. M. Gaspari, "Life Prediction Model for Aluminum Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the 31st IEEE Industry Application Annual Meeting*, 6-10 October 1996, San Diego, CA, USA, vol. 3, pp. 1347-1351.
154. K. Maddula; J. Balda, "Lifetime of Electrolytic Capacitors in Regenerative Induction Motor Drives", *Proceedings of the IEEE 36th Power Electronics Specialist Conference*, June 2005, Recife, Brasil, pp. 153-159.

Referências

155. K. Lee; M. Kim; J. Yoon; S. Lee; J. Yoo, "Condition Monitoring of DC Link Electrolytic Capacitors in Adjustable Speed Drives", *Proceedings of the 42nd IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 23-27 September 2007, New Orleans, LA, USA, pp. 237-243.
156. A. Khalil; A. Lee, "DC-Link Capacitance Estimation in AC/DC/AC PWM Converters Using Voltage Injection", *IEEE Transactions on Industry Applications*, September/October 2008, vol. 44, n° 5, pp. 1631-1637.
157. M. Gaspari, "A Method for Predicting the Expected Life of Bus Capacitors", *Proceedings of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 5-9 October 1997, New Orleans, Louisiana, USA, vol. 2, pp. 1042-1047.
158. S. Cruz, M. Ferreira, A. Cardoso, "Diagnosis of open-circuit faults in matrix converters", *Proceedings of the 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 8-10 September 2009, Barcelona, Spain, pp. 1-11.
159. "Reliability prediction of electronic equipment", *Military Handbook 217 F*, 1995.
160. W. Sarjeant; W. Clelland; A. Price, "Capacitive Components for Power Electronics", *Proceedings of the IEEE*, June 2001, vol. 89, n° 6, pp. 846-855.
161. A. Amaral; A. Cardoso, "Diagnóstico de Avarias em Conversores DC/DC", *Actas do 6º Encontro Nacional do Colégio de Engenharia Electrotécnica*, 28-29 Maio 2003, Lisboa, Portugal, pp. 145-152.
162. A. Amaral; A. Cardoso, "Diagnóstico de Avarias em Fontes de Alimentação Comutadas", *Proceedings of the 4th Conference on Telecommunications*, 18-20 Junho 2003, Aveiro, Portugal, pp. 395-398.
163. A. Amaral; A. Cardoso, "Fault Diagnosis on Switch-Mode Power Supplies Operating in Discontinuous Mode", *Proceedings of the Second IEE International Conference on Power Electronics Machines and Drives*, 31 March – 2 April 2004, Edinburgh, Scotland, UK, vol. 1, pp.197-202.
164. A. Amaral; A. Cardoso, "Use of ESR to Predict Failure of Output Filtering Capacitors in Boost Converters", *Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Symposium*, 4-7 May 2004, Ajaccio, France, pp. 1309-1314.
165. A. Amaral; A. Cardoso, "Using Output Voltage and Current to Predict Failures in Switch Mode Power Supplies Operating in Discontinuous Mode", *Proceedings of the 25th International PCIM Conference for Power Electronics, Intelligent Motion and Power Quality*, 25-27 May 2004, Nuremberg, Germany, pp. 563-568.

Referências

166. T. Wlesinger; H. Ertl, "A Novel Real Time Monitoring Unit for PWM Converter Electrolytic Capacitors", *Proceedings of the IEEE Power Electronics Specialist Conference*, 15-19 June 2008, Rhodes, Greece, pp. 523-528.
167. H. Ma; X. Mao; N. Zhang; D. Xu, "Parameter Identification of Power Electronic Circuits based on Hybrid Model", *Proceedings of the IEEE 36th Power Electronics Specialist Conference*, June 2005, Recife, Brazil, pp. 2855-2860.
168. P. Krein, "Elements of Power Electronics", *Oxford University Press*, New York, 1998.
169. A. Amaral; A. Cardoso, "Fault Simulation Technique for Switch Mode Power Supplies", *Proceedings of the International Aegean Conference on Electric Machines, Power Electronics and Electromotion*, 10-12 September 2007, Bodrum, Turkey, pp. 659-664.
170. A. Amaral; A. Cardoso, "Using Hybrid Systems Theory to Simulate to Behaviour of Step-Down DC-DC Converters", *Acta Electrotechnica et Informatica*, December 2009, vol. 9, n° 4, pp. 37-41.
171. A. Amaral; A. Cardoso, "Theoretical Analysis of the Behaviour of a Buck Converter in Steady State Regime", *Proceedings of the 20th International Congress & Exhibition on Condition Monitoring and Diagnostic Engineering Management*, 13-15 June 2007, Faro, Portugal.
172. V. Lakshminarayanan, "Failure Analysis Techniques for Semiconductors and other devices", *RF semiconductors*, February 2001; disponível em: <http://www.rfdesign.com>; acedido em: Maio de 2009.
173. A. Amaral; A. Cardoso, "Using Spectral Analysis to Determine the Equivalent Circuit of the Output Filter of DC-DC Converters at Their Operating Frequency", *Proceedings of the International Aegean Conference on Electric Machines, Power Electronics and Electromotion*, 10-12 September 2007, Bodrum, Turkey, pp. 671-675.
174. G. Buatti; A. Amaral; A. Cardoso, "ESR Estimation Method for DC/DC Converters Through Simplified Regression Models", *Proceedings of the 42nd IEEE Industry Applications Annual Meeting*, 23-27 September 2007, New Orleans, Luisiana, USA, pp. 2289-2294.
175. G. Buatti; A. Amaral; A. Cardoso, "Parameter Estimation of DC/DC Buck Converter Using Continuous Time Model", *Proceedings of the 12th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2-5 September 2007, Aalborg, Denmark, pp. 1-8.
176. A. Amaral; A. Cardoso, "A Non-Invasive Technique for Fault Diagnosis of SMPS", *Proceedings of the 39th Power Electronics Specialist Conference*, 15-19 June 2008, Rhodes, Greece, pp. 2097-2102.
177. A. Fernandez; J. Sebastian; M. Hernando; J. Ramos, J. Corral, "Multiple Output AC/DC Converter with an Internal DC UPS", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, February 2006, vol. 53, n° 1, pp. 296-304.

Referências

178. "ATX12V Power Supply Design Guide (version 2.2)", *Intel Corporation*, March 2005; disponível em: <http://www.formfactors.org>; acessado em: Maio de 2009.
179. "High-Efficiency 305 W ATX Reference Design Documentation Package", Document number: TND313/D, *On Semiconductors*, May 2007; disponível em: <http://www.onsemi.com>; acessado em: Maio de 2009.
180. L. Heiny, "Understanding and Troubleshooting the PC Power Supply", *Real World Technologies, In-Depth Technical Analyses and Help for Professionals*, November 2000; disponível em: <http://www.realworldtech.com>; acessado em: Maio de 2009.
181. D. Dalal, "Boosting Power Supply Efficiency for Desktop Computers", *Power Electronics Technology*, February 2005, pp. 14-23.
182. C. Rengang; J. Wyk; S. Wang; W. Odendaal, "Technologies and characteristics of Integrated EMI Filters for Switch Mode Power Supplies", *Proceedings of the 35th Annual Power Electronics Specialist Conference*, 20-25 June 2004, Aachen, Germany, vol. 6, pp. 4873-4880.
183. "Why Switchmode Power Supplies need PFC", *Canadian Electronics*, February 2008; disponível em: <http://www.lambdapower.com>; acessado em: Maio de 2009.
184. A. Amaral; A. Cardoso, "State Condition Estimation of Aluminum Electrolytic Capacitors Used on the Primary Side of ATX Power Supplies", *Proceedings of the 35th Annual Conference on the IEEE Industrial Electronics Society*, Porto, Portugal, 3-5 November 2009, pp. 447-452.