



Universidade do Minho
Escola de Engenharia

Carlos Frederico Sousa Pereira

Efeitos dos Harmónicos nos Contadores de Energia

Dissertação de Mestrado
Mestrado Integrado em Engenharia Eletrónica Industrial e Computadores

Trabalho efetuado sob a orientação do
Professor Doutor Manuel João Sepúlveda Mesquita de Freitas

Agradecimentos

Em primeiro lugar, queria aproveitar para agradecer, de uma forma geral, a todos os que contribuíram para a conclusão desta importante etapa da minha vida e da minha formação académica.

À minha família por todas as condições, força, energia e carinho que sempre me proporcionaram durante todo o meu percurso académico.

Ao meu orientador, Professor Doutor João Sepúlveda, por toda a paciência, empenho, pelo suporte que me foi proporcionando, sugestões e conhecimentos transmitidos ao longo do ano. Ao *GEPE* do Departamento de Eletrónica Industrial da Universidade do Minho, pelo apoio e material facultado - constituíram um contributo fulcral na produção da presente dissertação.

Aos técnicos das oficinas, Sr. Carlos, Sr. Joel e D. Ângela por toda a compreensão, disponibilidade e boa disposição sempre presentes.

Aos meus colegas de laboratório Bruno, Cátia e Daniel pela colaboração, entreaajuda e momentos de descontração que me proporcionaram ao longo dos últimos meses.

À minha namorada, Alexandra Zoia, pelo suporte e afeto oferecidos durante estes dois últimos anos.

A todos os meus colegas de trabalho, dando um bem-haja especial aos meus chefes, António Fernandes e Hélder Simões, por toda a disponibilidade, experiência que me foram transmitindo e paciência demonstrada nos últimos três anos.

Ao K.Tzafar pelos conselhos dados, ajuda, motivação, companheirismo e boa disposição ao longo dos últimos anos.

Ao Joaquim Cunha e à Eletro Antunes pelos úteis conselhos com que me brindaram e material fornecido e ao António Marques pela colaboração na montagem que necessitei de efetuar.

A todos, o meu muito obrigado !

Abstract

It is very important, nowadays, to use the available energy in the best possible way. The way we use it will determine the magnitude of our impact on the environment. Due to this, power quality has become a very important topic in the last few years. Adding this to the great developments in power electronics and an increase in awareness about all the issues relating to power quality, it is now imperative to investigate the effects of harmonic distortion on energy meters. Taking this into consideration, the knowledge about harmonics should be enhanced as well as the knowledge about their effects on electronic devices. This topic has gained extra importance with the widespread use of non-linear electronic equipment.

The objective of this dissertation is to find out the differences between the two most widely used ways of measuring electrical energy in the low-voltage grid: electro-mechanical energy meters and digital energy meters.

Usually digital meters are more accurate than the electro-mechanical ones. It's possible that the difference between them might not be relevant but at medium voltages it must be considered, especially for industrial consumers. The objective here is to find out how much more accurate digital meters are and also to find out the cases in which the replacement should be carried out or not. Different types of loads will be analyzed and a comparison between the two energy meters types will be performed.

The measurement is carried out by a rotating disc which rotates under the influence of the induced eddy currents. These currents appear due to the oscillating magnetic field created by two coils, one for current and another for voltage. The voltage one is composed of many windings and thin wire, whilst the current coil only has a few windings and thick wire.

A search to find the harmonics which are more prejudicial to the operation of the electro-mechanical devices will be performed as well.

The economic impact of these measurements should be studied in order to ascertain who might or might not be interested in a replacement and how much the annual savings can be.

The difference between the digital and analog devices was verified, and in almost all situations there was an over registration of the fundamental active power by the analog device. After, a experimental setup was carried out in order to raise the voltage THD. The verified error was mostly negative under these conditions.

Keywords: Harmonics, Energy Measurement, Harmonic Distortion, Electromechanical Meters, Digital Meters, Power Quality.

Resumo

É cada vez mais importante nos dias de hoje utilizar a energia disponível da melhor forma possível. A maneira como se utiliza irá determinar a magnitude do impacto no meio ambiente. Por estas razões, a qualidade da energia elétrica tornou-se um tópico fundamental nestes últimos anos. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência e com uma maior consciencialização em torno dos diferentes problemas de qualidade de energia, é imperativo investigar os efeitos da distorção harmónica nos medidores de energia. Torna-se, por isso, pertinente aprofundar e ampliar o conhecimento sobre harmónicos e sobre as suas consequências em todo o tipo de equipamentos eletrónicos. Este aspeto granjeou ainda mais importância com a difusão da utilização das cargas não lineares.

O objetivo desta dissertação é descobrir os efeitos dos harmónicos nos contadores de energia elétrica de baixa tensão.

Nos dois tipos de medidores de energia elétrica mais utilizados (eletromecânico e digital), os efeitos da distorção harmónica são bastante mais perceptíveis nos contadores eletromecânicos, mesmo quando são submetidos ao mesmo tipo de cargas e condições semelhantes. Regra geral, os contadores digitais são bastante mais precisos e exatos do que os eletromecânicos [1]. A diferença entre eles poderá não ser muito relevante em baixa tensão, mas para média tensão deve ser considerada, principalmente para consumidores industriais. Esta diferença deve-se ao facto de serem calibrados para serem utilizados em condições sinusoidais, o que não acontece [2].

O disco que contém no interior faz a medição através de duas bobinas, uma de corrente e outra de tensão. A bobina de tensão é constituída por muitas espiras e fio fino, sendo colocada em paralelo com a carga para ser submetida à mesma tensão. A bobina de corrente é composta por poucas espiras e fio grosso pois irá ter a mesma corrente que a carga. Os campos magnéticos gerados pela corrente alternada geram correntes parasitas, que por sua vez serão induzidas no disco fazendo-o girar. Em zonas puramente industriais onde este tipo de contadores ainda estão a ser utilizados, este valor deverá ser naturalmente superior, pois a distorção harmónica é mais visível perto da carga [3], dando uma importância acrescida a este tópico.

O que deverá ser feito numa primeira fase, é uma comparação entre os dois aparelhos em baixa tensão, comparando os valores de energia obtidos em diferentes aparelhos habituais no setor residencial, bem com uma análise de custos para se poder verificar se a mudança de sistema de medição é ou não compensatória.

Durante a realização dos testes experimentais, foi verificada uma diferença entre os aparelhos utilizados. O contador eletromecânico registou, quase sempre, valores superiores de potência ativa fundamental quando comparado com os registados pelo analisador de qualidade de energia. Depois, foi realizada uma montagem para elevar a distorção da tensão de alimentação, tendo como resultado erros negativos em praticamente todos os casos.

Palavras-chave: Harmónicos, Medição de Energia, Distorção harmónica, Contadores eletromecânicos, Qualidade de energia, Contadores digitais.

Acrónimos

(TSO's) Transmission System Operators
(QEE) Qualidade de Energia Elétrica
(IEC) International Electrotechnical Commission
(UPS) Uninterruptible Power Supplies
(THD) Total Harmonic Distortion
(TDD) Total Demand Distortion
(CC) Corrente Contínua (CA) Corrente Alternada
(PCC) Point of Common Coupling
(XLPE) Cabo com Cobertura em Polietileno Reticulado
(IEA) International Energy Agency
(SCADA) Supervisory Control and Data Acquisition
(CFL) Compact Fluorescent Lamps
(SMPS) Switched - Mode Power Supplies
(LED) Light-Emitting Diode
(ANSI) American National Standards Institute
(CEM) Contador Eletromecânico
(AQE) Analisador de Qualidade de Energia
(ADC) Analog to Digital Converter
(EEPROM) Electrically-Erasable Programmable Read-Only Memory
(TFT) Thin-film-transistor
(LCD) Liquid-crystal Display
(CRT) Cathode Ray Tube
(ERSE) Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos

Símbolos

Ω Ohm
 A Ampere
 F Farad
 H Henry
 Hz Hertz
 V Volt
 VA Voltampere
 VAr Voltampere reativo
 $VArh$ Voltampere reativo hora
 W Watt
 Wh Watt-hora

Conteúdo

1	Introdução	9
1.1	Motivação	10
1.2	Objetivos	10
1.3	Tarefas Propostas	10
1.4	Organização da Dissertação	11
2	Qualidade de Energia Elétrica	12
2.1	Problemas de QEE	12
2.1.1	Subtensão momentânea	12
2.1.2	Sobretensão momentânea	12
2.1.3	Interrupções momentâneas	14
2.1.4	Transitórios	14
2.1.5	Flutuações de tensão	15
2.2	Tipos de Distorção	16
2.2.1	Micro-cortes de tensão	16
2.2.2	Componente Contínua	17
2.2.3	Distorção harmónica	18
2.3	Regul. de Qualidade de EE	19
3	Medições	21
3.1	Terminologia	21
3.1.1	Exatidão e Precisão	21
3.1.2	Definições	22
3.2	Erro de Medição	22
3.2.1	Tipos de Erro	22
3.2.2	Desvio	23
3.2.3	Desvio Padrão	23
3.2.4	Curva de Calibração	24
3.2.5	Linearidade	24
3.3	Medição de Grandezas Elétricas	25
3.3.1	Medição de Corrente	25
3.3.2	Medição de Tensão	26
3.3.3	Medição de Resistência	26
4	Medição de Potências	27
4.1	A série de <i>Fourier</i>	27
4.1.1	Coeficientes de <i>Fourier</i>	28
4.1.2	Efeitos da Simetria de Ondas	28
4.2	Teorias de Potências	29
4.3	Med. de Pot.- Cond. Sinu.	30
4.4	Med. de Pot.- Cond. N. Sinu.	32
4.5	Med. de Pot.- Cond. N. Sinu. - Out. Conceitos	36
4.6	Teoria p-q	36

5	Distorção Harmónica	40
5.1	Efeitos da Distorção Harmónica	41
5.1.1	Efeitos nos Condutores	41
5.1.2	Efeitos em Aparelhos de Baixa Potência	42
5.1.3	Efeitos na Iluminação	43
5.1.4	Efeitos nas Máquinas Elétricas	43
5.1.5	Efeitos nos Transformadores	43
5.1.6	Efeitos nos Condensadores	45
5.1.7	Impedância da Rede	48
5.1.8	Impedância dos Condensadores	50
5.1.9	Ressonância Série e Paralela	50
5.1.10	Efeito da Resistência de Amortecimento	52
5.2	Causas da Distorção Harmónica	53
5.2.1	Efeitos das Fontes comutadas	53
5.2.2	Efeitos da Iluminação	54
6	Plataforma de Trabalhos	57
6.1	O Contador Eletromecânico	57
6.1.1	Princípio de Funcionamento	57
6.1.2	Litígios mais Frequentes	59
6.2	Contadores Digitais	59
6.3	Sensor Utilizado	62
7	Medições Efetuadas	66
7.1	Ensaio com Carga Resistiva	66
7.1.1	Ensaio com Carga Resistiva - CEM	66
7.1.2	Ensaio com Carga Resistiva - AQE	67
7.2	Ensaio com Motor de Baixa Potência	68
7.3	Ensaio com CFL com e sem intermitência	69
7.4	Ensaio com Lâmpada LED + CFL	73
7.5	Ensaio com Computador Portátil	74
7.6	Ensaio com Monitores de Computador de Secretária	75
7.6.1	Monitor TFT	75
7.6.2	Monitor CRT	76
7.6.3	Monitor LED	77
7.7	Tensão Distorcida	78
7.7.1	Ensaio com Carga Resistiva	80
7.7.2	Ensaio com CFL com e sem intermitência	81
7.7.3	Ensaio com Lâmpada LED + CFL	83
7.7.4	Ensaio com Computador Portátil	85
7.7.5	Ensaio com Monitor TFT	86
7.7.6	Ensaio com Monitor CRT	86
7.7.7	Ensaio com Monitor LED	88
7.8	Discussão de Resultados	88
8	Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro	92

Referências Bibliográficas 94

Anexos 102

Lista de Figuras

1.1	<i>Smart Grids</i> e seus intervenientes [5]	9
1.2	Diagrama de <i>Gant</i> relativamente às tarefas propostas	11
2.1	<i>Afundamento de tensão</i> - retirado de [14].	13
2.2	Sobretensão - retirado e adaptado de [16].	13
2.3	Exemplo de transitório impulsivo (esq.) e de um transitório oscilatório (dir.) - retirado e adaptado de [9].	15
2.4	Forma de onda regular com flutuação de tensão - retirado de [27].	16
2.5	Micro-cortes de tensão num conversor de 6 pulsos - retirado de [28]	17
2.6	Exemplo de uma onda sinusoidal distorcida e a respetiva decomposição - retirado de [9].	18
2.7	Representação gráfica da EN50160 - retirado de [40].	20
3.1	Relação entre precisão, exatidão e valor de referência.	21
3.2	Alteração provocada no circuito devido à inserção de aparelhos de medição.	23
3.3	Distribuição Normal ou Gaussiana das probabilidades - retirado de [42]	24
3.4	Comparação entre dois casos de linearidade ao longo da realização de medições.	25
3.5	Medição de corrente elétrica (forma direta - esquerda, forma indireta - direita).	25
3.6	Medição de diferença de potencial elétrico entre dois pontos.	26
3.7	Medição de resistência elétrica entre dois pontos.	26
4.1	Possível relação entre potências com a corrente atrasada em relação à tensão, em condições sinusoidais.	32
4.2	Possível relação entre potências - ativa, reativa e <i>distortion power</i> .	34
4.3	Componentes de Potência sugeridos pela <i>Teoria p-q</i> , juntamente com um filtro ativo paralelo - Retirado de [65].	37
5.1	Sentido das correntes harmónicas injetadas na rede, criadas por cargas não lineares.	40
5.2	Modelo II da rede - retirado de [71]	42
5.3	Representação da vida expectável do isolamento de um transformador (20,55 anos) sujeito a carga e $THD = 51,91\%$ - retirado de [80].	45
5.4	Representação da vida expectável do isolamento de um transformador (20,55 anos) sujeito a carga e $THD = 18,36\%$ - retirado de [80].	46
5.5	Configuração genérica da rede com compensação e fluxo das correntes harmónicas existentes.	46
5.6	Corrente harmónica máxima em função da tensão fundamental - retirado de [70].	48
5.7	Modelo II da rede, com R e L - retirado de [83].	49
5.8	Circuito com possibilidade de ressonância série - retirado de [85].	51
5.9	Circuito equivalente em situação de ressonância paralela.	52
5.10	Circuito com possíveis problemas de ressonância paralela - retirado de [85].	52
5.11	Varição da impedância consoante a resistência existente no circuito - retirado de [85].	53
5.12	Espectro obtido após os testes realizados para Switched - Mode Power Supplies (SMPS) agregadas, baixa e alta potência - retirado de [88].	54
5.13	Forma de onda da corrente numa Compact Fluorescent Lamps (CFL) de 15 W - retirado de [91].	55
5.14	Forma de onda da corrente e tensão numa lâmpada Light-Emitting Diode (LED) de 3 W - retirado de [93].	56
5.15	Espectro de uma lâmpada LED de 3 W ($THD_i = 65,80\%$)- retirado de [93].	56
6.1	Bobinas de corrente e tensão	57

6.2	Esquemático representativo com bobinas e carga - retirado de [95].	58
6.3	Representação em quartos de período da interação entre os campos gerados e as correntes de <i>eddy</i> - retirado e adaptado de [95].	59
6.4	Sistema de engrenagens típico de um Contador Eletromecânico (CEM).	60
6.5	Decomposição em blocos do funcionamento de um contador digital, na sua forma mais elementar.	61
6.6	Fluke 434.	61
6.7	Marca detetada pelo sensor instalado.	63
6.8	Esquemático da montagem realizada.	63
6.9	Montagem final com sensor e microcontrolador.	64
6.10	Fluxograma explicativo referente ao código utilizado.	64
6.11	Montagem final com sensor e saídas para microcontrolador.	65
7.1	Circuito utilizado para ensaio resistivo.	66
7.2	Forma de onda da tensão e espectro obtido ($THD_u = 2,2\%$) no final do ensaio com carga resistiva do CEM.	67
7.3	Forma de onda da tensão e correspondente representação espectral da ventoinha utilizada.	68
7.4	Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral da ventoinha utilizada.	69
7.5	Plataforma de testes das CFL	70
7.6	Forma de onda da tensão e correspondente representação espectral antes do início do teste com CFL.	70
7.7	Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral no final do teste com CFL $THD_i = 213,7\%$	71
7.8	Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral no final do teste com intermitência $THD_i = 301,5\%$	72
7.9	Representação espectral obtida a partir das formas de onda da corrente numa lâmpada CFL (esq.) e LED (dir.)	73
7.10	Representação espectral obtida a partir das formas de onda das correntes em lâmpadas CFL e LED, simultaneamente.	74
7.11	Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral do computador pessoal aferido $THD_i = 153,8\%$	74
7.12	Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral do monitor Thin-film-transistor (TFT) com $THD_i = 118,2\%$	76
7.13	Tensão, corrente (esq.) e representação espectral (dir.) obtida a partir da forma de onda da corrente de um ecrã Cathode Ray Tube (CRT) ($THD_i = 119,1\%$).	77
7.14	Tensão, corrente (esq.) e representação espectral (dir.) obtida a partir da forma de onda da corrente de um ecrã LED com $THD_i = 117\%$	78
7.15	Montagem executada para aferição dos aparelhos utilizados com tensão distorcida.	79
7.16	Forma de onda da tensão e correspondente análise espectral com $THD_u = 10,9\%$	79
7.17	Montagem executada para realização de ensaio com carga resistivo.	80
7.18	Forma de onda da tensão e corrente durante o ensaio com carga resistiva	81
7.19	Forma de onda corrente e tensão - CFL sem intermitência	81
7.20	Análise espectral: corrente e tensão das CFLs aferidas, sem intermitência; $THD_u = 8\%$; $THD_i = 210,5\%$	82
7.21	Forma de onda corrente e tensão - CFL com intermitência.	83

7.22	Análise espectral: corrente e tensão das CFLs aferidas, com intermitência; $THD_u = 7,5\%$; $THD_i = 245,3\%$	83
7.23	Forma de onda corrente e tensão - CFL e LED	84
7.24	Análise espectral da corrente e tensão no conjunto LED - CFL: $THD_u = 7,5\%$; $THD_i = 128,1\%$	84
7.25	Forma de onda da corrente e tensão no computador portátil aferido.	85
7.26	Análise espectral das grandezas aferidas: Tensão: $THD_u = 7,4\%$; Corrente: $THD_i = 125,8\%$	85
7.27	Forma de onda da corrente e da tensão do monitor TFT aferido.	86
7.28	Análise espectral da tensão e corrente do monitor TFT $THD_u = 8,3\%$; $THD_i = 87,3\%$	87
7.29	Formas de onda de tensão e corrente num monitor tipo CRT.	87
7.30	Espectro da tensão e corrente, com $THD_u = 8,2\%$ e $THD_i = 82,8\%$, no monitor CRT aferido.	88
7.31	Formas de onda de corrente e tensão num monitor tipo LED	89
7.32	Representação espectral da tensão e da corrente, $THD_u = 7,9\%$; $THD_i = 72,7\%$	89
7.33	Comportamento das correntes harmónicas na presença de cargas lineares (em cima) e não lineares (em baixo).	90

Lista de Tabelas

1	Valores de tensão harmônicos dados em percentagem de U_n - retirado de [39].	20
2	Erros obtidos nos ensaios realizados e respetivo erro médio.	90

1 Introdução

O processo de registo e medição da energia elétrica consumida tem sofrido grandes alterações ao longo dos últimos anos.

Os contadores eletromecânicos são ainda muito utilizados na Europa e em Portugal [1]. Porém, com o desenvolvimento da eletrónica de potência e com a introdução de redes elétricas inteligentes (*Smart grids*), os tradicionais contadores *Ferrari* estão a ser substituídos por contadores puramente digitais e bastante mais precisos. O conceito destas redes inteligentes passa por aplicar a tecnologia e conhecimentos existentes nos sistemas de distribuição de energia, tirando partido do desenvolvimento dos sistemas embebidos, da automação e da eletrónica de potência [4]. Na figura (1.1) pode-se observar uma possível representação de uma rede elétrica contendo os conceitos citados acima:

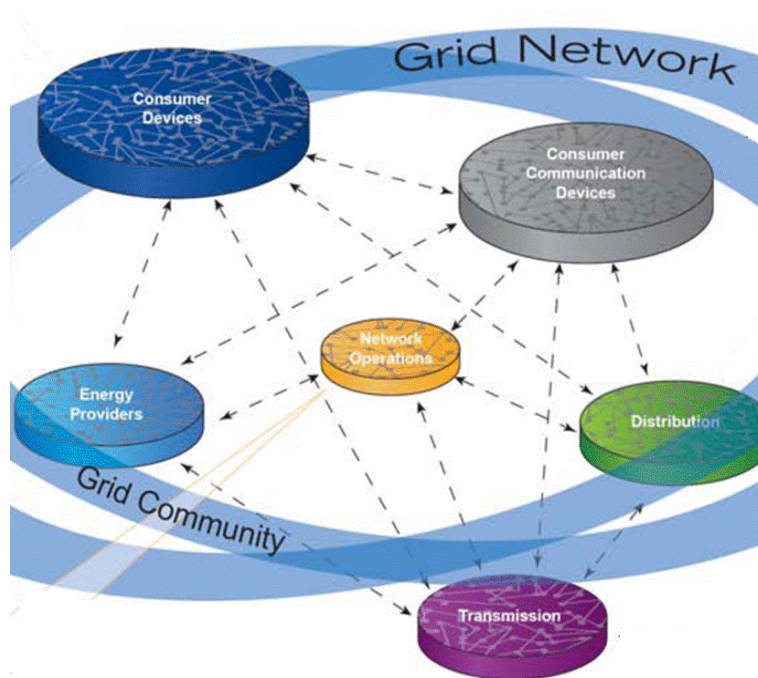


Figura 1.1: *Smart Grids* e seus intervenientes [5]

Neste ponto, o projeto *InovGrid* lançado pela EDP em 2010 pode e deve ser claramente destacado.

Este projeto tem o objetivo de implementar contadores inteligentes (*EDP box*) em clientes de baixa tensão (domésticos, pequenos comércios e indústrias). Numa primeira fase, foi escolhida uma cidade piloto para este projeto (Évora) e foram substituídos cerca de trinta mil contadores [6].

Pode então concluir-se que este projeto revela convergência uma vez que a rede elétrica tem-se alterado bastante nos últimos anos devido ao novos paradigmas introduzidos nas redes elétricas (redes com comunicação bidirecional, gestão da rede a tempo real, etc).

Projetos desta magnitude revelam-se substancialmente importantes, e com o trabalho desenvolvido nesta dissertação relativamente à influência da distorção harmónica nos contadores eletromecânicos, é dado mais um passo neste longo caminho que é a completa remodelação das redes elétricas.

1.1 Motivação

No âmbito das atuais preocupações em torno de aspetos como o da preservação do meio ambiente, a diminuição do consumo de combustíveis fósseis e da eficiência energética, parece ser o rumo mais enriquecedor.

Sobre o aspeto da eficiência energética, um assunto que tem estado sobre ampla discussão é a qualidade da energia elétrica. De entre os vários problemas existentes nesta dissertação, irá ser versado o problema dos harmónicos e os seus efeitos nos contadores de energia elétrica.

Tendo em conta o impacto económico que os resultados do estudo podem representar com o desenvolvimento da microgeração (esta que por sua vez pressupõe a instalação de contadores digitais), este tópico é bastante aliciante e poderá ser uma ponte para a reestruturação da rede elétrica, tornando-a mais inteligente e eficiente (*Smart Grids*). Para isso, deve-se investir na produção/geração de energia elétrica de forma descentralizada, comunicação bidirecional, automatização da rede, entre outras. Tudo isto não é exequível se não forem apresentados argumentos fortes o suficiente para mostrar aos Transmission System Operators (TSO's) que urge realizar uma alteração nos sistemas de medição de energia elétrica de baixa tensão.

Por fim, é de esperar que o trabalho efetivado ao longo desta dissertação constitua um pilar na alteração de mentalidades relativamente à medição do consumo de energia elétrica.

1.2 Objetivos

Os principais objetivos desta dissertação são os seguintes:

1. Estudar o funcionamento dos contadores de energia eletromecânicos;
2. Verificar os efeitos dos harmónicos nos contadores *Ferrari* na rede elétrica de baixa tensão;
3. Comparar o funcionamento dos dois tipos de aparelhos de medição em condições de elevada distorção harmónica;
4. Analisar os custos entre os contadores eletromecânicos e digitais verificando se a alteração é ou não compensatória a curto / médio prazo.

1.3 Tarefas Propostas

Para dar por cumprido estes objetivos, as seguintes tarefas foram realizadas:

1. Estudo dos harmónicos e da sua influência na qualidade de energia elétrica (1 mês);
2. Análise do funcionamento dos diversos tipos de medidores de energia (1 mês);
3. Estudo do estado da arte dos contadores *Ferrari* (1 mês);
4. Análise e escolha da plataforma para o desenvolvimento das medições necessárias à elaboração da dissertação (1 mês);
5. Implementação do sistema escolhido (1,5 meses);
6. Testes experimentais e aquisição de dados (1,5 meses);
7. Escrita da dissertação de mestrado (2 meses);

Na figura (1.2) pode ser visualizada a distribuição das tarefas ao longo do ano letivo:



Figura 1.2: Diagrama de *Gant* relativamente às tarefas propostas

1.4 Organização da Dissertação

O presente documento encontra-se dividido em 8 partes. Em primeiro lugar, é realizada uma breve introdução ao tema e apresentado um projeto piloto com um fim semelhante ao da presente dissertação. No segundo capítulo, é realizada uma introdução geral ao problema da qualidade de energia, sendo discutidas as perturbações mais relevantes neste campo, com especial atenção aos tipos de distorção existentes. Concebida esta análise, no terceiro capítulo, é feito um breve resumo sobre como fazer medições, cuidados a ter e erros associados às mesmas. De seguida, no quarto capítulo, é discutida a medição de potências no caso sinusoidal e não sinusoidal, sendo abordadas várias teorias de medição, para além da convencional. No quinto capítulo é produzido um aprofundamento à distorção harmónica, causas e efeitos nos constituintes do sistema elétrico. Relativamente ao sexto capítulo, é mencionada uma descrição sobre opções relevantes tomadas, bem como a exibição da plataforma de trabalhos adotada. Findo isto, no sétimo capítulo, é elaborada uma exposição sobre as medições efetuadas, bem como uma comparação das mesmas nos dois aparelhos utilizados. No oitavo capítulo são apresentadas as conclusões do estudo, bem como as propostas de trabalhos futuros.

2 Qualidade de Energia Elétrica

Tendo em conta o cenário macro-económico atual e a crescente preocupação em torno do problema da qualidade da energia elétrica, é pertinente discutir os problemas conhecidos até ao momento, desafios para o futuro e as formas de resolver os obstáculos do presente. Esta crescente preocupação deve-se ao desenvolvimento verificado nos últimos anos em áreas como a eletrónica de potência e os sistemas embebidos. Os novos dispositivos, baseados em microprocessadores, são cada vez mais sensíveis a problemas de variação de qualidade de energia em relação ao equipamento antes utilizado [7]. Para além disto, outros dois fatores estão, neste momento, a contribuir, de forma favorável, para a crescente importância deste tópico: a preocupação crescente com a eficiência dos sistemas de energia e o conhecimento cada vez maior sobre os fenómenos que irão ser descritos adiante por parte dos utilizadores finais, obrigando as companhias a melhorar a sua qualidade de serviço [8].

2.1 Problemas de Qualidade de Energia Elétrica

Para melhor entender o que é um problema de Qualidade de Energia Elétrica (QEE) o International Electrotechnical Commission (IEC) define-o como sendo qualquer perturbação que provoque uma alteração no sistema, normalmente ocorrida depois de uma alteração temporária forçada no sistema. Estes problemas são normalmente categorizados de acordo com a sua magnitude e duração, podendo estes ser subtensões, sobretensões ou interrupções momentâneas, transitórios, flutuações de tensão e distorção. Irá agora ser feita uma breve descrição sobre cada um destes problemas.

2.1.1 Subtensão momentânea

Um afundamento de tensão (ou *Voltage Sag, Dip*) consiste normalmente numa redução do valor nominal da tensão (entre 10% - 90%) com a duração de pelo menos metade de um ciclo até ao máximo de alguns segundos. Se o tempo for inferior a metade de um ciclo trata-se não de um afundamento de tensão, mas sim de um transiente. As causas que originam este fenómeno estão normalmente associadas com o arranque de grandes cargas [9], descargas atmosféricas ou simplesmente com a existência de correntes de curto circuito na rede elétrica. As possíveis consequências deste fenómeno são: incorreta operação de aparelhos de controlo, variação de velocidade nos motores elétricos, disparo indevido de disjuntores, entre outros [10] - [12]. Na figura (2.1) pode-se observar um exemplo.

2.1.2 Sobretensão momentânea

Uma sobretensão (*Voltage Swell*) consiste num aumento do valor eficaz da tensão (entre 1,1 pu - 1,8 pu) com uma duração de no mínimo meio ciclo até um máximo de 1 min. O termo classificado pelo IEC - *Swell* está relacionado com sobretensões e sobreintensidades, ambos classificados da mesma forma no que toca a magnitude e duração [13]. Num sistema trifásico, as sobretensões aparecem nas fases onde a falha não ocorreu (falha do tipo fase - terra), podem ocorrer também após uma desconexão de bancos de condensadores ou também após uma interrupção de fornecimento de energia a cargas seletivas para manter a frequência do sistema no valor nominal. Isto ocorre quando a potência gerada não vai de encontro às necessidades da carga. Para se manter a frequência nos valores nominais ou se aumenta a produção ou se reduz o consumo - rejeição de carga. Este fenómeno pode perturbar a normal operação de aparelhos de controlo bem como encurtar a vida de equipamentos sensíveis.

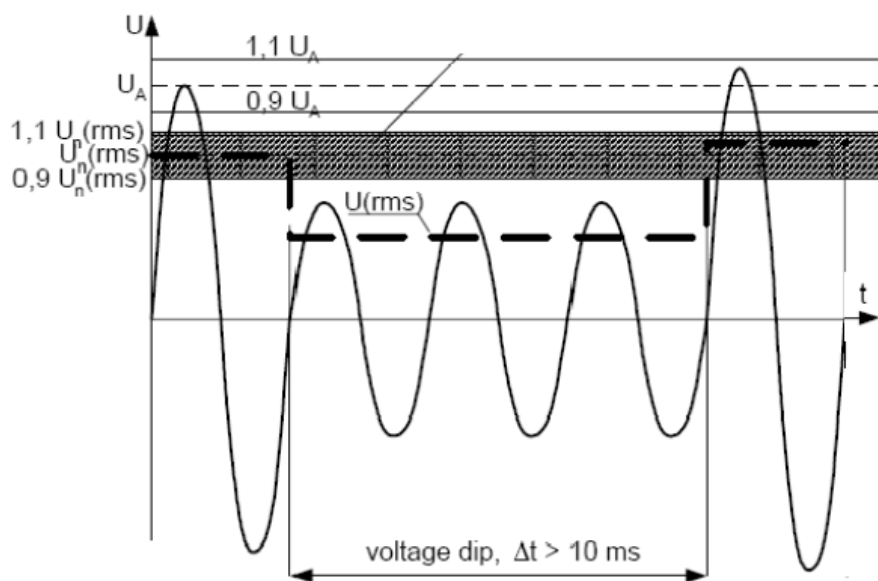


Figura 2.1: Afundamento de tensão - retirado de [14].

Os problemas de sobretensões e subtenções podem ser resolvidos com Uninterruptible Power Supply (UPS) e condicionadores de energia [15] [7]. Na figura (2.2) apresenta-se um exemplo deste problema.

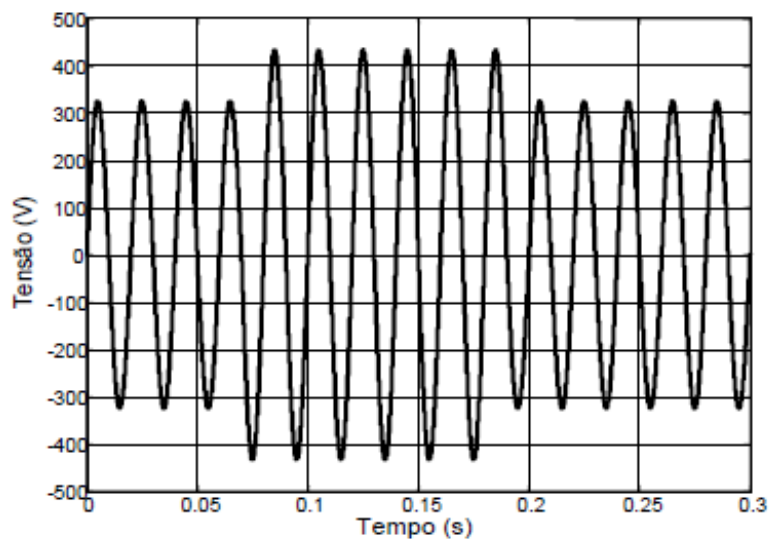


Figura 2.2: Sobretensão - retirado e adaptado de [16].

2.1.3 Interrupções momentâneas

Pode afirmar-se que há ocorrência de uma interrupção momentânea (*brief interruptions*) quando a tensão nominal ou a corrente de carga é inferior a 0,1 pu ou pode considerar-se este fenómeno quando existe uma falha total momentânea [10]. A ocorrência deste fenómeno está normalmente associada com a existência de falhas na rede, má coordenação entre equipamentos ou falha dos mesmos. No que toca à duração, terá de ser obrigatoriamente inferior a 1 minuto, pois caso contrário será outro fenómeno, sendo necessária a intervenção humana para a resolução do mesmo. Esse fenómeno está definido no dicionário do Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE) como *Outage* (Std 100-1992) [9].

Quanto às interrupções momentâneas, estas ocorrem, normalmente, como resposta do sistema elétrico a uma falha e dependendo da sua duração pode-se, de certa forma, determinar como o sistema está a responder, por exemplo, na ocorrência de uma falha e caso esta esteja extinta ao fim de 30 ciclos, pode concluir-se que os disjuntores atuaram, a falha foi extinta e estes fecharam-se automaticamente. É implícito que o tempo da interrupção está diretamente relacionado com o tipo de equipamento de proteção existente no sistema.

Quanto a formas de evitar as consequências desta perturbação, pode recorrer-se à instalação de UPS. A nível económico, é fácil compreender que a mesma pode ser muito nociva para processos industriais bem como para centros informáticos e médicos [17] - [18], sendo a instalação deste tipo de dispositivos de extrema importância para reduzir custos no caso deste problema de QEE se verificar.

2.1.4 Transitórios

Regra geral, as perturbações classificadas como transitórios (*Transients*) consistem em perturbações na tensão, mas com menor duração do que as anteriores descritas (*Sag, Swell*). Dependendo da sua duração, este fenómeno está normalmente associado a mudanças repentinas e de curta duração no sistema, como por exemplo, comutações de bancos de condensadores, descargas atmosféricas, entre outras [16]. Pode concluir-se que sempre que algum disjuntor ou comutador seja utilizado, este irá causar um transitório. Subdividindo em três categorias fundamentais os processos causadores de transitórios são: arranque ou paragem de processos de energização de componentes da rede em larga escala (bancos de compensação, linhas de transmissão, transformadores, rejeição de cargas, entre outros) e abertura e fecho de disjuntores na rede [19] - [20]. Porém, em algumas literaturas é realizada uma distinção entre transitórios impulsivo e oscilatório, isto de acordo com a sua magnitude e duração [10]. Um transitório impulsivo pode ter, por exemplo, uma subida até ao seu valor de pico em 1,2 μs e descer até metade do seu valor de pico em 50 μs . Este tipo de comportamento é tipicamente verificado em descargas atmosféricas e em ambientes eletromagnéticos de grande intensidade [21]. Devido às suas características, este tipo de transitórios não é normalmente conduzido para longe do local da ocorrência da perturbação. Pode, no entanto, alterar a frequência natural do circuito e criar novos transitórios oscilatórios [22].

No que toca aos transitórios oscilatórios, é efetuada também uma subdivisão dos mesmos, isto de acordo com a frequência da sua componente fundamental. Se esta for superior a 500 kHz são classificados como sendo de alta frequência e ocorrem, normalmente, como resposta a um oscilatório impulsivo. Entre 5 e 500 kHz de média frequência, podendo estes também suceder como resposta a um oscilatório impulsivo e arranque de bancos de condensadores *Back to back*. Por último, se a componente fundamental for inferior a 5 kHz e duração entre 0,3 e 50 ms são transitórios oscilatórios de baixa frequência. Para valores entre 300 Hz e 900 Hz está normalmente associado o arranque de

compensadores, e com valores inferiores a 300 Hz podem surgir fenômenos como o de ferro-ressonância - tipo de ressonância irregular que surge devido às características não lineares da indutância do núcleo de um transformador com a capacitância da rede - ou o de arranque de transformadores [9]. Um possível exemplo pode ser observado na figura (2.3):

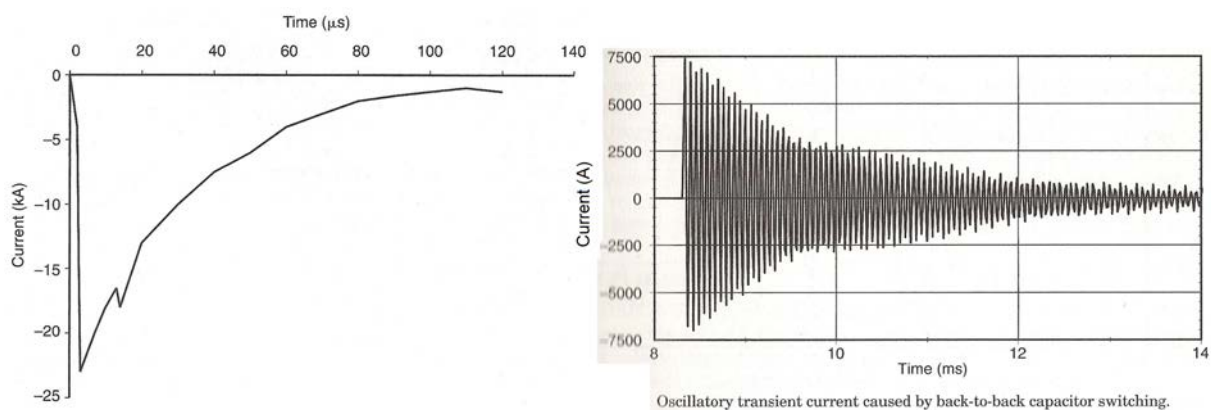


Figura 2.3: Exemplo de transitório impulsivo (esq.) e de um transitório oscilatório (dir.) - retirado e adaptado de [9].

2.1.5 Flutuações de tensão

As flutuações de tensão (*Flicker*) podem ser definidas como variações aleatórias e repetitivas na magnitude da tensão. Este tipo de perturbação está normalmente associado a cargas que não exigem uma potência constante ao longo do tempo (cargas não lineares). O arranque de motores de elevada potência, variações de certas cargas e o arranque de bancos de condensadores para correção de fator de potência contribuem de forma negativa para a propagação deste efeito. Uma das consequências deste efeito é o *flicker* ou o *light flicker*. Este efeito traduz-se, normalmente, na oscilação da intensidade de iluminação elétrica perceptível ao olho humano. O *flicker* pode ser também usado para medir o nível de flutuação de tensão. Em algumas fontes é também defendido que o uso cada vez menor da lâmpada incandescente e cada vez maior de lâmpadas economizadoras (fluorescentes) poderá levar a um repensar das normas e dos índices máximos de *flicker*, pois estas últimas são menos sensíveis às oscilações de tensão [10], [23].

A sua análise é feita através da avaliação do valor eficaz da tensão, da sua estabilidade e continuidade. A avaliação é feita através de três formas: índices de flutuação de tensão, o P_{st} e P_{lt} , dois termos utilizados para medir a circunspeção do *flicker* a curto e longo termo, respetivamente. A primeira forma descreve a variação do valor eficaz da tensão através da amplitude e frequência da tensão. Os outros dois servem para a avaliação da intensidade do *flicker* [24]. Este é um problema de complicada mitigação, devido ao seu comportamento aleatório e imprevisível. Em algumas aplicações, como o caso dos fornos a arco elétrico, provoca uma distorção bastante acentuada na tensão, devido à natureza estocástica do arco - o mesmo cria uma grande distorção na tensão, tornando difícil a completa eliminação de todos os efeitos causados por si [25]. Quanto às consequências desta perturbação na QEE nos transformadores existe a magnetostrição - propriedade dos materiais ferromagnéticos que

faz com que estes alterem as suas dimensões e tamanho conforme o campo magnético aplicado, o que leva a que, caso a distorção seja muito elevada, se a vibração for suficientemente alta poderá fazer com que os materiais de isolamento sejam severamente afetados (especialmente se o material usado for resina), bem como fenômenos de ressonância mecânica. No que toca a motores elétricos, podem verificar-se as seguintes consequências: variações de binário e velocidade, vibrações transferidas para a carga e para os suportes da máquina, entre outros. A consequência mais nociva deste problema é a irritação causada nos seres humanos devido à variação da intensidade luminosa, podendo causar doenças em alguns indivíduos [26]. O mesmo pode ser observado na figura (2.4):

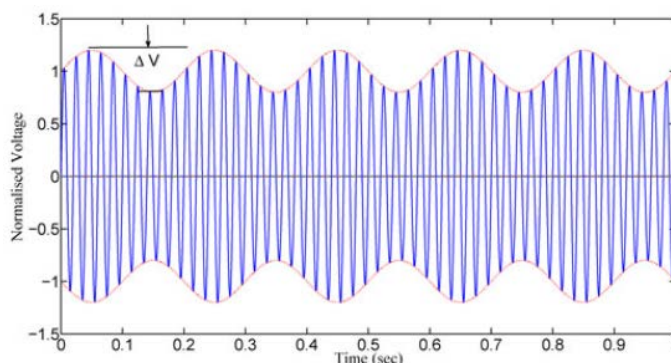


Figura 2.4: Forma de onda regular com flutuação de tensão - retirado de [27].

2.2 Tipos de Distorção

Este é um dos temas de maior relevância para esta dissertação, nomeadamente a distorção harmônica. Como tal será apresentada uma breve descrição sobre as três causas mais frequentes e no capítulo 5 será salientada uma discussão mais aprofundada sobre este tema e os seus efeitos nas partes constituintes de um sistema elétrico. Este fenómeno não é recente, mas com a preocupação crescente em torno da qualidade de energia e crescente utilização de cargas não lineares, tem vindo a ganhar cada vez mais importância.

2.2.1 Micro-cortes de tensão

Esta perturbação (*Voltage Notches*) é causada pela operação dos semicondutores de potência aquando da comutação da corrente entre fases. Trata-se de um problema de QEE periódico, que resulta dos curto-circuitos momentâneos entre fases [28]. No instante em que o *notch* ocorre, a tensão tende a aproximar-se do 0, estando esta limitada pelas impedâncias do sistema. Por norma, as componentes associadas a esta perturbação são bastante elevadas, sendo que, por esta razão, este fenómeno é tratado de uma forma diferente dos restantes. Para ser corretamente caracterizado, necessita de equipamento especializado para este fenómeno e não de equipamento para medição de harmónicos regular [9].

Quanto às consequências deste fenómeno, estão documentadas as oscilações geradas nas características da corrente e da tensão. Estas oscilações podem causar danos em bancos de compensação, interferência rádio e mau funcionamento de aparelhos elétricos [29]. Este problema é normalmente

resolvido recorrendo a UPS de maneira a fornecer à carga a proteger uma tensão estável e sinusoidal. De entre os três tipos de UPS existentes (*Off-line*, *Interactive* e *Double - Conversion*), o segundo é apresentado como sendo o mais competitivo para fornecer uma tensão praticamente sinusoidal à carga [30]. Segue-se um exemplo na figura (2.5):

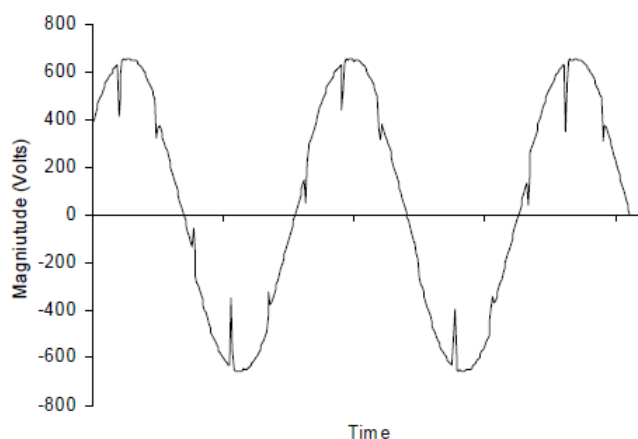


Figura 2.5: Micro-cortes de tensão num conversor de 6 pulsos - retirado de [28]

2.2.2 Componente Contínua

Esta perturbação (*DC offset*) é causada, normalmente, pelo funcionamento assimétrico de conversores de potência. Trata-se também de uma distorção não linear, que consiste na presença de uma componente de corrente ou tensão contínua num sistema de energia [9]. Relativamente às consequências desta perturbação, existe a saturação do núcleo dos transformadores. Esta saturação acontece devido à diferença de energização do núcleo, pois esta é maior num semiciclo de cada período, podendo ser no positivo ou negativo, levando o transformador a atingir mais potência reativa do que o comum, o que leva a perdas adicionais, vibrações acrescidas causando um desgaste mecânico superior ao normal e a uma redução de vida útil do equipamento, fazendo do transformador uma fonte de harmónicos com a possibilidade da ocorrência de saturação, levando a perdas acrescidas. Esta perturbação pode também ocorrer devido a correntes geomagneticamente induzidas, sendo as regiões de maior altitude as de maior sensibilidade, normalmente com frequências entre os 0,001 Hz e 0,01 Hz [31]. Estas correntes geram um fluxo magnético constante, o que, por sua vez, irá gerar uma corrente Corrente Contínua (CC) no núcleo do transformador [32].

Relativamente a formas de aplacar este problema, tem-se como o mais recorrente o uso de resistências em série entre o neutro do transformador e a terra do sistema, método simples e de baixo custo que pode, no entanto, não resolver o problema por completo. Se se pretender algo com melhores resultados, mas mais complexo, pode optar-se por colocar condensadores em série entre o neutro do transformador e a terra do sistema em vez de resistências. Também é recorrente injetar uma corrente CC no sentido contrário à da perturbação para a anular [33].

2.2.3 Distorção harmónica

A distorção harmónica é normalmente discutida em termos de harmónicos, sendo estes tensões ou correntes sinusoidais com frequências que são múltiplos, ou não, da frequência fundamental do sistema [10]. No caso de não serem múltiplos da frequência fundamental são chamados de inter-harmónicos. A distorção harmónica é um dos problemas mais sonantes de QEE, e os seus efeitos, em todo o tipo de equipamentos e constituintes de um sistema eléctrico têm vindo a ser alvo de diversos estudos e investigações. A sua origem já é bem conhecida - utilização de dispositivos ou cargas não lineares, ciclo-conversores, fornos de indução e cargas que operem com arco eléctrico. Todas as sinusoides podem ser decompostas numa soma de sinusoides - fundamental, harmónicos e inter-harmónicos. O nível de distorção harmónica pode ser observado a partir da análise espectral, a partir das magnitudes de cada harmónico. O Total Harmonic Distortion (THD) é o índice utilizado para analisar o valor eficaz da distorção harmónica. Porém, este índice não é usado isoladamente, pois em algumas situações, ainda que a distorção seja baixa, pode ser alta em termos relativos. Assim, foi definido um novo termo, o Total Demand Distortion (TDD) que já analisa o THD relativamente a um valor nominal de corrente ou tensão, em conformidade com o caso a ser analisado [9].

Os efeitos da distorção harmónica já se encontram bem documentados e de forma geral podem ser categorizados da seguinte forma: problemas de ressonância, saturação, redução da vida útil e mau funcionamento de transformadores, bancos de condensadores e máquinas eléctricas, interferência eletromagnética em equipamentos de comunicação, atuação indevida de aparelhagem de proteção [34], [16] e o objeto de estudo desta dissertação: leituras erradas por parte dos medidores de energia eléctrica convencionais [1]. Os inter-harmónicos resultam normalmente de conversões de frequência não constantes. As correntes causadas por estes inter-harmónicos podem excitar diversas frequências de um circuito fazendo com que estas coincidam com a(s) frequência(s) naturais do circuito, criando problemas adicionais de ressonância [35]. Um exemplo em que a frequência da rede é 60 Hz pode ser observado na figura (2.6).

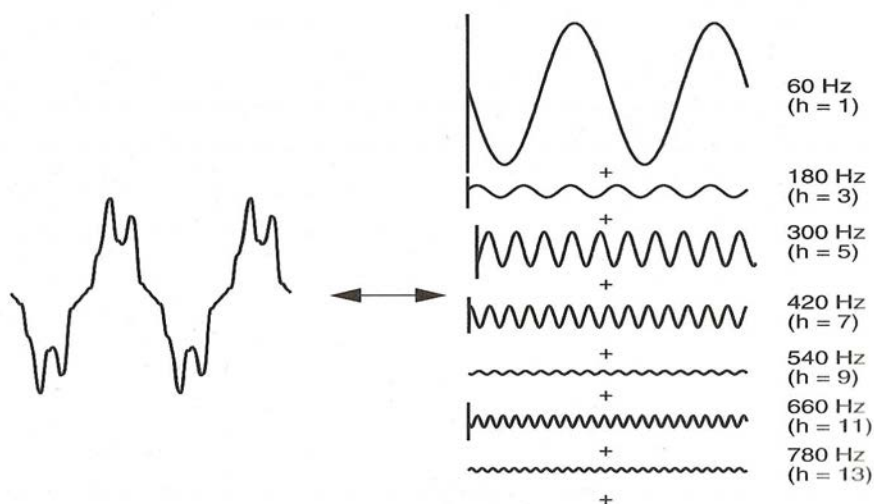


Figura 2.6: Exemplo de uma onda sinusoidal distorcida e a respetiva decomposição - retirado de [9].

2.3 Regulação da qualidade de EE no espaço Europeu - EN 50160-2001

Devido ao impacto ambiental que o ser Humano tem vindo a causar na natureza ao longo da sua estada no planeta Terra, foi necessário encontrar novas soluções energéticas para uma coexistência mais responsável com o meio. Posto isto, e dado o desafio crescente para as redes de distribuição de energia elétrica em comportar o máximo número possível de energias renováveis na rede com o menor impacto possível em termos de qualidade energética para os consumidores, estas têm de obedecer a diversas normas europeias que cobrem os problemas supra-referidos e outros, visto que apenas foram discutidos os mais relevantes para esta dissertação. Este desafio tem vindo a crescer e a ganhar cada vez mais importância, especialmente no caso da geração de energia de forma descentralizada (eólica e solar, principalmente). O seguimento das normas é mais complicado no caso da energia eólica devido as conversões existentes : Corrente Alternada (CA)-CC-CA ou somente CA-CA enquanto que na energia solar a conversão é somente de CC-CA. Como já é sabido, todos os conversores de potência contêm componentes não lineares, provocando problemas adicionais de distorção harmónica [36], [37].

De entre as várias normas existentes irá ser destacada a EN 50160-2001. Como grande parte das normas existentes, esta também já foi sujeita a discussão e a revisão. De entre as diversas críticas recebidas, destacam-se os seguintes constrangimentos:

- Tempos de agregação escolhidos fazem com que alguns problemas de QEE sejam ocultados (ex: médias para o valor eficaz da tensão são de 10 min, com variações inferiores a 10% não significa que passe alguns instantes fora do valor eficaz);
- Identificação da contribuição de cada parte nos problemas de qualidade de energia (consumidor e fornecedor);
- A norma encontra-se um pouco limitada pois as variáveis controladas estão quase todas relacionadas com a tensão.

Por conseguinte, alguns países decidiram ir além destas normas, impondo um número maior de restrições, elevando assim a QEE como é o caso da Noruega e da Alemanha [38].

No que toca à distorção harmónica, de acordo com esta norma, é estipulado o que consta na equação(2.1).

$$THD_u = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{40} U_h^2}}{U_1} \quad (2.1)$$

sendo U_h a tensão harmónica e U_1 a tensão fundamental. Os valores de THD máximo têm que ser sempre inferiores a 8% e os limites para os harmónicos os apresentados na tabela 1.

É importante salientar que para alguns fornecedores de energia elétrica esta norma é meramente indicativa, pelo que não sofrem qualquer consequência se a mesma não for cumprida. No ponto de vista do consumidor, mesmo que a energia utilizada esteja dentro da norma, não significa que a QEE seja elevada. A figura (2.7) apresenta a norma numa possível representação gráfica dos problemas contemplados por esta em função da duração da perturbação e magnitude de tensão.

Tabela 1: Valores de tensão harmônicos dados em percentagem de U_n - retirado de [39].

H. Ímpares		H. Pares	
Não Múltiplos de 3		Múltiplos de 3	
Ordem h	U. Relativo (%)	Ordem h	U. Relativo (%)
5	6	3	5
7	5	9	1,5
11	3,5	15	0,5
13	3	21	0,5
17	2		
19	1,5		
23	1,5		
25	1,5		

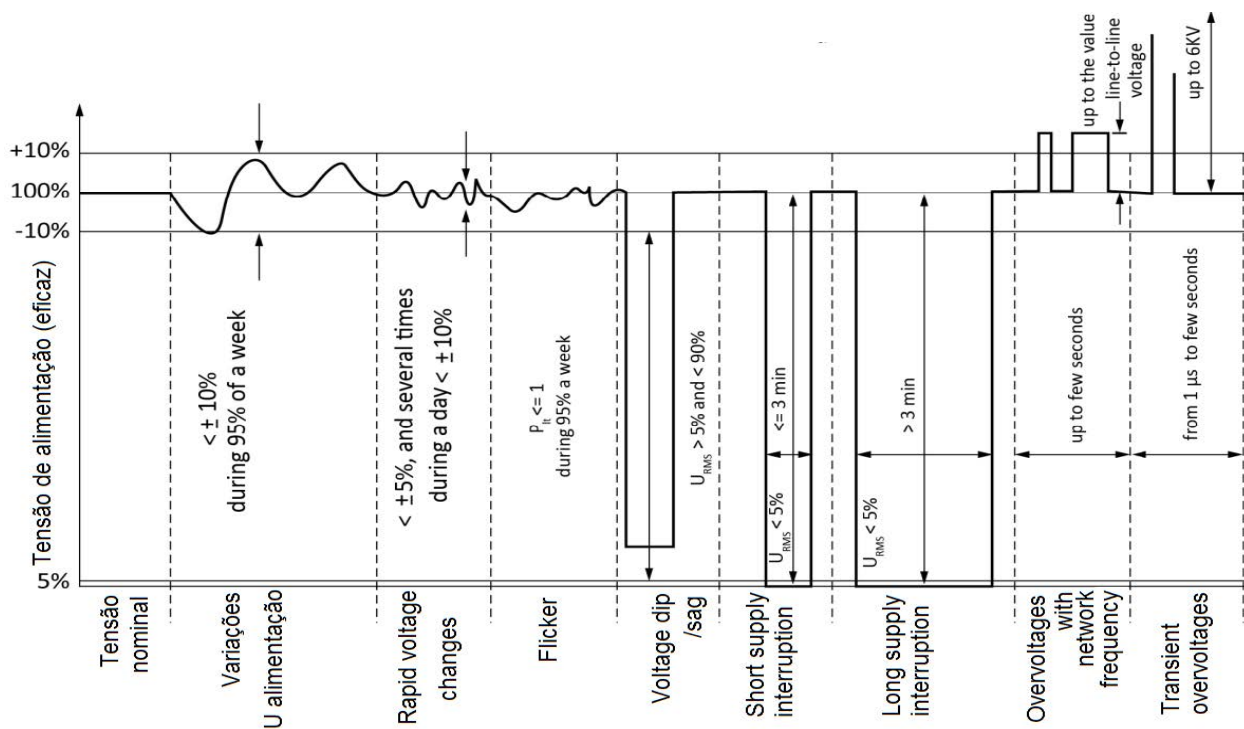


Figura 2.7: Representação gráfica da EN50160 - retirado de [40].

3 Medições

Neste capítulo irá ser feita uma análise da teoria inerente à realização de medições, erros associados e critérios adotados. Sendo o estudo baseado em medições de grandezas elétricas, irá ser feita também um breve revisão sobre como medir este tipo de quantidades com rigor e segurança.

3.1 Terminologia

As medições consistem numa atribuição de números a objetos ou eventos. São fundamentais em grande parte das ciências naturais, tecnologia, economia e ciências sociais. Esta pode ser julgada por um conjunto de critérios distintos apresentados, de seguida.

3.1.1 Exatidão e Precisão

Todas as medições consistem em aproximações a um valor considerado verdadeiro. Quando é afirmada a exatidão de um conjunto de medições, é normalmente expressa em termos de inexatidão, ou, posto de outra forma, por que valores varia uma dada medição [41]. Precisão, exatidão e resolução são termos normalmente associados a todas as medições efetuadas. Pode observar-se um exemplo na figura 3.1 .

- Exatidão é o quão perto o valor verdadeiro se encontra em relação à medição realizada;
- Precisão, pode ter o significado de repetibilidade;
- Resolução é a menor alteração (ou intervalo) que pode ser aferido por uma escala de leitura específica.

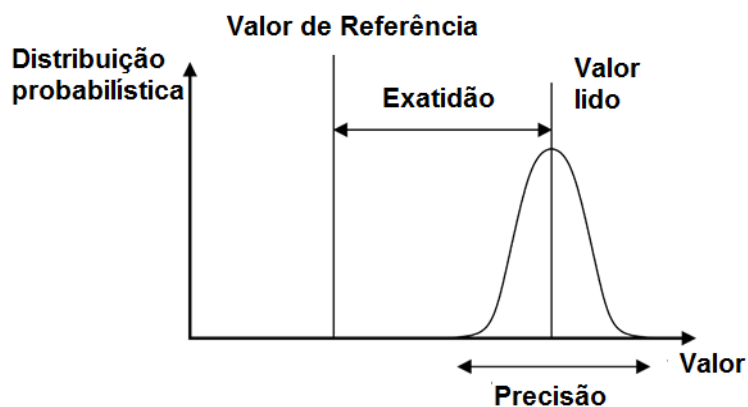


Figura 3.1: Relação entre precisão, exatidão e valor de referência.

Sendo a exatidão afirmada como uma falta de precisão (ou erro de medição) tem-se que:

$$\frac{\text{Valor Medido} - \text{Valor Real}}{\text{Valor Real}} \cdot 100\% \quad (3.1)$$

$$\frac{M1 - M2}{M1} \cdot 100\% \quad (3.2)$$

Onde:

- M1* é uma medição genérica 1;
- M2* é uma medição genérica 2;
- A equação (3.1) representa a % de Exatidão;
- A equação (3.2) representa a % de Diferença;

3.1.2 Definições

Agora irá ser feito um resumo a algumas das definições usadas neste documento, bem como outras definições recorrentes em contexto de medições:

- Escala - conjunto de valores que podem ser lidos;
- Valor máximo de escala - valor mais elevado que pode ser lido na escala;
- Valor mínimo de escala - valor inferior que pode ser aferido;
- *span* - diferença entre o valor máximo de uma escala e o valor mínimo da escala seguinte;
- zero - pode ter o mesmo significado do valor mínimo de escala. Em medições elétricas de diferenças de potencial tem normalmente associado o valor de referência da terra.

3.2 Erro de Medição

Anteriormente foi discutido o conceito de exatidão e de como este é afirmado em termos de diferença entre o valor verdadeiro e o valor medido. Esta diferença é chamada de erro. Serão agora discutidos métodos para antecipar e corrigir erros de medição. Isto é realizado aplicando técnicas estatísticas e usando curvas de calibração previamente geradas, que serão depois aplicadas. O conceito que deve estar presente é o seguinte: se existe uma medição, existe um erro.

3.2.1 Tipos de Erro

No capítulo das medições, existem diversos tipos de erros, entre os quais se deve destacar:

- Erro aleatório: este tipo de erro não é previsível e normalmente não afeta uma medição só, mas um conjunto destas. Erros aleatórios regem-se pelas leis de probabilidade e como tal, podem ser quantificados através de técnicas estatísticas. Reduzir erros aleatórios pode ser atingido de duas formas: repetindo medições e aplicando técnicas estatísticas para a medição de incerteza dos valores aferidos. Tipicamente os erros aleatórios resultam de um número independente de pequenos erros, dando a medições repetidas resultados que variam num padrão irregular e imprevisível.
- Erro humano: O erro humano pode ser tão diversificado como o número de indivíduos que realiza uma dada medição. Possíveis causas vão desde escolha errada do equipamento utilizado, escala de medição errada, erro de paralaxe na leitura ou incorreta aquisição do valor da medição efetuada.

- Erro sistemático: o erro sistemático está associado ao equipamento utilizado nas medições. Há diversos fatores que se podem aqui conjugar: precisão do equipamento, exatidão, repetibilidade, calibração, tolerâncias, entre outros. Se se pensar numa régua tem-se como possibilidades de erro sistemático: deformação física da régua, precisão envolvida na precisão da régua e do padrão utilizado para o fabricar, entre outros. No caso da medição de grandezas, como a corrente ou tensão elétricas, existe o problema adicional do efeito de carga, pois o circuito original irá sofrer alterações quando os medidores estiverem inseridos no circuito, isto porque os aparelhos têm impedância diferente de zero (medição de corrente) e de infinito (medição de diferença de potencial), tal como é exibido na figura 3.2.

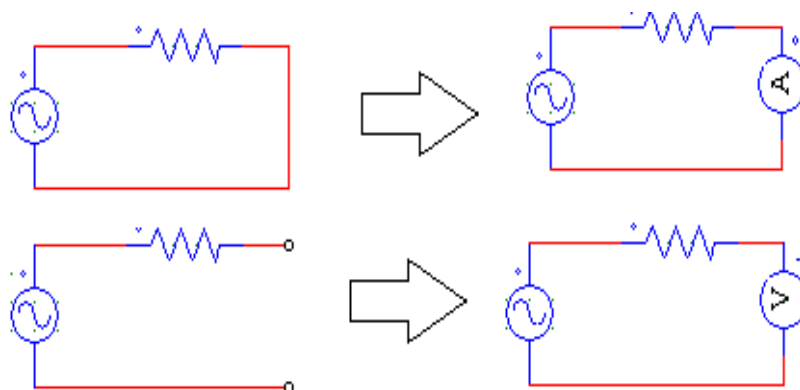


Figura 3.2: Alteração provocada no circuito devido à inserção de aparelhos de medição.

3.2.2 Desvio

A análise da diferença entre a média e cada medição singular tem o nome de desvio. A utilização de médias de medições reduz drasticamente a probabilidade de erros aleatórios e humanos, visto que os erros aleatórios tendem a cancelar-se ao longo de várias medições. Quanto ao erro sistemático, pode ainda subsistir, pois se, por exemplo, um dado aparelho possuir um defeito, irá possuí-lo sempre. A pequena vantagem que este erro possui é que, se existir, o seu valor poderá não sofrer alterações durante as medições efetuadas. Quanto menor for o desvio da média, mais exata uma dada medição é.

3.2.3 Desvio Padrão

O desvio padrão é bastante utilizado na análise do erro, pois é capaz de exibir quanta variação existe em relação à média. Quanto maior for este valor, mais longe as medições obtidas se encontram em relação à média e mais dispersas estas são. Define-se da seguinte forma:

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2} \quad \text{ou} \quad \sigma = \sqrt{\frac{\sum d^2}{n-1}} \quad (3.3)$$

Onde:

σ representa o desvio padrão;

x_i é a amostra a que queremos aferir o desvio;

\bar{x} representa a média das medições;

$\sum d^2$ é o somatório de todos os desvios da média elevado ao quadrado;

n o número de amostras;

O desvio padrão é expresso na mesma unidade em que a medição foi efetuada, o que é vantajoso para se ter uma ideia do erro de cada medição. A aferição do erro aleatório das medições efetuadas deve ser realizada através da distribuição normal ou curva *gaussiana*. É um gráfico que representa uma distribuição probabilística de acontecimentos aleatórios conforme é apresentado na figura 3.3.

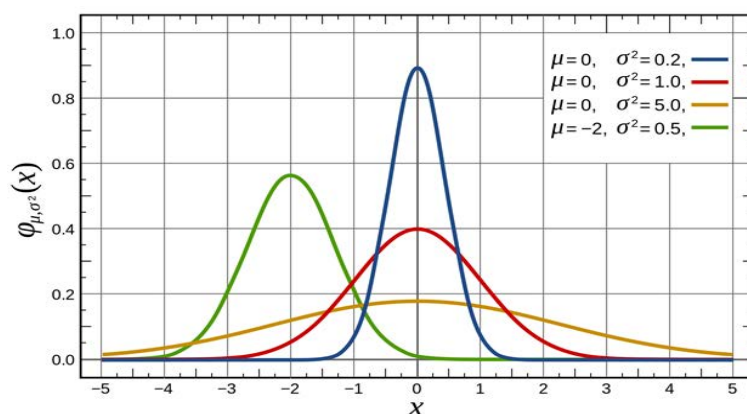


Figura 3.3: Distribuição Normal ou Gaussiana das probabilidades - retirado de [42]

Sobre esta distribuição pode afirmar-se o seguinte: 68% dos valores localizam-se a uma distância inferior a um valor de desvio padrão; 95% a uma distância inferior ao dobro do desvio padrão e 99,7% ao triplo do desvio padrão.

3.2.4 Curva de Calibração

A curva de calibração surge como um método para corrigir erros sistemáticos de um instrumento calibrando-o de acordo com um *standard*. Trata-se, então, de uma calibração que usa uma comparação. Nesta calibração, a quantidade introduzida (tensão, corrente, potência, por exemplo) é medida de acordo com um *standard* e pelo instrumento a ser calibrado, para este ser depois ajustado de forma a obter um valor igual ao obtido no *standard*. No contexto dos contadores eletromecânicos, é utilizado um instrumento previamente calibrado e outro não calibrado. De seguida, é feita uma comparação entre valores medidos pelos dois quando sujeitos à mesma carga. As três componentes de erro mais comuns sugeridas por este método são: zero mal definido, alcance e linearidade. Estes são comuns a todos os instrumentos, independentemente de serem analógicos ou digitais. Os erros podem ser reduzidos, (dentro das especificações do instrumento), mas nunca totalmente eliminados, apenas reduzidos de forma significativa.

3.2.5 Linearidade

Os erros lineares podem ser removidos com relativa facilidade. Linearidade implica que, para uma

mudança no valor da medição, a mudança no erro de medição vai ser igual, o que não é verdadeiro. Todos os instrumentos têm uma percentagem de erro não-linear. Este tipo de erros são difíceis de remover e compensar. A maioria dos aparelhos de medição digitais possui ajustamento interno (ou circuitos de compensação) para, desta forma, remover eventuais não-linearidades. Este tipo de erro pode ser observado na figura 3.4

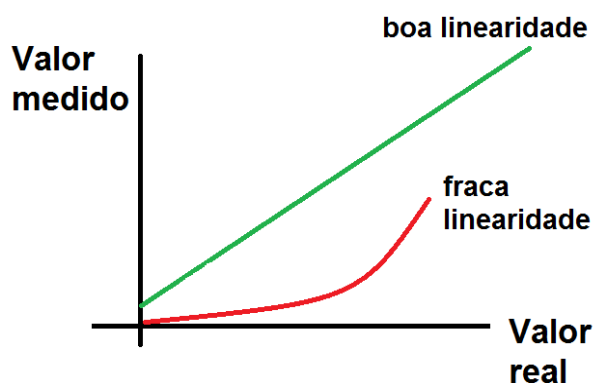


Figura 3.4: Comparação entre dois casos de linearidade ao longo da realização de medições.

3.3 Medição de Grandezas Elétricas

De forma a corretamente aferir grandezas elétricas é necessário um conhecimento prévio sobre quais os procedimentos a seguir para efetuar as medições com segurança, que aparelho utilizar e estar também familiarizado com o circuito em questão.

3.3.1 Medição de Corrente

Existem duas formas de obter valores de corrente, diretamente ou indiretamente. Se se referir a forma direta, é de salientar que, como a corrente elétrica consiste num fluxo de eletrões, é necessária a colocação de um sensor no circuito, para, desta forma, fazer a aferição. O fluxo tem de passar integralmente pelo aparelho para a medição ser exata, conforme ilustra a figura 3.5.

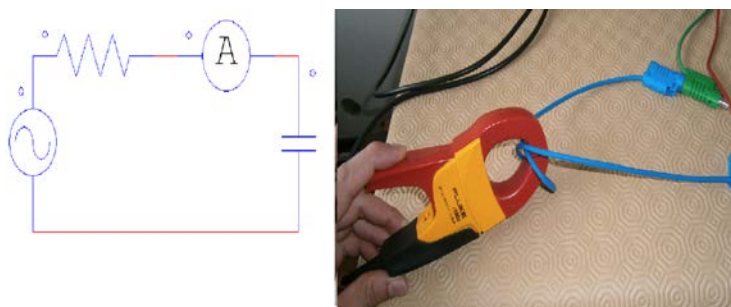


Figura 3.5: Medição de corrente elétrica (forma direta - esquerda, forma indireta - direita).

A forma indireta consiste na utilização de transformadores de instrumentação, utilizando a razão entre primário / secundário para, desta forma, diminuir o valor da corrente para valores bastante mais baixos do que os reais e depois, multiplicando por esta mesma razão, saber qual o valor real da corrente. Esta forma de efetuar a medição é bastante mais segura do que a forma direta e é a forma utilizada para circuitos de potências elevadas, conforme ilustra a imagem 3.5. Em CC existe também a forma indireta de fazer medições de corrente elétrica, através de divisores de corrente.

3.3.2 Medição de Tensão

A tensão é a diferença de potencial elétrico que existe entre dois pontos (figura 3.6). Isto significa que a tensão consiste numa medição através de uma fonte ou resistência que provoca uma descida de potencial. Num circuito série existe apenas um caminho de fluxo de corrente, num circuito paralelo vários. Até ao momento, apenas foram abordados circuitos elétricos elementares, constituídos por: fonte, carga e condutores. Numa situação real, estes podem ser reduzidos a circuitos elementares (circuitos equivalentes), dependendo dos componentes inseridos em cada circuito. Para todos os casos, as leis de *Kirchhoff* são sempre válidas.

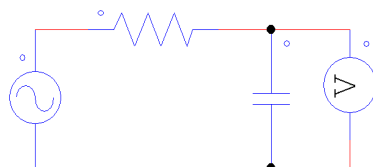


Figura 3.6: Medição de diferença de potencial elétrico entre dois pontos.

3.3.3 Medição de Resistência

A medição de resistência é normalmente feita de forma indireta, ou seja, a resistência é medida fazendo com que uma corrente de valor conhecido flua pela resistência e medindo a queda de tensão aos potenciais desta, conforme ilustra a figura (3.7).

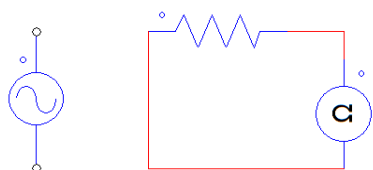


Figura 3.7: Medição de resistência elétrica entre dois pontos.

Durante a medição de resistência, não deve haver nenhuma fonte de energia ligada para além da que efetua a medição, nem outro caminho para a corrente fluir para além da resistência a aferir [43], [44].

4 Medição de Potências

Nesta dissertação irão ser discutidas e comparadas medições de potências, mais concretamente no caso não sinusoidal. Como tal, neste capítulo, serão abordados diferentes métodos de cálculo de potências. Primeiro será analisada a transformada de *Fourier* e a teoria convencional contida no *standard* (1459-2010) do *IEEE*, depois será feita uma análise a outras teorias de medição de potência e por fim uma descrição sobre a teoria *p-q* ou "*Teoria da Potência Instantânea*" proposta por *Akagi et al.* [45], [46] em 1983 e melhorada mais tarde por *Watanabe e Aredes et al* [47], [48].

4.1 A série de Fourier

Como já foi referido anteriormente, a análise dos harmónicos é feita através da transformada de *Fourier*, pelo caso especial desta transformada que permite decompor qualquer sinal com período real numa soma de sinusoides com frequência múltipla da do sinal original - a série de *Fourier*. Quer isto dizer que qualquer função de período finito pode ser representada por uma série de elementos trigonométricos, uma componente contínua, fundamental e em múltiplos inteiros desta frequência. Isto só é aplicado se as condições *Dirichlet* forem satisfeitas [49]:

- Um sinal $x(t)$ tem que ser absolutamente integrável no seu período, ou seja:

$$\int_T |x(t)| < \infty \quad (4.1)$$

- O sinal $x(t)$ tem de possuir um número finito de descontinuidades na sua derivada para qualquer intervalo de tempo;
- O sinal $x(t)$, em qualquer intervalo de tempo, tem de possuir um número finito de descontinuidades e estas têm de ser finitas - o sinal que resulta do cálculo da série de *Fourier* irá coincidir com $x(t)$ à exceção dos pontos de descontinuidade. Nesses pontos, a função irá convergir para o valor médio da descontinuidade;
- O sinal $x(t)$ tem de ser limitado por um valor real k tal que [50]:

$$|x(t)| \leq k \quad (4.2)$$

Uma função genérica $f(t)$ pode ser então definida como uma série trigonométrica como:

$$f(t) = a_0 + \sum_{h=1}^{\infty} [a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)] \quad (4.3)$$

Onde:

a_0 é o valor médio de $f(t)$;

a_h e b_h são os coeficientes de *Fourier* que nos fornecem a componente rectangular do harmónico h ;

ω é a frequência angular dada por: $\omega = \frac{2\pi}{T}$;

Sabendo que a magnitude e a fase são expressos da seguinte forma, respetivamente:

$$c_n = \sqrt{a_h^2 + b_h^2}; \phi_h = \tan^{-1} \left(\frac{a_h}{b_h} \right) \quad (4.4)$$

Onde:

h é a ordem do harmónico ;

c_h representa a magnitude do componente harmónico de ordem h ;

ϕ_h representa a fase do componente harmónico da mesma ordem ;

4.1.1 Coeficientes de Fourier

Integrando a equação (4.3) e em seguida aplicando as condições de funções ortogonais, os coeficientes de *Fourier* podem ser expressos da seguinte forma:

$$a_0 = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) dt \quad (4.5)$$

$$a_h = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.6)$$

$$b_h = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \sen \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.7)$$

Os mesmos podem ser expressos em termos de frequência angular da seguinte forma [51]:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) d(\omega t) \quad (4.8)$$

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad (4.9)$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(\omega t) \sen(h\omega t) d(\omega t) \quad (4.10)$$

4.1.2 Efeitos da Simetria de Ondas

Geralmente, são encontradas três diferentes tipos de simetria de onda: par, ímpar e meia-onda. De acordo com cada simetria são realizadas simplificações aos coeficientes de *Fourier*. Estas podem ser as seguintes:

- Simetria Par - Uma função $x(t)$ é par se a seguinte condição se verificar:

$$x(t) = x(-t) \quad (4.11)$$

Para este caso todos os coeficiente $b_h = 0$, logo a função só irá ter termos em *cos* e pode também assim incluir componentes contínuas. É expressa da seguinte forma:

$$a_h = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.12)$$

- Simetria Ímpar:

$$x(t) = -x(-t) \quad (4.13)$$

Aqui os coeficientes $a_h = 0$ e a função só irá ter termos em *sen* sendo expressa da seguinte forma:

$$b_h = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.14)$$

- Simetria Meia-onda - Uma função $x(t)$ possui simetria de meia onda se a seguinte condição se verificar:

$$x(t) = -x \left(t + \frac{T}{2} \right) \quad (4.15)$$

Nesta situação, os termos pares serão todos eles nulos, pelo que, com este tipo de simetria, apenas iremos ter termos ímpares. Se h for ímpar tem-se que:

$$\cos \left(\frac{2\pi ht}{T} + h\pi \right) = -\cos \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) \quad (4.16)$$

o que irá resultar com que a_h seja:

$$a_h = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \cos \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.17)$$

e que b_h seja:

$$b_h = \frac{4}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} f(t) \operatorname{sen} \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) dt \quad (4.18)$$

Se h for par, fica que:

$$\cos \left(\frac{2\pi ht}{T} + h\pi \right) = \cos \left(\frac{2\pi ht}{T} \right) \quad (4.19)$$

O que como consequência irá fazer com que a_h e $b_h = 0$ [49], [51].

4.2 Teorias de Potências

O desafio central da teoria de potências era, numa fase inicial, fornecer uma explicação que fosse precisa em termos físicos e matemáticos que fornecesse uma explicação aceite pela comunidade científica da diferença entre potência aparente e potência ativa. *Budeanu* começou, em 1927 por introduzir no domínio das frequências e Fryze no domínio dos tempos.

Estes conceitos de potência surgiram numa altura em que o caso não sinusoidal ainda não era uma questão nuclear na medição de potências. Mais tarde, através de outros autores, entre os quais se pode salientar *Akagi*, *Nabae* e *Watanabe* surgiram novos conceitos de medição de potências, focados essencialmente em tratamento de tópicos como o caso não sinusoidal e correto dimensionamento de condicionadores de energia. Pode resumir-se o estudo da teoria de potências a temas como:

- Definição de grandezas que sejam capazes de descrever processos de transferência de energia e classificação de todo o tipo de aparelhos elétricos;

- Estabelecer um aproximação entre produtores e consumidores em como a energia deve ser medida;
- Fornecimento de alicerces físicos e matemáticos que permitam o design e controlo de unidades de condicionamento de potência e aperfeiçoamento de qualidade energética. Se se quiser colocar o problema de numa forma concisa: necessidade em atribuir um fundamento físico e matemático à diferença entre potência ativa e potência aparente [52] , [53].

4.3 Medição de Potências - Condições Sinusoidais - Teoria Convencional

No que toca ao tópico da medição de grandezas de energia elétrica, este encontra-se subdividido em três diferentes quantidades, tendo cada uma delas um diferente significado físico.

- Potência Ativa (W) - valor médio da potência instantânea num dado período de tempo. Pode ser também referida como potência real. É a porção da potência que representa a realização de trabalho útil num determinado equipamento elétrico. A potência ativa fornece então informação de como a energia é gasta podendo ser medida da seguinte forma, considerando:

$$v = \sqrt{2}U \sin(\omega t) \quad (4.20)$$

como uma tensão genérica sinusoidal e

$$i = \sqrt{2}I \sin(\omega t - \theta) \quad (4.21)$$

onde:

- t é o tempo, dado em segundos ;
- ω é a frequência angular ($2\pi f$), dada em rad/s ;
- f é a frequência da rede , dada em Hz ;
- θ ângulo entre a corrente e a tensão , dado em rad ;

como uma corrente genérica sinusoidal, estando esta atrasada em relação à tensão, sendo U e I os valores eficazes da tensão e corrente, respetivamente:

$$U = U_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}}U_1(V) \quad e \quad I = I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}}I_1(A) \quad (4.22)$$

Pode agora definir-se potência instantânea como :

$$p = u.i \quad (4.23)$$

onde

$$p = p_{ac} + p_q \quad (4.24)$$

em que p_{ac} é a componente de potência ativa na potência instantânea e p_q a componente reativa.

$$p_{ac} = P(1 - \cos(2\omega t)) \quad e \quad p_q = -Q.\sin(2\omega t) \quad (4.25)$$

onde $-P.\cos(2\omega t)$ representa a potência intrínseca, uma componente oscilatória não causadora de perdas nas linhas, sempre presente em cada transferência de energia entre uma fonte e uma carga.

Posto isto, a potência média ao longo de um período kT pode ficar definida como:

$$P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} u(t).i(t)dt \leftrightarrow P = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} p(t)dt \quad (4.26)$$

Pode-se também definir o valor médio de p através da abordagem mais usual:

$$P = UI\cos(\theta) \quad (4.27)$$

onde:

T é o período ($\frac{1}{f}$), dado em segundos ;

k é o número de períodos, positivo ;

τ é o momento de iniciação da medição (t_0) ;

- Potência Reativa (VAR) - porção de potência que se encontra fora de fase em relação à potência ativa ($UI\cos(\phi - 90^\circ) \Rightarrow UI\sin(\theta)$). Ao contrário da potência ativa, este tipo de potência não produz qualquer trabalho útil nos componentes elétricos, estando este tipo de energia normalmente associado a componentes passivos (condensadores e bobines). Esta associação ocorre devido ao facto de esta potência oscilar entre os componentes armazenadores de energia e a fonte. Esta potência pode estar sobre a forma de energia eletromagnética armazenada no campo magnético dos indutores contidos num dado circuito, ou como a energia presente no campo elétrico dentro dos condensadores inseridos no circuito. Esta potência, no entanto, produz perdas de *Joule* e gera correntes *eddy* nos condutores [3]. Pode ser expressa da seguinte forma:

$$Q = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} u(t)i \left(t - \frac{T}{4} \right) dt = UI\sin(\theta) \quad (4.28)$$

- Potência Aparente (VA) - este termo não possui um significado físico concreto, no entanto, pode dar uma ideia relativamente à utilização de um dado componente, pois pode ser visto como a potência ativa máxima que pode ser transmitida a este, isto se os valores eficazes de corrente e tensão se mantiverem inalteráveis. Esta potência encontra-se associada a aspetos técnicos e operacionais. No que toca à parte operacional, sabendo a potência aparente, pode-se calcular as outras duas potências mais facilmente, se o fator de potência for conhecido. Na parte técnica, esta potência é utilizada como potência nominal de alguns aparelhos elétricos como é o caso dos transformadores, sendo este o valor máximo de potência permitido independentemente dos valores de potência (ativa e reativa) em jogo [54]. É dada pela equação (4.29):

$$S = \sqrt{\frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} u^2(t)} \cdot \sqrt{\frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i^2(t)} = UI \quad e \quad S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (4.29)$$

- Fator de Potência (fp) - relação entre potência transmitida à carga e potência aparente - potência máxima que pode ser transmitida se todas as perdas se mantiverem constantes ao

longo do tempo. Sendo uma relação entre duas potências, o seu valor pode oscilar entre 0 e 1 [55]:

$$fp = \frac{P}{S} = \cos(\theta) \quad (4.30)$$

É bastante recorrente utilizar um triângulo para ilustrar as três potências descritas, para mais fácil compreensão. Existem diversas formas de o fazer, sendo neste caso escolhida uma carga indutiva - corrente atrasada em relação à tensão, conforme ilustra a figura (4.1).

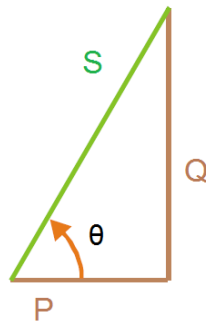


Figura 4.1: Possível relação entre potências com a corrente atrasada em relação à tensão, em condições sinusoidais.

4.4 Medição de Potências - Condições não Sinusoidais - Teoria Convencional - Tensão Sinusoidal

A tensão e a corrente instantânea são dadas pela soma entre as duas componentes: a componente fundamental (possui a frequência da rede) e as componentes harmónicas u_h e i_h [1]:

$$u = u_1 + u_h \quad e \quad i = i_1 + i_h \quad (4.31)$$

Onde a tensão e corrente fundamentais são expressas da seguinte forma :

$$u_1 = \sqrt{2}u_1 \sin(\omega t - \alpha_1) \quad e \quad i_1 = \sqrt{2}I_1 \sin(\omega t - \beta_1) \quad (4.32)$$

e a tensão e correntes harmónicas dadas por :

$$u_h = U_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 1}^{\infty} U_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (4.33)$$

$$i_h = I_0 + \sqrt{2} \cdot \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (4.34)$$

Onde:

$$\theta_h = \beta_h - \alpha_h ;$$

I_0 e U_0 são as componentes contínuas (já abordado no capítulo (2.2.2)) que devem também ser incluídas em i_h e u_h , respectivamente.

Os valores eficazes de corrente e tensão podem então ser definidos da seguinte forma:

$$U^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} U^2 dt = U_1^2 + U_h^2 \quad (4.35)$$

$$I^2 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} i^2 dt = I_1^2 + I_h^2 \quad (4.36)$$

Sendo as componentes harmônicas das grandezas anteriores definidas da seguinte forma:

$$U_h^2 = U_0^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} U_h^2 \quad (4.37)$$

$$I_h^2 = I_0^2 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} I_h^2 \quad (4.38)$$

É agora possível definir o índice de distorção harmônica mais utilizado, o *THD*. Este já foi abordado no capítulo anterior, na equação (2.1). Porém, foi apenas definido de acordo com a norma EN50160 e apenas para a tensão. Reescrevendo fica que:

$$THD_u = \frac{U_h}{U_1} = \sqrt{\left(\frac{U}{U_1}\right)^2 - 1} \quad (4.39)$$

e para a corrente:

$$THD_i = \frac{I_h}{I_1} = \sqrt{\left(\frac{I}{I_1}\right)^2 - 1} \quad (4.40)$$

Conforme abordado no capítulo anterior (2.2.3), surgiu a necessidade de criar um outro termo que relaciona i_h com i_l , que representa a corrente máxima exigida por uma determinada carga (em vez da corrente fundamental), o *TDD*. Esta corrente deve ser medida num ponto de ligação comum Point of Common Coupling (PCC) e pode ser medida de várias formas, entre as quais, uma média de um ano de valores de pico. É expresso conforme a equação (4.41):

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_h^2}}{i_l} \quad (4.41)$$

- Potência Ativa - Recorrendo à analogia usada anteriormente no caso das tensões e das correntes harmônicas (eq.4.31), sabendo que cada harmônico tem uma contribuição para a potência ativa, quer positiva ou negativa, sendo calculada da seguinte forma:

$$P = P_1 + P_h \quad (4.42)$$

Sendo P_1 novamente a componente fundamental e P_h a contribuição dos harmônicos, inter-harmônicos e eventuais componentes contínuas, definidas da seguinte forma :

$$P_1 = \frac{1}{kT} \int_{\tau}^{\tau+kT} u_1 i_1 dt \leftrightarrow P_1 = U_1 I_1 \cos \theta_1 \quad (4.43)$$

e:

$$P_h = U_0 I_0 + \sum_{h \neq 1}^{\infty} U_h I_h \cos(\theta_h) \quad (4.44)$$

- Potência Aparente - Aqui deve ser feita também a separação entre componente fundamental e componentes harmônicas:

$$S_1 = U_1 I_1 \quad e \quad S_1^2 = P_1^2 + Q_1^2 \quad (4.45)$$

No caso das componentes harmônicas, reutilizando o já expresso na eq.(4.31):

$$S^2 = (U_1^2 + U_h^2)(I_1^2 + I_h^2) \Leftrightarrow (U_1^2 I_1^2) + (U_1^2 I_h^2) + (U_h^2 I_1^2) + (U_h^2 I_h^2) = S_1^2 + S_n^2 \quad (4.46)$$

Uma possível relação entre as três componentes de uma forma genérica pode ser visualizada na figura 4.2.

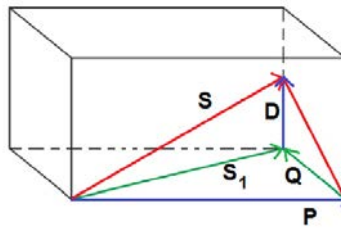


Figura 4.2: Possível relação entre potências - ativa, reativa e *distortion power*.

Decompondo a potência aparente não fundamental em três termos [56]:

$$S_n = \sqrt{S^2 - S_1^2} \Rightarrow S_n^2 = D_I^2 + D_U^2 + S_h^2 \quad (4.47)$$

Os quais podem ser decompostos em:

- D_I^2 o *current distortion power (VAR)* que também pode ser expresso como:

$$D_I = U_1 I_h \quad (4.48)$$

- D_U^2 o *voltage distortion power (VAR)* expresso da seguinte forma:

$$D_U = U_h I_1 \quad (4.49)$$

– e S_h^2 a potência aparente harmónica (VA):

$$S_h = U_h I_h = \sqrt{P_h^2 + D_h^2} \quad (4.50)$$

Sendo este último componente (D_h) o *distortion power*, que também pode ser expresso sobre a forma, em (VAr):

$$D_h = \sqrt{S_h^2 - P_h^2} \quad (4.51)$$

No caso sinusoidal, a relação demonstrada pela figura(4.1) é sempre verdadeira. Porém, em condições não sinusoidais o mesmo não se verifica, pois retirando a componente P de S total obtém-se um remanescente que não é conservado. Não quer isto dizer que as leis da conservação de energia e as leis de *Kirchhoff* não são mais válidas, mas sim que existe outro componente de energia válido para o caso não sinusoidal. Q representa a componente de energia reativa conservada e D a componente não conservada. Esta componente não flui pelo sistema eléctrico como as restantes potências até agora mencionadas, sendo que, por esta razão, não é tratada como uma potência por alguns autores [3]. O uso de Q em situações não sinusoidais pode ser errado, pois reduzir esta componente a 0 não significa obrigatoriamente uma compensação perfeita [57], [58]. O *standard* define também, que [55],:

$$N = \sqrt{S^2 - P^2} \quad (4.52)$$

Sendo esta relação verdadeira apenas para formas de ondas sinusoidais:

$$N = Q_1 = Q \quad (4.53)$$

Sendo esta definição já contestada por *Castro-Núñez et al.* em [59], propondo os autores uma nova metodologia para o cálculo desta potência.

Este *standard* contém algum do trabalho proposto inicialmente por Budeanu, que será sumariamente descrito no capítulo (4.5). Entre as vozes mais ativas dentro deste tópico está S. Czarnecki. Tal autor já contestou algumas das definições incluídas no *standard* e propôs um método próprio de decomposição de correntes: corrente ativa, reativa e *scattered current*. No que toca à parte ativa, esta representa a corrente que está associada à constante conversão de energia, a reativa como a componente de correntes harmónicas que se encontram desfasadas da tensão e a última associada à mudança da condutância com a ordem do harmónico h , sendo por isso utilizada para calcular o *Distortion Power* [52], [53]:

$$i_a = \frac{P}{U} \quad \text{ou} \quad i_a = G_a U \quad (4.54)$$

Sendo i_a o valor eficaz da corrente ativa, V o valor eficaz da tensão, G_a a condutância e

$$i_r = \sqrt{\sum_{h \in N} B_h^2 U_h^2} \quad \text{ou} \quad \sqrt{\sum_{h \in N} \frac{Q_h^2}{U_h}} \quad (4.55)$$

Onde i_r é o valor eficaz da corrente reativa, B_h a susceptância, a parte imaginária da admitância ($Y = Re(G) + Im(B)$) e por último:

$$i_s = \sqrt{\sum_{h \in N_0} (G_h - G_e)^2 U_h^2} \quad (4.56)$$

E i_s o valor eficaz da *scattered current*, G_h e G_e a condutância no harmónico h e a condutância equivalente, respetivamente. A utilização de G_h é necessária pois esta varia conforme a ordem do harmónico h .

Contudo, segundo *Castro-Núñez et al.* e o próprio criador desta abordagem, este conceito não nos fornece informação sobre o fluxo de potências num circuito, pois a potência reativa constitui, neste caso, uma potência sem sinal. Não se encontra desenvolvida também para sistemas trifásicos de 4 fios.

4.5 Medição de Potências em condições não sinusoidais - outros conceitos

Em 1927, C. Budeanu publicava em Bucareste, a primeira explicação sobre a diferença entre S e P para o caso não sinusoidal em "*Puissances réactives et fictives*". Foi uma aproximação realizada no domínio das frequências e segundo o autor, a potência aparente consistia na soma de dois componentes ortogonais - potência ativa e não ativa. A potência ativa e reativa definem-se como:

$$P = \sum_{h \in N} U_h I_h \cdot \cos \phi_h \quad (4.57)$$

$$Q = \sum_{h \in N} U_h I_h \cdot \sin \phi_h \quad (4.58)$$

Sendo a equação (4.58) numa primeira fase inserida no *standard*. 1459 - 2000 do IEEE, mas de momento não faz parte deste *standard*. A outra grandeza introduzida pelo autor, o *Distortion Power* (ou *Deformation Power*), explica a não concordância com o apresentado na figura (4.1):

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (4.59)$$

O problema do proposto por Budeanu é o facto de, caso haja compensação de fator de potência, ou seja, uma redução ou anulação da potência reativa por ele proposta, aumenta o valor RMS da corrente na carga e conseqüentemente as perdas na linha, tal como demonstrado em [60], [61]. No entanto, uma das características da potência reativa convencional é que, havendo uma redução da mesma, o valor eficaz da corrente diminui, bem como as perdas associadas à condução, sendo por esta razão, e pelo facto de estar desprovida de significado físico, contestada por *Czarcki* [62]. O mesmo autor conclui que esta teoria não fornece argumentos suficientemente fortes para ser utilizada para o dimensionamento de unidades de correção de fator de potência. Outro motivo para a discordância deste autor é o facto de a equação (4.58) não fornecer qualquer informação sobre os ângulos de fase das diferentes ordens dos harmónicos existentes, pois se sem o somatório a expressão tem significado físico, após a soma, perde-o por completo. A teoria *p-q*, ou *teoria da potência instantânea* é a que reúne mais consenso no que toca a dimensionamento de filtros ativos de potência, passando esta a ser descrita no capítulo (4.6).

4.6 Teoria p-q

A "*Teoria p-q*" ou "*Teoria da Potência Instantânea*" foi inicialmente proposta por *Akagi et al.* em 1983, como suporte de controlo de filtros ativos em sistemas trifásicos, no início sem neutro [45], [46]. Mais tarde foi trabalhada no sentido de incorporar sistemas trifásicos com neutro por *Watanabe et*

al. [47] e Aredes et al. [48]. Esta teoria tinha como objetivo o controlo de filtros ativos de potência, de tal forma que estes fossem capazes de dar resposta aos problemas de qualidade de energia como: correção de fator de potência, supressão e atenuação de harmónicos, controlo de energia reativa, equilíbrio de cargas entre fases, regulação de tensão, entre outras - a combinação destas ferramentas pode ser designada como condicionamento de potência. Durante vários anos não houve necessidade de equacionar outras tarefas para além da correção de fator de potência - apenas era necessário utilizar bancos de condensadores ou bobinas - e, por este motivo, a teoria de potências convencional era suficiente e ia de encontro às necessidades do sistema elétrico. Com o passar do tempo e com o desenvolvimento dos semicondutores de potência [3], este cenário alterou-se, as necessidades sofreram uma transformação e, conseqüentemente, foi necessário introduzir novos métodos de cálculo e controlo para o caso não sinusoidal. Primeiro por Budeanu [63] e mais tarde por Fryze [64], sendo que o primeiro definiu potência no domínio das frequências enquanto que o segundo no domínio dos tempos.

É precisamente no domínio dos tempos que a teoria p-q se centra, pois define um conjunto de potências instantâneas neste domínio, tornando-a assim válida para o regime transitório e permanente. Não são impostas também condições nas formas de onda da corrente e da tensão. Estas características tornam tal teoria apetecível para o controlo de filtros ativos de potência, em tempo real. Para facilitar a implementação deste sistema de controlo através desta teoria, é realizada uma separação de potências - valores médios e valores alternados - e a cada uma delas associado um significado físico, conforme o ilustrado na figura 4.3:

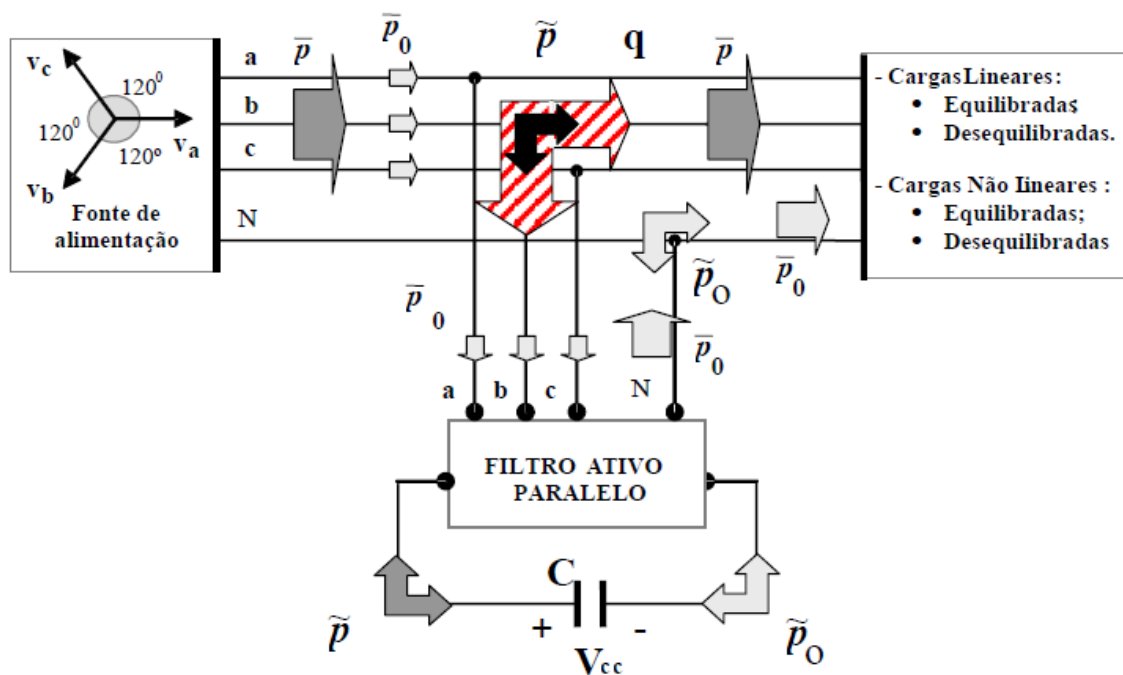


Figura 4.3: Componentes de Potência sugeridos pela Teoria p-q, juntamente com um filtro ativo paralelo - Retirado de [65].

Onde:

- \bar{p} - representa o valor médio da potência real instantânea. Esta potência corresponde à energia por unidade de tempo transferida entre fonte \rightarrow carga em todas as fases ($a - b - c$) ou $(\alpha - \beta)$;
- \tilde{p} - representa o valor alternado da potência real instantânea. Esta potência corresponde à energia por unidade de tempo trocada entre fonte \longleftrightarrow carga também esta nas fases ($a - b - c$) ou $(\alpha - \beta)$;
- \bar{p}_0 - corresponde ao valor médio da potência instantânea na sequência 0. Representa a energia por unidade de tempo transferida entre fonte \rightarrow carga através do neutro e uma ou mais fases, logo $(\alpha - \beta - 0)$;
- \tilde{p}_0 - corresponde ao valor alternado da potência instantânea da sequência 0. Representa a energia por unidade de tempo trocada entre fonte \longleftrightarrow carga através do neutro e uma ou mais fases, logo $(\alpha - \beta - 0)$;
- q - representa a potência imaginária instantânea. Esta potência não corresponde a uma troca de energia entre fonte \longleftrightarrow carga. É possível separar esta grandeza em duas componentes, \tilde{q} e \bar{q} , sendo que, para o caso de não haver qualquer tipo de distorção ou desequilíbrio, \bar{q} tem o mesmo significado físico da potência trifásica convencional. Esta grandeza não existe em sistemas monofásicos [65].

Somente \bar{p} e \bar{p}_0 precisam de ser fornecidas pela fonte de alimentação, pois são as únicas a realizar trabalho. As restantes potências são apenas trocadas entre a carga e o filtro, conforme apresentado na figura (4.3). Para isto, é necessário, em primeiro lugar, fazer a transformada de *Clarke* para se mudar de um sistema de referência estacionário ($a - b - c$) para um sistema de coordenadas $(\alpha - \beta - 0)$, sistema este também estacionário e com a vantagem de α e β serem ortogonais e não estarem ligadas a 0. Assim, conclui-se que esta teoria assume o sistema trifásico como um só e não como uma soma de sistemas monofásicos. A transformada $\alpha\beta 0 \rightarrow (a - b - c)$ é apresentada na equação (4.60), enquanto que a transformada $(a - b - c) \rightarrow \alpha\beta 0$ na equação (4.61).

$$\begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} \quad (4.60)$$

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_0 \\ u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.61)$$

O realizado nas equações (4.60) e (4.61) para as tensões, pode ser feito de igual forma para as correntes:

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (4.62)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.63)$$

As coordenadas $(\alpha - \beta)$ não contribuem para a sequência nula, pois após esta transformação observa-se que estas se encontram desacopladas. Isto pode trazer vantagens adicionais nos cálculos, dependendo das situações: num sistema trifásico sem neutro, não existe corrente na componente nula, como tal $i_0 = 0$. Uma outra situação pode também ser explorada para obter outra possível simplificação: para o caso de um sistema trifásico equilibrado e com neutro (logo: $u_0 = 0$) este ramo pode também ser eliminado do sistema de equações.

As potências instantânea real, de sequência 0 e imaginária ficam assim definidas como:

$$p = u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta \quad (4.64)$$

$$p_0 = u_0 \cdot i_0 \quad (4.65)$$

$$q = u_\beta \cdot i_\alpha - u_\alpha \cdot i_\beta \quad (4.66)$$

Em termos de $(\alpha - \beta - 0)$ a potência instantânea trifásica ($p_{3\phi}$) pode ser definida como:

$$p_{3\phi} = u_\alpha \cdot i_\alpha + u_\beta \cdot i_\beta + u_0 \cdot i_0 \quad (4.67)$$

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_0 & 0 & 0 \\ 0 & u_\alpha & u_\beta \\ 0 & u_\beta & -u_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.68)$$

No caso de não haver neutro - não há também corrente na componente nula ($i_0 = 0$) - esta matriz pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} p_\alpha \\ p_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_\alpha \cdot i_\alpha \\ u_\beta \cdot i_\beta \end{bmatrix} \quad (4.69)$$

No caso de haver neutro existem considerações adicionais que devem ser efetuadas:

$$p_0 = \tilde{p}_0 + \bar{p}_0 \quad (4.70)$$

Sabe-se que \bar{p}_0 representa um fluxo de energia unidirecional, enquanto que \tilde{p}_0 representa uma troca de energia entre fonte \longleftrightarrow com valor médio 0. \bar{p}_0 poderia ser considerado como algo bom, pois representa mais potência a ser transferida para a carga. Porém, não representa uma transferência de potência constante para a carga, pois se existe p_0 , irá existir \bar{p}_0 e \tilde{p}_0 . A eliminação de um dos componentes de p_0 irá consequentemente conduzir à eliminação do outro, sendo por esta razão indesejável a presença de p_0 .

No caso da componente negativa existir, verifica-se uma alteração significativa nas potências reais e imaginárias do sistema devido ao produto cruzado entre a tensão da sequência positiva com a corrente de sequência negativa e também da corrente de sequência positiva com a tensão de sequência negativa. Isto pressupõe que, mesmo na presença de um circuito sem distorção harmónica, as componentes alternadas (reais e imaginárias) possam existir [66].

Após uma cuidada análise a esta teoria é possível concluir que:

- É atribuído um significado físico a cada potência, o que facilita a compreensão desta abordagem;
- A separação de potências efetuada facilita o dimensionamento de condicionadores ou filtros ativos de potência;
- A compensação pode ser feita a tempo real, pois os cálculos necessários são bastante reduzidos;
- Pode ser utilizada em sistemas não equilibrados e com distorção.

5 Distorção Harmónica

Com a proliferação dos conversores de potência no final do século XX, várias previsões foram feitas sobre o futuro dos sistemas de energia. Muitos consideravam impossível a coexistência destes conversores com sistemas não poluídos ou com qualidade energética aceitável, pois os efeitos secundários provenientes da utilização dos mesmos podiam ser bastante severos, essencialmente pelo lado dos consumidores. Pouco tempo depois, este problema de QEE foi e é alvo de investigação por parte da comunidade científica. E como para cada novo problema têm de ser criadas novas formas de o prevenir, surgiu a necessidade de estabelecer fronteiras para os efeitos que este tipo de cargas provoca no sistema elétrico. Estes são normalmente baseados nos efeitos que as cargas causadoras do fenómeno provocam no sistema elétrico, sendo depois discutidas pelas associações criadoras de standards (IEC,IEEE).

Para grande parte das produtoras de energia elétrica, o problema da distorção harmónica não era visto como um problema essencial, pois o utilizador final era quem sentia mais este problema. Por isso, apenas eram consideradas as sobre e subtensões e as interrupções. Com o passar do tempo, este problema ganhou cada vez mais importância pois, muitas vezes, era necessário sobre-dimensionar instalações para os consumidores não sofrerem os efeitos, mas na maior parte das vezes isso não é feito [67]. São problemas de complicada análise e solução, que requerem recursos especializados. Os problemas mais graves geram-se quando a capacidade do sistema coincide com uma frequência de um harmónico, o que eleva a distorção para níveis críticos - acontece com mais frequência no setor industrial [68], [69].

Este problema, de uma forma genérica, consiste no seguinte: aplicando uma tensão sinusoidal a uma carga não linear, a corrente por ela requerida não é proporcional à tensão. A forma de onda da corrente resultante irá ter uma forma distorcida (não sinusoidal). As cargas não lineares, podem, de forma geral, ser consideradas como fontes de corrente distorcida, injetando correntes harmónicas na rede, conforme observável na figura (5.1).

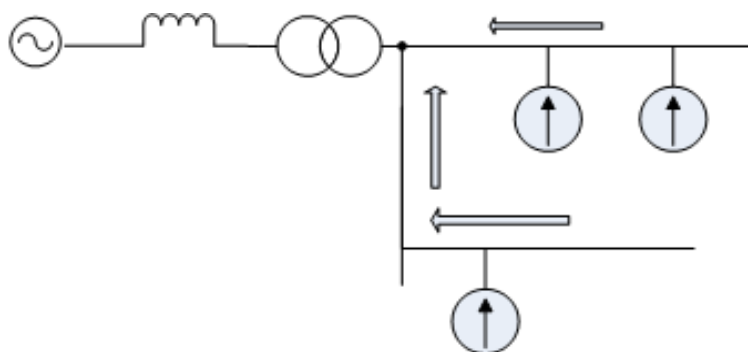


Figura 5.1: Sentido das correntes harmónicas injetadas na rede, criadas por cargas não lineares.

A distorção na tensão é causada pela passagem de corrente distorcida pela impedância do sistema (no caso de não haver compensação será dominada pela impedância dos condutores e dos transformadores existentes), o que provoca uma queda de tensão em cada harmónico existente. A distorção da tensão irá assim depender da impedância do sistema e da intensidade da corrente harmónica. De frisar que não é a carga que controla totalmente a distorção na tensão, pois a mesma carga pode, em

diferentes pontos da rede, dependendo da impedância do sistema eléctrico nesses pontos, provocar diferentes níveis de distorção na tensão.

Estas formas de onda requerem o uso da série de *Fourier*, pois desta forma podem ser decompostas numa soma de sinusóides de várias frequências, o que pressupõe que se faça uma avaliação da resposta do sistema a cada frequência de forma isolada, facilitando assim a análise em termos de frequência. Se os semiciclo positivo e negativo forem iguais, a série de *Fourier* irá apenas conter harmónicos ímpares. Podem verificar-se algumas exceções em fornos ou outros aparelhos que operem com arco eléctrico, onde a ordem dos harmónicos gerada é aleatória [3]. Os retificadores de meia onda podem também conter harmónicos pares e ímpares de forma não aleatória. Esta distorção irá, por sua vez, afetar de diferentes formas o equipamento eléctrico que se encontra nas proximidades (normalmente até ao PCC): transformadores, condutores, disjuntores, máquinas e aparelhos eléctricos, etc. Os efeitos podem, de uma forma geral, ser categorizados da seguinte forma [70]:

- stresse térmico;
- stresse mecânico;
- stresse dieléctrico;
- interferências com aparelhos de comunicação;
- interrupção;

Estando a estes efeitos associadas consequências como:

- funcionamento indevido;
- redução de vida útil;

5.1 Efeitos da Distorção Harmónica

Sendo o objeto de estudo desta dissertação os efeitos dos harmónicos nos contadores de energia, será apenas mencionada uma breve discussão sobre os efeitos deste problema de QEE em alguns componentes integrantes do sistema eléctrico.

5.1.1 Efeitos da Distorção Harmónica nos Condutores

Nos condutores, os efeitos podem ser categorizados de duas formas: com o aumento do valor eficaz da corrente devido à presença de outras componentes para além da fundamental, o condutor sofre um aumento de temperatura, devido à redistribuição das correntes ao longo da secção dos condutores (efeito pelicular): o fluxo de electrões, em corrente alternada, concentra-se na secção circular mais exterior do condutor; este efeito aumenta proporcionalmente com a frequência; com o aumento do valor eficaz da corrente, a resistência irá aumentar, pois a secção onde os electrões fluem mantém-se igual. O aumento da resistência irá, por sua vez, provocar um aumento de temperatura fazendo assim decrescer o tempo de vida útil dos componentes associados [70]. As perdas óhmicas totais podem então ser calculadas da seguinte forma:

$$P_{perdas} = \sum_{h=1}^{h_{max}} I_h^2 \cdot R_h \quad (5.1)$$

A indutância e resistência do condutor têm uma relação não linear com a frequência [71]. Para uma melhor compreensão é apresentado na figura (5.2) o modelo II da rede.

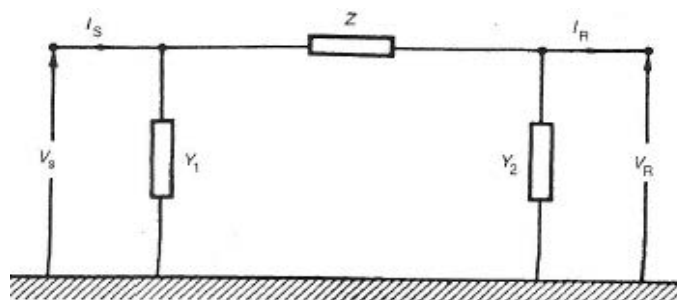


Figura 5.2: Modelo II da rede - retirado de [71]

Considerando um modelo II, sabe-se que (todos os parâmetros) R , L e C são afetados pela distorção harmónica. R e L são afetados devido ao *skin effect* e *proximity effect* enquanto que C devido ao *dielectric relaxation* - atraso momentâneo na constante dielétrica do material.

Entre os diversos tipos de condutores, os mais afetados são os cabos enterrados Cabo com Cobertura em Polietileno Reticulado (XLPE) - especialmente nos de maior diâmetro, devido à sua constituição. Enquanto que as linhas aéreas apenas são constituídas pelo condutor, os cabos enterrados são normalmente revestidos por diversas camadas de proteção (mecânica, eletromagnética e dielétrica). O aumento da distorção harmónica irá provocar neste tipo de cabos o seguinte: aumento de R , fazendo aumentar a queda de tensão no condutor; uma diminuição de L , provocando uma menor queda de tensão (indutiva), mas aumentando o risco de ressonância; uma diminuição de C , que irá ter consequências iguais à diminuição de L [72].

5.1.2 Efeitos da Distorção Harmónica em Aparelhos de Baixa Potência

Em alguns aparelhos elétricos é exercido um controlo de tempos através do número de vezes em que a tensão é nula. Numa situação normal, a 50 Hz, isto ocorreria a cada 10 *ms*. Com distorção harmónica este valor poderá ser alterado, reduzindo-se assim este período. Um exemplo de aparelhos bastante vulneráveis a este efeito são os relógios digitais que utilizam a frequência da rede como fonte de medição. Desta mesma forma, os semicondutores de potência podem ser afetados, pois os seus intervalos de comutação podem ser alterados devido a múltiplas passagens por tensões nulas dentro de um período da onda fundamental.

Fenómenos de *attenuation* e *diversity* também são descritos em alguns artigos científicos. O primeiro enuncia que se uma carga ligada a uma fonte comutada necessitar de mais potência, irá ocorrer uma redução na magnitude dos harmónicos e uma mudança no ângulo de fase destes. Isto irá provocar uma alteração no espetro da linha, permitindo, assim, que seja fornecida mais potência à carga. Este fenómeno também pode ser observado quando várias cargas iguais partilham a mesma fonte. O segundo fenómeno descreve um possível efeito de cancelamento ou redução da magnitude dos harmónicos, se várias cargas de vários níveis estiverem acopladas à mesma fonte, ou ligadas a partir de impedâncias diferentes [73].

5.1.3 Efeitos da Distorção Harmónica na Iluminação

Quanto às consequências que a presença de harmónicos no sistema elétrico traz para a iluminação tem-se, de uma forma geral um aumento de temperatura de operação, redução de vida útil e flutuações de tensão (*flicker*). No caso das lâmpadas incandescentes - se o valor eficaz de alimentação for superior ao nominal, irá-se ter uma temperatura de filamento bastante superior ao dimensionado, resultando na redução de vida útil até 47 % [70].

5.1.4 Efeitos da Distorção Harmónica nas Máquinas elétricas

A distorção harmónica afeta também as máquinas elétricas de forma negativa das seguintes formas: binário pulsante, sobreaquecimento e ruído. Tudo isto irá resultar em redução de tempo de vida útil ou mesmo não funcionamento.

O binário pulsante é o resultado da interação entre o fluxo do entreferro e os fluxos produzidos pelas correntes harmónicas no rotor. Pode não ocorrer sempre, mas se a distorção estiver presente, os harmónicos existentes nas correntes dos enrolamentos podem causar binários parasitas em todas as velocidades, podendo criar um binário oscilatório na máquina, aumentando assim a probabilidade de ocorrência de vibrações e consequentemente, ressonâncias mecânicas. Estes fatores poderão causar uma alteração na característica binário - velocidade [74]. Este problema pode trazer preocupações adicionais em máquinas elétricas com variadores de velocidade e por esta razão deve ser criado um limite de segurança para evitar danos mecânicos devido à soma do binário pulsante com o produzido pela máquina [70].

Relativamente à relação da ordem dos harmónicos com o binário gerado, existem três possibilidades distintas: se os harmónicos forem de sequência positiva (1,7,13,19), irão gerar um binário adicional, no mesmo sentido da componente fundamental, podendo causar problemas como sobrecorrentes nos enrolamentos. No caso da sequência negativa (5,11,17,23), provocam um binário contra o sentido da componente fundamental, podendo estas componentes causar sobreaquecimento e mau funcionamento. Por fim, as componentes de sequência nula (3,9,15,21), não geram binário, porém somam-se algebricamente no neutro o que pode provocar sobreaquecimento do condutor se este não estiver corretamente dimensionado [76].

Os harmónicos de corrente ou tensão provocam também um aumento das perdas nos enrolamentos do estator e nos circuitos do rotor. As perdas nos condutores do estator e do rotor não são somente as perdas por condução (perdas por efeito de *Joule*), pois as consequências do efeito pelicular e as perdas por correntes de *eddy* não podem ser ignoradas [77].

5.1.5 Efeitos da Distorção Harmónica nos Transformadores

No que diz respeito aos transformadores, as consequências da distorção harmónica resumem-se, de uma forma geral, a um aumento da temperatura de funcionamento, vibração do núcleo, stresse mecânico e ressonância entre indutância do transformador e capacidade das linhas [78]. A contribuir para o aumento da temperatura de funcionamento, existem diversos tipos de perdas. Para uma melhor compreensão, separam-se as perdas do transformador P_T com carga P_C e sem carga P_{SC} . Nos dois casos irá haver perdas por histerese e perdas por correntes de *eddy*, logo, desdobra-se esta potência em dois componentes:

$$P_T = P_C + P_{SC} \quad (5.2)$$

Ficando a componente sem carga definida como:

$$P_{SC} = P_{hist} + P_e = k_h \cdot f \cdot B_m^n + k_e \cdot f^2 \cdot B_m^2 \quad (5.3)$$

Onde:

- P_T são as perdas totais do transformador;
- P_C são as perdas com carga;
- P_{SC} representa as perdas sem carga;
- P_{hist} representa as perdas por histerese;
- P_e corresponde às perdas por correntes *eddy*;
- k_e e k_h são constantes associadas ao material do núcleo;
- B_m é a densidade de fluxo máxima;
- $n \in [1, 5; 2, 5]$ é uma constante dependente do material;
- f é a frequência da rede.

Com carga existem também duas componentes, a das perdas *Ohmicas* ($CC - P_{CC}$) e a componente das perdas por dispersão (P_D), que representa as perdas por correntes de *eddy* (P_{CE}) nos enrolamentos e nos restantes componentes constituintes do transformador (P_{RC}) que sofrem também a ação do campo magnético alternado:

$$P_C = P_{CC} + P_D \quad (5.4)$$

Sendo R_{CC} a resistência dos enrolamentos:

$$P_{CC} = R_{CC} \cdot I_{RMS}^2 \quad (5.5)$$

Com distorção harmónica tem-se que:

$$P_{CC} = R_{CC} \cdot \sum_{h=1}^{h_{max}} I_{h,RMS}^2 \quad (5.6)$$

As perdas por correntes de *eddy* P_{CE} também aumentam ao quadrado com a frequência:

$$P_D = P_{CE} + (P_{RC}) \quad (5.7)$$

$$P_{CE} = P_{CE-R} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 \cdot h^2 \quad (5.8)$$

Sendo que:

- P_{CE-R} representa as perdas por correntes de *eddy* a 50 Hz;
- I_R representa a corrente eficaz total.

As perdas nos restantes componentes (P_{RC}) também irão crescer com o quadrado da frequência:

$$P_{RC} = P_{RC-R} \sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{I_h}{I_R} \right)^2 \cdot h^{0,8} \quad (5.9)$$

Posto isto, conclui-se que apenas as perdas por histerese irão diminuir com a frequência, uma vez que B_m^n irá ter o comportamento contrário da frequência, se esta subir, este irá decrescer - o fluxo

máximo será menor a elevadas frequências. As perdas por correntes de *eddy* totais e as perdas no núcleo irão crescer com o aumento da frequência [79]. Apesar de algumas das perdas de frequências diferentes da fundamental serem menores em relação a esta, um transformador operando em condições absolutamente nominais e alimentado por sinusoides puras irá representar o caso onde as perdas são de menor valor.

Os transformadores de distribuição são particularmente sensíveis, pois a situação de sobrecarga pode ser atingida muito facilmente com elevados níveis de distorção, ficando a sua capacidade de funcionamento reduzida até 50% se as cargas possuírem *THD* superior a 100%; isto também porque as cargas com elevada distorção possuem fatores de potência baixos. Os transformadores de distribuição são especialmente afetados devido ao stress térmico e mecânico causado pelas cargas que alimentam. Há casos reportados de transformadores que necessitam de reparação ao fim de apenas 3 ou 4 anos [67], [70].

Pode concluir-se, desde já, que é necessário um planeamento muito rigoroso aquando da escolha de transformadores. São componentes de elevado custo e se o objetivo for rentabilizar o elevado investimento que à partida se irá fazer, deve ter-se a conta a distorção harmónica onde este irá ser instalado, pois uma má escolha poderá resultar numa redução drástica do tempo de operação do mesmo, conforme é possível observar na figura (5.3) e na figura (5.4). Com *THD* mais elevado, o nível de carga a que o transformador pode estar sujeito, sem reduzir drasticamente a sua vida útil, ronda os 0,7 pu, enquanto que com *THD* mais reduzidos este valor é ligeiramente superior a 1 pu.

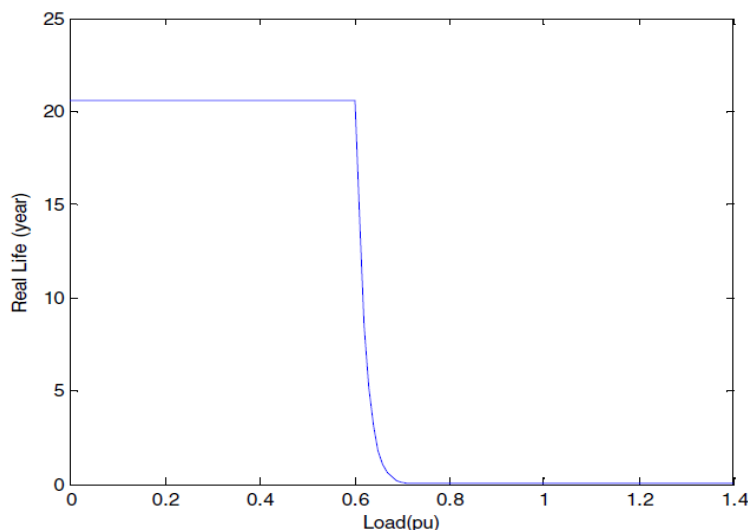


Figura 5.3: Representação da vida expectável do isolamento de um transformador (20,55 anos) sujeito a carga e *THD* = 51,91% - retirado de [80].

5.1.6 Efeitos da Distorção Harmónica nos Condensadores

Elevados níveis de distorção harmónica nos bancos de compensação irão provocar perdas adicionais nos sistemas e aumento de temperatura de operação o que irá acelerar a deterioração do dielétrico [81]. Outro possível problema, é o facto de estes componentes serem normalmente dimensionados para

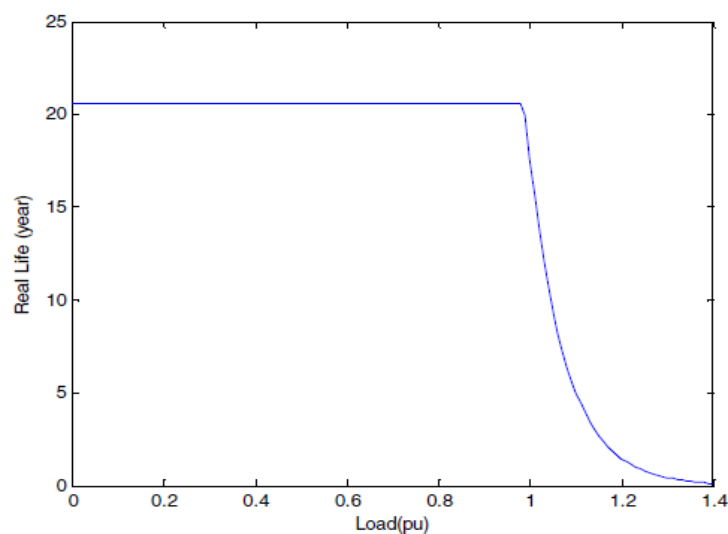


Figura 5.4: Representação da vida expectável do isolamento de um transformador (20,55 anos) sujeito a carga e $THD = 18,36\%$ - retirado de [80].

responder a uma gama de frequências e com harmónicos na rede podem, eventualmente, reunir-se condições de ressonância. Se alguma das frequências de ressonâncias for igual ou muito próxima da frequência de um harmónico, há a possibilidade de geração de tensões e correntes de elevadas magnitudes [82]. A configuração típica da rede com compensação, bem como o fluxo dos harmónicos produzidos pode ser observada na figura (5.5). A frequência de ressonância paralela de um banco de

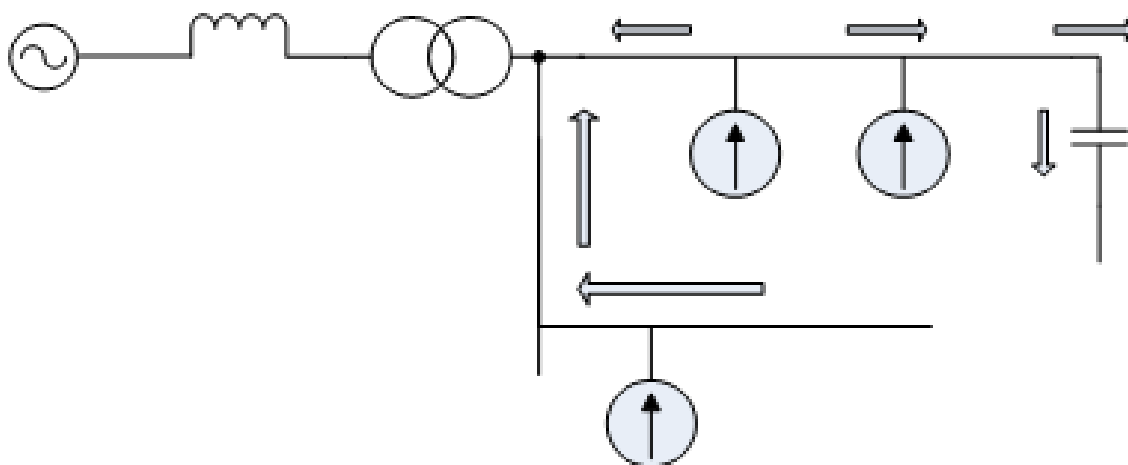


Figura 5.5: Configuração genérica da rede com compensação e fluxo das correntes harmónicas existentes.

condensadores em baixa tensão é dada por:

$$h_n = \sqrt{\frac{Q_s}{Q_c}} \quad (5.10)$$

Onde:

- h_n representa a ordem a que a ressonância pode ocorrer ;
- Q_s é a potência de curto-circuito à entrada do banco de compensação, expressa em VA;
- Q_c é a potência nominal do banco de compensação, expressa em VA ;

Alguns autores descrevem expressões semelhantes como [3]:

$$h_n = \sqrt{\frac{X_c}{X_{cc}}} \quad (5.11)$$

Onde:

- X_c representa a reatância dos condensadores;
- X_{cc} é a reatância de curto circuito ;

Para além dos problemas de ressonância que serão discutidos com maior profundidade no capítulo (5.1.9), o *standard* do IEEE/American National Standards Institute (ANSI) 18-1992 fornece valores normativos máximos relativamente à tensão, corrente e potência reativa nos bancos de compensação em operação contínua, incluindo os componentes harmónicos:

- 110 % da tensão eficaz nominal (este valor exclui transientes, apenas inclui harmónicos);
- 120 % da potência de pico nominal;
- 180 % da corrente eficaz nominal;
- 135 % da potência reativa nominal;

Pode fazer-se uma breve análise relativamente aos valores de percentagens escolhidos. Sabe-se que a capacidade diminui com o aumento da frequência, sendo a corrente nos condensadores dada por:

$$I_h = h.U_h \quad (5.12)$$

Onde:

- I_h é a percentagem de corrente harmónica ;
- h é a ordem do harmónico;
- U_h representa a percentagem de tensão harmónica;

Se a partir de análise espectral se conclui que, por exemplo, o harmónico de 5ª ordem de tensão é de 25 % em relação à fundamental, a corrente será 25 % superior (125 %) . Isto poderá ser problemático se o fusível estiver dimensionado para 110 % do valor da corrente, por exemplo. Esta norma contempla, também, o caso de se ter um harmónico dominante como é possível observar na figura (5.6).

Na ocorrência ou persistência de problemas de ressonância - manifestam-se numa primeira fase por fusíveis ou unidades de compensação queimados - ou as correntes harmónicas presentes no local da compensação não se encontrarem dentro do permitido, deve proceder-se da seguinte forma:

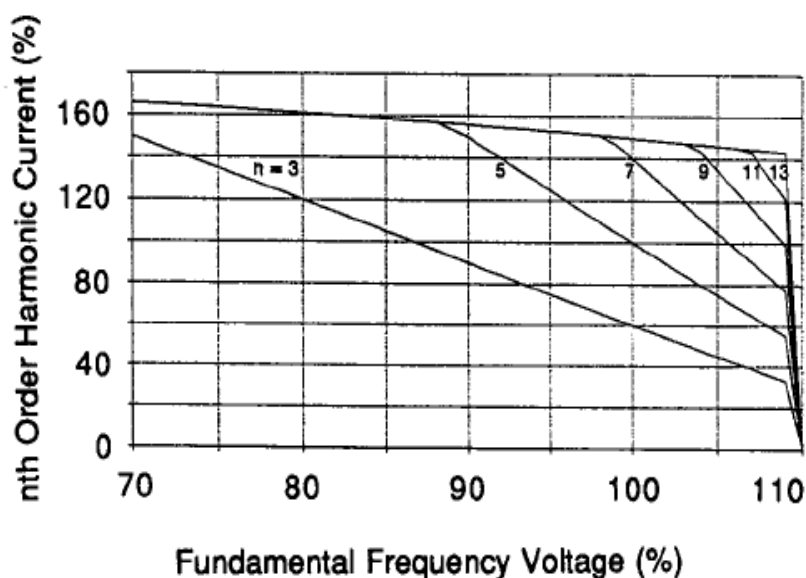


Figura 5.6: Corrente harmônica máxima em função da tensão fundamental - retirado de [70].

- Mudar a localização do banco de compensação (de forma tal que não partilhe o mesmo transformador das cargas poluidoras);
- Eliminar o condutor neutro da instalação - só no caso de o transformador estar ligado em estrela do lado da compensação - para prevenir o aparecimento do 3º harmônico nos condensadores;
- Adicionar um elemento passivo ao circuito - normalmente uma bobina em série - para desta forma alterar a frequência de ressonância do circuito.

Se a alternativa escolhida for a adição de uma bobina, esta irá fazer com que a tensão nos condensadores aumente, pois têm que compensar a queda na bobina, razão esta que obriga a que estes sejam dimensionados pelo menos 10 % acima da tensão nominal. Apesar de todos os cuidados necessários, os bancos de compensação desempenham um papel muito importante no sistema elétrico, não só por serem responsáveis pelas correções de fator de potência, mas também pelo controle que exercem sobre a distorção harmônica [70].

5.1.7 Impedância da Rede

Durante o estudo do efeito do fenómeno da distorção harmônica, existem dados que têm de ser do conhecimento do técnico de QEE para este poder alcançar uma correta resolução do problema. Para além das fontes geradoras de harmónicos, este deve também estar munido de dados relativamente à: impedância e quantidades de cargas resistivas do sistema e presença de unidades de compensação nas proximidades. Quanto à impedância do sistema, sendo as linhas de transmissão naturalmente indutivas à frequência fundamental, apenas se irá ter a reatância de curto-circuito, sendo a capacidade da rede desprezada. A representação da rede em II pode ser observada na figura (5.7).

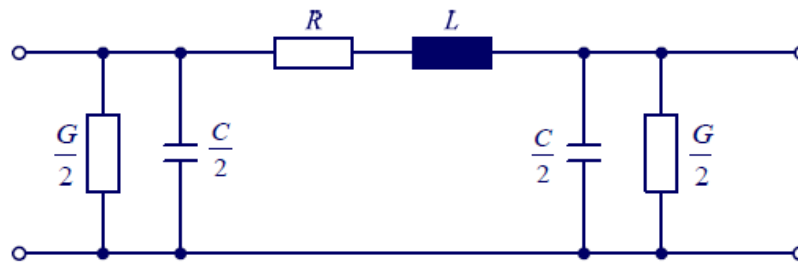


Figura 5.7: Modelo II da rede, com R e L - retirado de [83].

A reactância do circuito é normalmente utilizada para analisar problemas de QEE perto dos bancos de compensação, podendo ser calculada a partir de:

$$Z_{cc} = R_{cc} + jX_{cc} = \frac{U_c^2}{S_{cc}} \quad (5.13)$$

Onde:

Z_{cc} é a impedância de curto-circuito expressa em Ohm;

R_{cc} é a resistência de curto-circuito expressa em Ohm;

X_{cc} é a reactância de curto-circuito expressa em Ohm;

U_C^2 representa a tensão fase-fase em kV ;

S_{cc} é a potência trifásica de curto-circuito em MVA;

Em setores industriais, perto das subestações, a resistência deverá estar perto de 0, caso contrário deve ser feito um esforço para determinar um valor de resistência o mais próximo possível da realidade, pois irá exercer uma influência mais tarde aquando do dimensionamento do banco de compensação. No que toca à impedância, esta varia com a frequência e a sua variação deve ser tida em conta:

$$X_h = h.X_1 \quad (5.14)$$

Já a resistência (R) em linhas aéreas e cabos enterrados, varia aproximadamente com a raiz quadrada da frequência (tendo em conta apenas o efeito pelicular, desprezando o *proximity effect*):

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{2\pi f \mu g}} \quad (5.15)$$

Onde:

δ é a profundidade de penetração em metros;

$2\pi f$ é a frequência angular, expressa em rad/s;

μ é a permitividade absoluta do condutor;

g representa a condutividade elétrica condutor expressa em $\Omega.m^{-1}$;

Nos setores industriais é recorrente utilizar a reactância do transformador de serviço, pois representa uma boa aproximação ($\approx 90\%$ do total no mínimo)[85]. Para calcular a impedância do transformador deve proceder-se da seguinte forma:

$$X_{trafo} = \frac{U_c^2}{S_{3F}} \cdot Z_{trafo}(\%) \quad (5.16)$$

Sendo:

- X_{trafo} é a reatância de curto-circuito expressa em Ohm;
- Z_{trafo} é a impedância do transformador inscrita na placa, expressa em % ;
- U_C^2 representa a tensão fase-fase em kV ;
- S_{3F} é a potência nominal trifásica do transformador em MVA;

5.1.8 Impedância dos Condensadores

A presença de condensadores na rede quer para unidades de compensação, quer para controlo de tensão altera significativamente a impedância do sistema. Conforme exposto na figura 5.5, a presença destes pode significar a presença de distorção harmónica nas proximidades apesar de não serem capazes de os criar. A sua reactância é expressa da seguinte forma:

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC} \quad (5.17)$$

Onde:

- X_c é a reatância capacitiva;
- f é a frequência do sistema;
- C representa a capacidade em Farad.

Enquanto que a reatância indutiva X_l num elemento com indutância L expressa em Henry (H) é dada por:

$$X_l = 2\pi fL \quad (5.18)$$

Conclui-se então que estes dois elementos passivos têm comportamentos distintos face a um aumento de frequência - a reatância capacitiva diminui enquanto que a reatância indutiva aumenta. A compreensão deste comportamentos, bem como o cálculo da impedância da rede desempenham um papel fulcral na determinação de condições de ressonância num circuito [85].

5.1.9 Ressonância Série e Paralela

Todos os circuitos que contêm condensadores ou indutores tem pelo menos uma ou mais frequências naturais. A frequência natural de um circuito LC , por exemplo, é quando as reatância do condensador anula a reactância do indutor. A frequência a que isso ocorre é a frequência de ressonância. Quando uma das frequências de ressonância coincide com a frequência de um harmónico, pode observar-se uma situação de ressonância, o que tem como consequência um aumento significativo dos valores de tensão ou corrente. Existem dois tipos de ressonância: série e paralela. A primeira ocorre quando a indutância de um transformador e um condensador ligado em paralelo a uma carga forma um LC série, atraindo para ele o conteúdo harmónico das proximidades [84], conforme observável na figura (5.8).

Se a frequência natural do circuito for muito próxima ou coincidir com a frequência de um harmónico, irá verificar-se uma situação de ressonância série. Durante este fenómeno, conforme referido anteriormente, o circuito série formado pelos dois elementos passivos irá apenas ter a resistência do próprio circuito, um valor normalmente muito baixo, o que irá originar correntes de elevada magnitude [85]. A frequência de ressonância série (f_s) é expressa da seguinte forma:

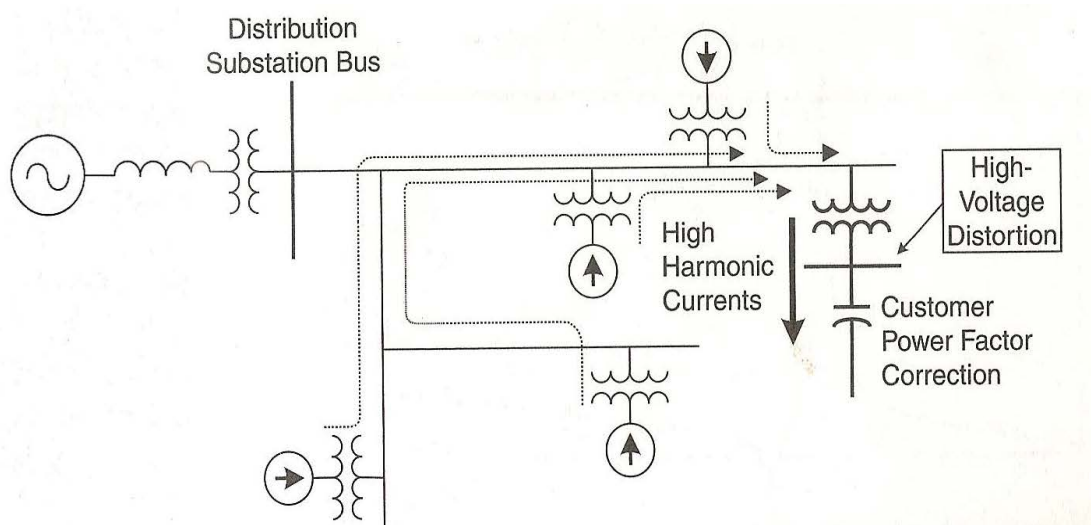


Figura 5.8: Circuito com possibilidade de ressonância série - retirado de [85].

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.19)$$

Sendo:

- f_s a frequência de ressonância série;
- L a indutância expressa em Henry;
- C a capacidade em Farad.

No que toca à ressonância paralela, esta ocorre quando a reactância do sistema e a reactância do banco de compensação se conjugam e atingem um valor máximo em simultâneo. Do ponto de vista das correntes harmónicas, nesta situação, a impedância paralela tem valor máximo, teoricamente infinito, o que irá causar uma sobretensão nos terminais dos elementos em ressonância paralela, conforme exposto na figura 5.9, mesmo que as correntes harmónicas existentes sejam de baixa magnitude. O exemplo de um circuito com possíveis problemas de ressonância paralela é fornecido na figura 5.10.

O aumento de tensão e corrente irá depender da potência do banco de compensação. A frequência de ressonância paralela f_{rp} é expressa da seguinte forma:

$$f_{rp} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}C} - \frac{R^2}{4L_{eq}^2}} \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_{eq}C}} \quad (5.20)$$

Onde:

- f_{rp} representa a frequência de ressonância paralela;
- L_{eq} é a indutância equivalente expressa em Henry;
- R é a resistência do circuito expressa em Ohm (desprezável);
- C representa a capacidade em Farad.

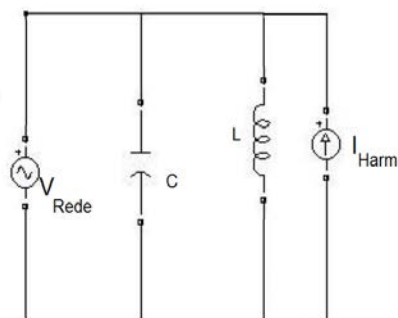


Figura 5.9: Circuito equivalente em situação de ressonância paralela.

Quanto às eventuais consequências associadas a este fenómeno, tem-se: falhas de dispositivos de isolamento e proteção e saturação de transformadores [87].

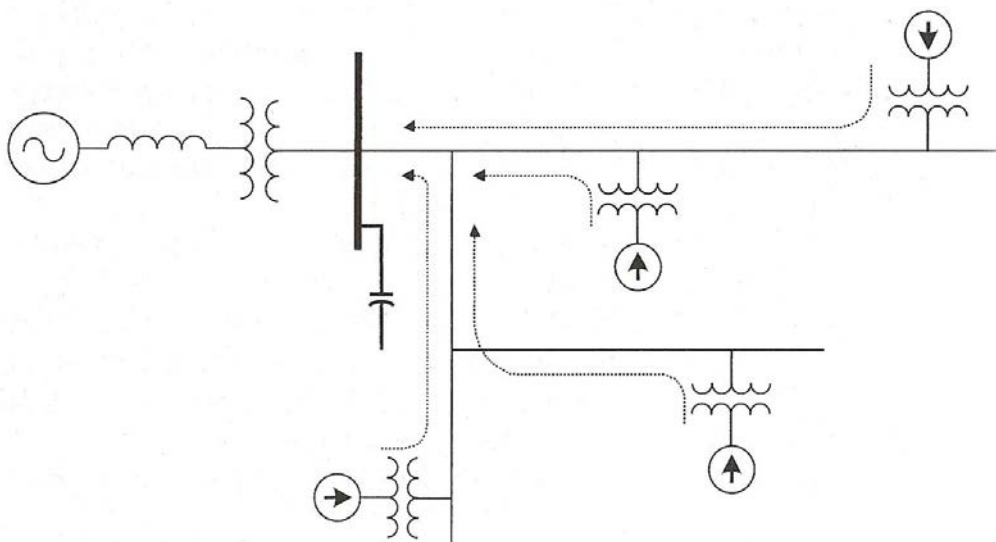


Figura 5.10: Circuito com possíveis problemas de ressonância paralela - retirado de [85].

5.1.10 Efeito da Resistência de Amortecimento

O conceito de ressonância já se encontra presente entre os técnicos de QEE. Apesar deste problema possuir potencial para causar problemas graves nos sistema, na maior parte das vezes, não é causador de danos mais gravosos devido à resistência sempre presente nos componentes inseridos no circuito, nomeadamente, nos condutores e nas cargas. Estes atenuam a impedância do sistema na frequência a que a ressonância ocorre.

Porém, existem situações em que tal não acontece: quando um banco de compensação - num ambiente industrial ou próximo de uma subestação - se encontra muito próximo do transformador

e este possui uma relação ($\frac{X}{R}$) elevada - tornando-se desta forma na componente dominante da impedância total - a subida de impedância em condições de ressonância é repentina e de elevada magnitude.

A resistência do circuito é então um fator a considerar, pois é responsável pela redução da impedância paralela neste caso de ressonância [85]. A impedância é afetada pela forma ilustrada na figura 5.11.

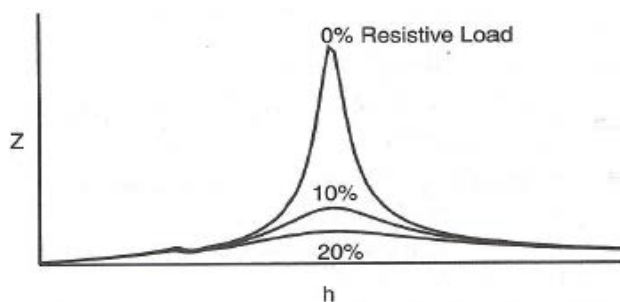


Figura 5.11: Variação da impedância consoante a resistência existente no circuito - retirado de [85].

5.2 Causas da Distorção Harmónica

Como principais causas da distorção harmónica, tem-se o uso cada vez mais recorrente de fontes comutadas (ou *SMPS*) - o que já representa cerca de 30% do consumo doméstico em alguns países [88], sendo, por esta razão, aqui discutida. A acrescentar a este fator, tem-se também a proliferação do uso de lâmpadas fluorescentes e LED. Estes dois fatores conjugados são vitais para compreender o porquê dos níveis de poluição harmónica a que o sistema elétrico se encontra sujeito atualmente. A nível industrial, o crescimento do uso de variadores de velocidade e de lâmpadas de descarga contribuíram, de forma geral, para o agravamento deste problema.

5.2.1 Efeitos na Distorção Harmónica das Fontes Comutadas

Os avanços tecnológicos dos semicondutores de potência que ocorreram nos últimos trinta anos originaram uma substituição nos métodos de controlo de tensão. Antes, era necessário recorrer a transformadores e filtros capacitivos para obter corrente contínua. Atualmente, recorre-se a fontes comutadas, fazendo desta forma o controlo CC - CC através de um semicondutor de potência, um condensador e uma bobina. O condensador é colocado em paralelo com a carga para, desta forma, atenuar as variações de tensão enquanto que a indutância desempenha um papel semelhante, mas para a corrente, sendo por isso colocada em série com a carga. Quanto ao semicondutor, ajustando um *duty-cycle* é possível controlar a corrente e a tensão fornecidas à carga, tornando-se, assim, desnecessário o uso de transformadores para aparelhos de baixa potência - carregadores de baterias, fontes de alimentação de computadores pessoais, iluminação, são alguns dos exemplos da aplicação desta tecnologia [92]. Algumas das vantagens são: baixo peso, rendimento elevado e tamanho compacto. Existem, no entanto, algumas desvantagens: como característica comum, estes dispositivos apresentam um harmónico de corrente de 3ª ordem bastante elevado. Num sistema trifásico, o conteúdo

harmónico de todas as linhas, desta ordem, é somado no neutro, o que pode tornar-se um problema se este estiver subdimensionado [3].

Para uma melhor compreensão dos efeitos de atenuação e diversificação, categorizaram-se as SMPS consoante a sua potência : $\leq 75W$ e $> 75W$. As de menor potência não contêm, normalmente, um circuito para efetuar controlo sobre o fator de potência. As de maior potência contêm, usualmente, dois tipos de circuitos para efetuar controlo de fator de potência: ativo ou passivo. O primeiro tipo é mais sofisticado e apenas irá injetar alguns harmónicos de baixa ordem e magnitude, enquanto que no segundo este comportamento não é observado. Neste mesmo tipo, é possível que ocorra atenuação ou até mesmo cancelamento de algumas ordens de harmónicos. Tudo o que precisa de ocorrer é uma dispersão entre os ângulos de fase de harmónicos da mesma ordem. Estes efeitos já foram estudados por alguns autores [88], chegando os mesmos à conclusão que com um agregado de fontes comutadas (menor e maior potência), irá verificar-se uma atenuação a praticamente todas as ordens. Outra conclusão interessante é o facto de as SMPS de maior potência possuírem harmónicos de menor magnitude, conforme é possível observar na figura 5.12.

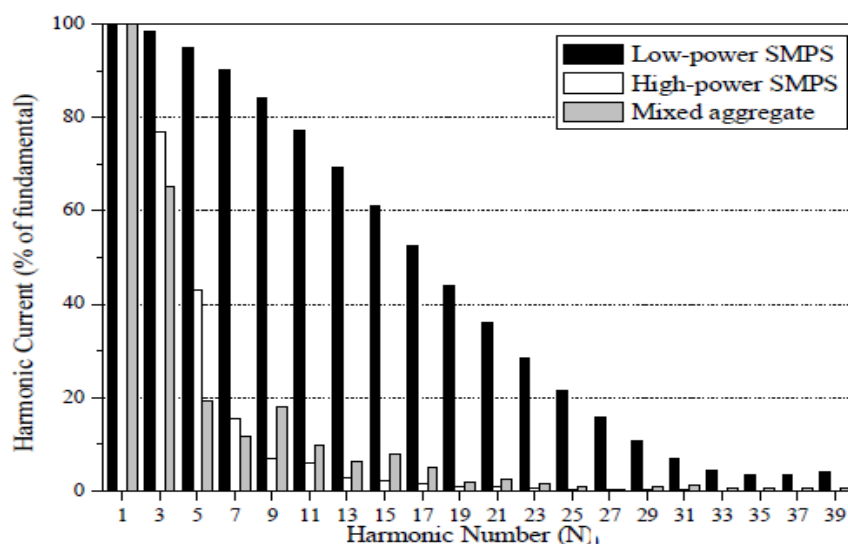


Figura 5.12: Espectro obtido após os testes realizados para SMPS agregadas, baixa e alta potência - retirado de [88].

5.2.2 Efeitos na Distorção Harmónica da Iluminação

O setor da iluminação tem vindo a sofrer grandes alterações ao longo dos últimos anos. Os novos sistemas de iluminação têm também um impacto negativo na qualidade energética. Sobre a **iluminação pública** (vapor de sódio)- é concluído pela International Energy Agency (IEA) que: utilizando a tecnologia atual, pouparia-se entre 133 - 212 TWh / ano o que iria por sua vez corresponder a uma redução de emissão de CO_2 de 86 a 137 Milhões de Ton / ano; uma poupança entre 30% a 50% da energia podia ainda ser obtida recorrendo a sistemas de iluminação inteligentes e instalando um Supervisory Control and Data Acquisition (SCADA) que fornecesse informações sobre consumos e estado de operação dos equipamentos envolvidos a tempo real; a intensidade luminosa também

desempenha um papel importante no THD_i , pois dependendo da forma como se diminui e combinando diferentes cargas, irá-se obter valores de THD_i mais baixos devido ao efeito de atenuação (*attenuation*); com cargas mais elevadas o nível de distorção é mais reduzido [89]. Irão apenas ser sumariadas os dois tipos com maior peso na QEE, sendo este grupo constituído por:

- **CFL** - As lâmpadas "economizadoras" são constituídas, de uma forma geral, um balastro indutivo que permite que o arco criado no processo de arranque se mantenha o mais estável possível, controlando a corrente injetada e um condensador ligado paralelamente com um relé bi-estável - somente necessário no arranque para aquecer os gases contidos no tubo. São cada vez mais utilizadas recorrentemente devido ao seu baixo consumo energético - quando comparadas com lâmpadas incandescentes regulares podem consumir de 4 a 5 vezes menos, têm maior resistência a flutuações de tensão pois não operam à frequência da rede, maior tempo de vida, entre outras vantagens. Porém, apresentam alguns problemas devido às suas partes constituintes: baixo fator de potência ($\approx 0,5$) e característica U - I não linear o que leva à injeção de harmónicos na rede. Na figura (5.13) pode observar-se um exemplo das formas de onda numa CFL de 15W .

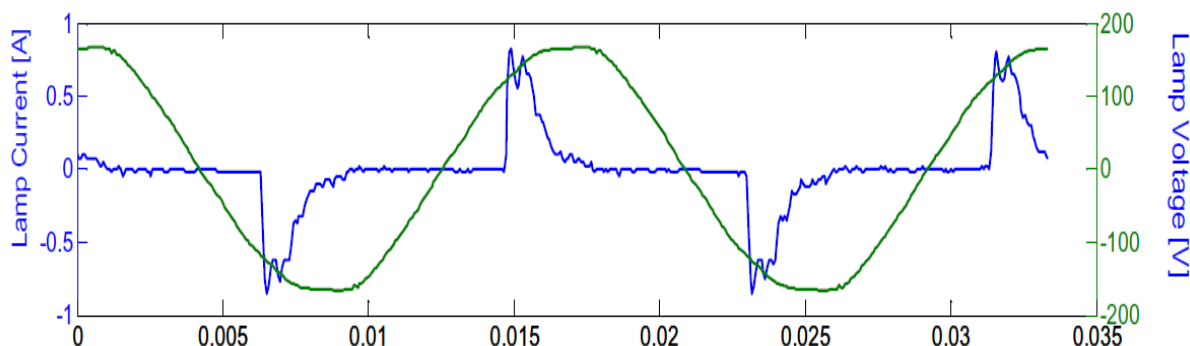


Figura 5.13: Forma de onda da corrente numa CFL de 15 W - retirado de [91].

As CFL são cada vez mais utilizadas e mesmo tendo, cada uma delas, uma potência baixa (em usos domésticos tipicamente 5W - 30W), um elevado número destes aparelhos em certos pontos da rede pode tornar-se um problema sério, pois o seu THD_i pode chegar ou ultrapassar os 100% [90], causando uma distorção na tensão francamente considerável.

- **Lâmpadas LED** - são consideradas como a iluminação do futuro, devendo-se isto às seguintes razões: baixo consumo de potência ativa, baixas perdas por calor - até dez vezes menos quando comparadas com lâmpadas incandescentes semelhantes - elevada resistência ao choque, tempo de vida até 50000 h, reduzido tamanho e não contém produtos químicos nocivos ao contrário das CFL. No entanto este tipo de iluminação apresenta algumas desvantagens como o seu elevado custo, baixa eficiência a altas temperaturas e a mais gravosa para o sistema elétrico: a necessidade de retificadores para a conversão de CA para CC o que provoca uma injeção de harmónicos de corrente na rede, conforme é possível observar na figura (5.14) e o correspondente espetro na figura (5.15). Foi concluído que o uso de sistemas de iluminação CFL e LED combinados, aumentam os harmónicos de corrente e diminuem o fator de potência. No entanto, reduzem as perdas na rede, reduzindo a queda de tensão. Um método sugerido pelos autores desta investigação para a diminuição de injeção dos harmónicos de corrente passa pelo aumento da potência de curto-circuito [93].

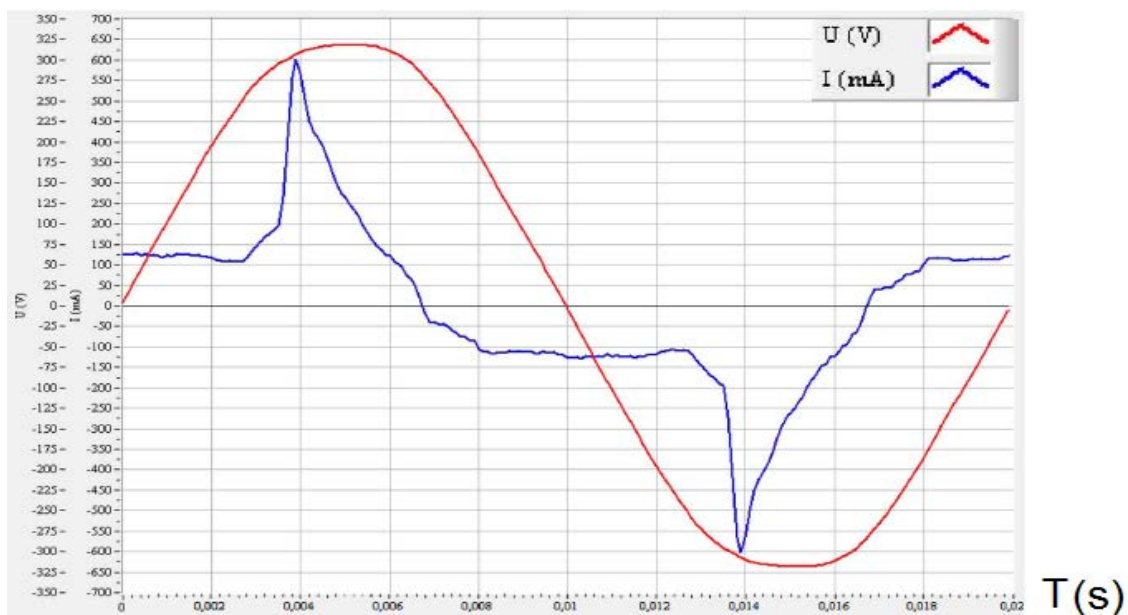


Figura 5.14: Forma de onda da corrente e tensão numa lâmpada LED de 3 W - retirado de [93].

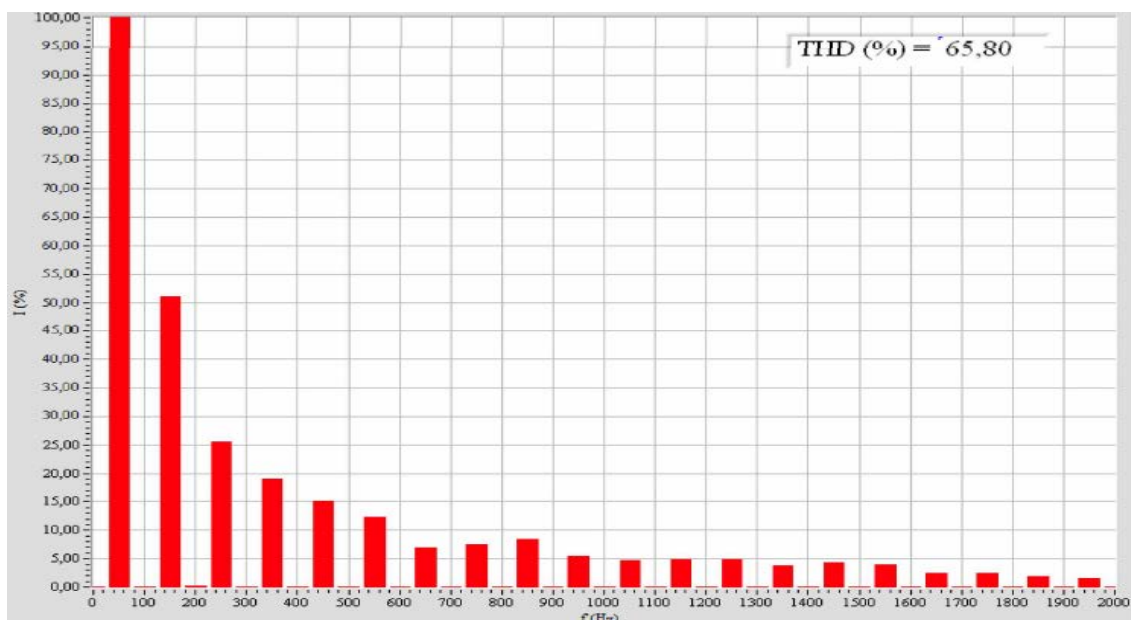


Figura 5.15: Espectro de uma lâmpada LED de 3 W ($THD_i = 65,80\%$)- retirado de [93].

6 Plataforma de Trabalhos

De forma a realizar a averiguação dos efeitos dos harmónicos nos contadores de energia, foram utilizados dois aparelhos de medição, um digital e um eletromecânico, para, desta forma, ser possível aferir qual dos dois tipos possui maior imunidade a este problema de QEE. Neste capítulo irão ser descritos os aparelhos utilizados e as montagens realizadas.

6.1 O Contador Eletromecânico

O funcionamento do CEM baseia-se no princípio de indução de *Galileo Ferraris*, físico italiano responsável pela descoberta do campo magnético girante e princípio de funcionamento do motor de indução [94]. Atualmente, em novas instalações, este tipo de medidor de energia já não é utilizado, não devido aos erros nas suas medições, mas pelo facto de ser objeto de vários tipos de fraudes, prejudicando assim as empresas fornecedoras de energia elétrica.

6.1.1 Princípio de Funcionamento

O CEM pode ser facilmente comparado a um motor de indução. O movimento do disco é proporcional aos campos magnéticos criados pela tensão e corrente, que se encontram dispostos da forma exibida na figura 6.1.



Figura 6.1: Bobinas de corrente e tensão

Toda a corrente que a carga recebe irá atravessar a bobina de corrente. Esta, por sua vez, irá criar um campo magnético concordante com a lei de *Lorentz*. É constituída por poucas espiras e fio grosso, conforme observável na figura 6.1. A bobina de tensão é colocada em paralelo com a carga, ficando desta forma submetida à mesma tensão. A interação entre o campo magnético produzido pelos dois indutores, irá determinar a magnitude de correntes parasitas induzidas no disco, que por sua vez irá girar de forma proporcional a estas. A disposição das duas bobinas face à carga pode ser visualizada na figura 6.2. Cada uma das bobinas possui um núcleo de ferro laminado, que tal como

acontece nos transformadores, confina o circuito magnético diminuindo, desta forma, as perdas por correntes parasitas.

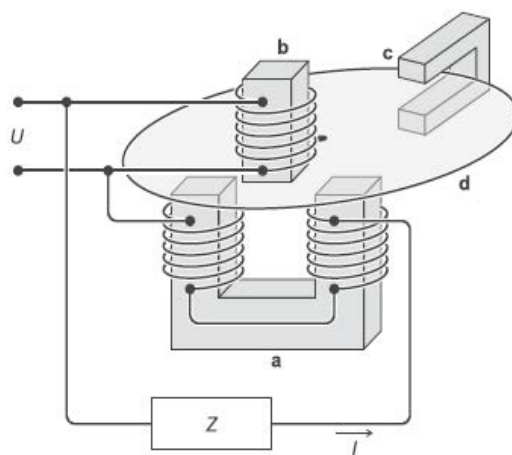


Figura 6.2: Esquemático representativo com bobinas e carga - retirado de [95].

Os campos magnéticos gerados quer numa bobina quer na outra, oscilam à frequência da rede e quando o fluxo dos campos gerados atravessa o disco, induzem correntes de *eddy* neste. O fluxo gerado pela bobina de tensão irá induzir uma dada corrente de *eddy* no disco. Esta irá depois interagir com o fluxo criado pela corrente que atravessa a bobina localizada na parte inferior do disco e a força resultante destas duas interações irá gerar um binário no disco proporcional à potência consumida pela carga naquele instante, fazendo-o desta forma girar.

Por sua vez, as rotações do disco irão fazer com que um sistema de engrenagens devidamente calibrado de acordo com o número de rotações por unidade de energia (constante de disco) seja acionado, sendo desta forma possível fazer a medição de potência consumida por unidade de tempo com exatidão. O elemento que se encontra assinalado com **C** na figura (6.2) é um ímã permanente que provoca um atraso no disco, ajustando desta forma o movimento do disco à energia consumida. A interação conjunta entre os fluxos e a ação do ímã irão então fazer com que o disco gire de uma forma proporcional à potência consumida.

Sendo os campos magnéticos gerados dependentes da carga que consome potência, é importante fazer a diferenciação entre os dois casos mais relevantes em baixa tensão: cargas resistivas e indutivas. Numa carga resistiva, os campos magnéticos gerados por corrente e tensão possuem um afastamento de 90° , devido à posição onde as respetivas bobinas se encontram, conforme ilustra a figura (6.3).

Numa carga resistiva (fator de potência unitário), a corrente que percorre a bobina de tensão encontra-se 90° atrasada em relação à corrente que percorre a bobina de corrente. Observando a figura 6.3 conclui-se que a intensidade máxima das correntes de *eddy* geradas pelo campo magnético B_c (bobina de corrente) ocorre nos tempos II e IV, da mesma forma que a intensidade máxima de correntes de *eddy* induzidas no disco pela bobina B_t (bobina de tensão) ocorre nos tempos I e III. A intensidade máxima de correntes induzidas no disco coincide com o valor máximo do campo magnético gerado (em módulo) pela bobina contrária à que a induziu.

Uma carga puramente indutiva, irá causar um atraso adicional na corrente de 90° , o que irá fazer com que os campos magnéticos gerados pelas duas bobinas estejam em fase. Como consequência,

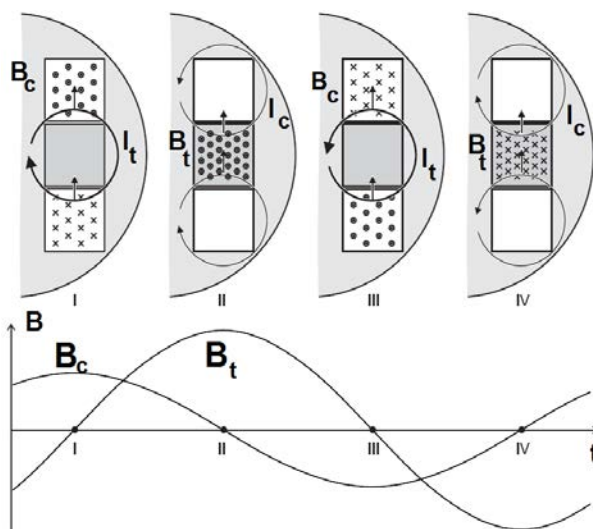


Figura 6.3: Representação em quartos de período da interação entre os campos gerados e as correntes de *eddy* - retirado e adaptado de [95].

as forças atuantes no disco ficam em equilíbrio. Isto não ocorre, porque quando os fluxos magnéticos estão em fase, o ímã permanente localizado na parte esquerda no condutor induz um binário no disco, o que irá provocar um desequilíbrio nas forças atuantes no disco, fazendo com que este gire de forma proporcional à potência consumida. Para além disto, é possível realizar um ajuste de carga indutiva através de dois parafusos localizados em cima dos dois ímanes permanentes.

6.1.2 Litígios mais Frequentes

Os CEM são alvo de vários tipos de fraude, entre as quais se podem destacar:

- disco preso: utilização de um objeto estranho ao aparelho para causar perturbações no normal movimento do disco de contagem;
- condutores desligados / ligação direta / ligação invertida: remoção ou troca de condutores de uma ou de todas as bobinas de contagem, impossibilitando desta forma o registo;
- funcionamento intermitente: manuseamento do contador de forma a controlar quando é que a energia é lida e quando não o é.
- manipulação do registador: alteração da quantidade de energia lida para valores menores do que os realmente lidos; manipulação das engrenagens de forma a que aquando da rotação do disco, este fique impossibilitado de fazer o registo corretamente [96]. Pode observar-se um plano sobre o sistema de engrenagens na figura (6.4)

6.2 Contadores Digitais

Devido aos avanços sentidos em áreas como sistemas embebidos, instrumentação e automação, é possível nos dias de hoje medir a energia elétrica de forma autónoma, com elevada facilidade de

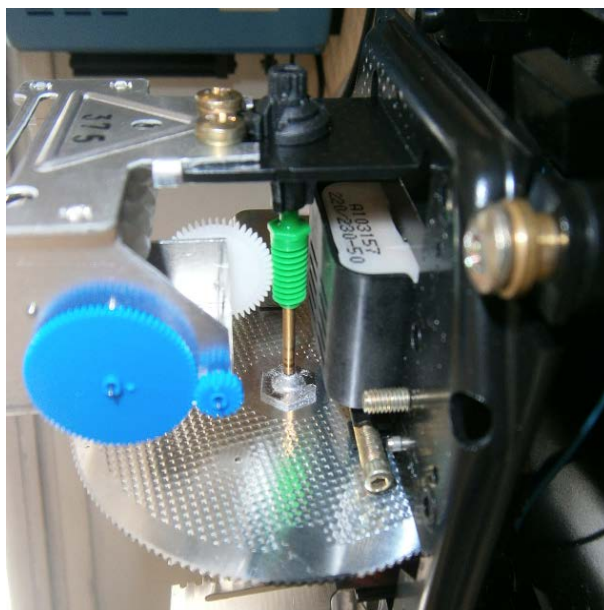


Figura 6.4: Sistema de engrenagens típico de um CEM.

aquisição e tratamento de dados, de forma fiável e segura. Se, por um lado, estes fatores foram determinantes para projetos como o *InovGrid*, por outro lado, a crescente preocupação pelo meio ambiente e formas de produzir energia elétrica de forma renovável, impulsionaram o desenvolvimento dos contadores digitais. Devido a isto, existem atualmente melhores aparelhos e com preços mais atrativos para as empresas distribuidoras / produtoras de energia elétrica. Estas, fazendo um tratamento de dados contínuo e estudando as necessidades do sistema elétrico a todo o momento, conseguem reduzir os custos de produção e maximizar os lucros que podem vir a obter. Este cenário não é alcançável com o uso de CEM, pois estes aparelhos não têm capacidade de armazenar dados em suporte digital sobre como é consumida a potência ao longo de um dado período. Com este tipo de aparelhos, para os TSO's, apenas é possível saber a quantidade de energia consumida ao longo de longos períodos (frequência típica das leituras - 6 a 12 vezes /ano), não fornecendo assim uma ideia da necessidade de consumo ao longo de um dia. É por isso imperativa uma mudança rápida do paradigma da medição de energia elétrica.

Os contadores digitais, de uma forma muito geral, consistem no seguinte: um transdutor de tensão e outro de corrente, um multiplicador e de seguida um integrador. Os transdutores de tensão e corrente irão converter as suas medições em sinais de ordem proporcional às grandezas medidas, o multiplicador e o integrador serão depois responsáveis pelo cálculo da energia consumida. Os processos realizados encontram-se ilustrados na figura 6.10

Nesta dissertação, foi utilizado um monitorizador de QEE da *Fluke* para a medição de energia, modelo 434 (figura (6.6)) que, de entre as várias capacidades que possui, se podem destacar as seguintes:

- Captura de ocorrência de problemas de QEE como subtensões, sobretensões, transitórios;
- Monitorização de QEE de acordo com as especificações da norma EN 50160-2001;

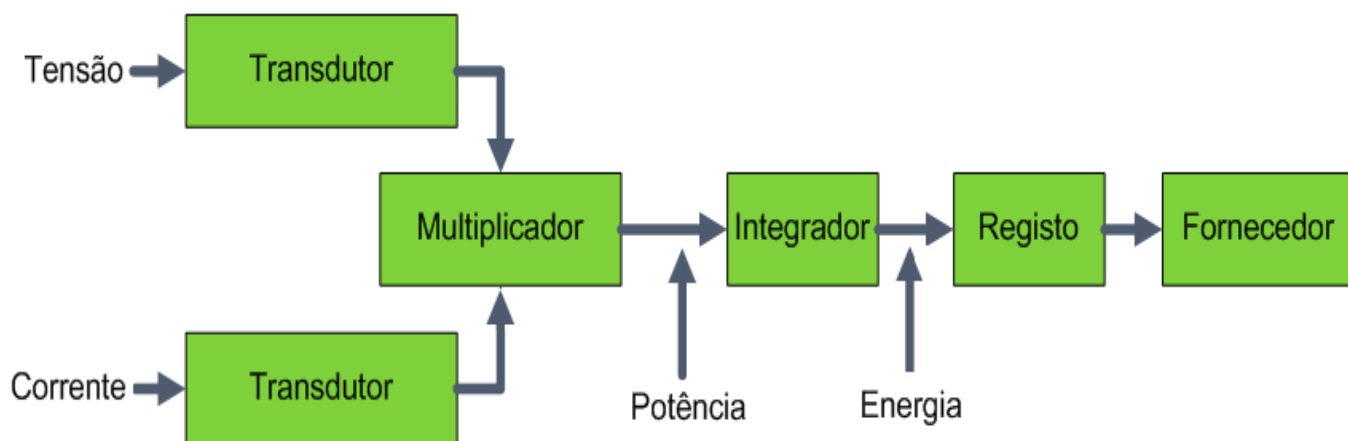


Figura 6.5: Decomposição em blocos do funcionamento de um contador digital, na sua forma mais elementar.

- Aparelho de acordo com o IEC 6100-4-30 (medição de harmônicos pares e ímpares até 50x a componente fundamental);



Figura 6.6: Fluke 434.

Quanto a especificações técnicas destacam-se as seguintes:

- 4 canais de tensão (50V a 500V de valor eficaz);
- 4 canais de corrente (1A a 400A de valor eficaz);
- 5 leituras por segundo;
- exibição das tendências de tensão, corrente e frequência ao longo do tempo de monitorização;
- 50 *slots* de memória com capacidade para guardar capturas de ecrã e medições efetuadas [97];

6.3 Sensor Utilizado

Para fazer a aferição da energia consumida, foi necessária a instalação de um sensor que fosse capaz de registar o número de revoluções do disco, com precisão. Utilizando apenas o registador isto seria impossível, pois o sistema apenas está desenvolvido para fazer medição de energia de maior escala, da ordem dos *kWh*. As medições que serão efetuadas serão, normalmente, de menor valor, uma vez que grande parte dos aparelhos sujeitos a teste são de baixa potência. O sensor terá que possuir as seguintes características:

- Não interferir com a rotação do disco, mecanicamente;
- Não criar qualquer tipo de campos "parasitas", que possam eventualmente interferir com o normal funcionamento do CEM;
- Ser capaz de efetuar a medição a alguma distância, sem alterar o disco - (não ter de recorrer a perfurações para não por em causa o bom funcionamento do aparelho).

Posto isto, foi escolhido um sensor IV, o *TCRT5000*, por demonstrar ser a alternativa com melhor preço, facilidade de montagem e fiabilidade. O sensor já contém um transístor no interior do encapsulamento e par emissor - recetor de infravermelhos.

Tirando partido da marca de rotação que o disco já contém de origem, conforme é possível ver na figura (6.7), foi desenvolvido código para a *interface* entre disco e o sensor utilizando a plataforma *arduino uno + ethernet shield*. Na figura (6.8) é apresentado o circuito montado em *veroboard*.

Depois de analisada a marca, foi necessário realizar testes para verificar que valores o Analog to Digital Converter (ADC) tomava quando detetava esta. Tipicamente, os valores variavam entre os 400 - 800 - (devido à porosidade existente na parte lateral do disco) e quando a marca atravessa o sensor os valores oscilam entre (920 - 960). Sendo a diferença considerável, não é necessário aplicar amplificação adicional. O sensor tem de ficar colocado o mais próximo possível do disco, mas sem tocar nele. Sendo a posição frontal do disco vulnerável a contactos involuntários, o lado esquerdo do disco ocupado pelos ímanes permanentes e parafusos para ajuste de carga indutiva, o lado direito parece ser a opção mais viável, conforme é possível observar na figura 6.9.

O ADC do *arduino uno* tem cerca de 10 bits, significa isto que o valor de fim de escala é de $1023 \rightarrow 2^{10} = 1024$, *logo*(0a1023) bits. Sempre que o valor lido for superior a 910, significa que a marca está a atravessar a zona controlada pelo sensor. Depois, será necessário recorrer a uma *flag* auxiliar, pois quando o sensor detetar a marca, tem de esperar que esta desapareça até a poder "detetar" de novo. Assim que a rotação for concluída, o valor do número de rotações é incrementado e de seguida comparado com a constante de disco (720). Caso isso aconteça, o valor de *kWh* é também

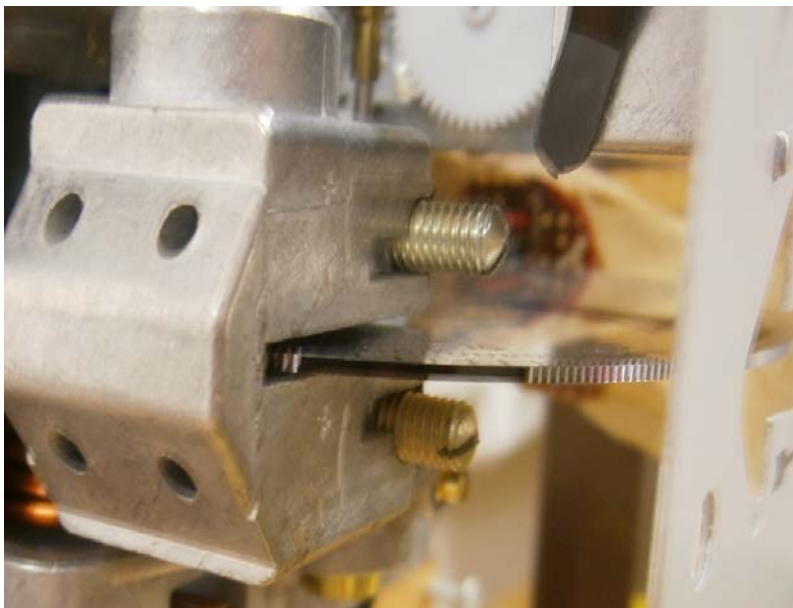


Figura 6.7: Marca detetada pelo sensor instalado.

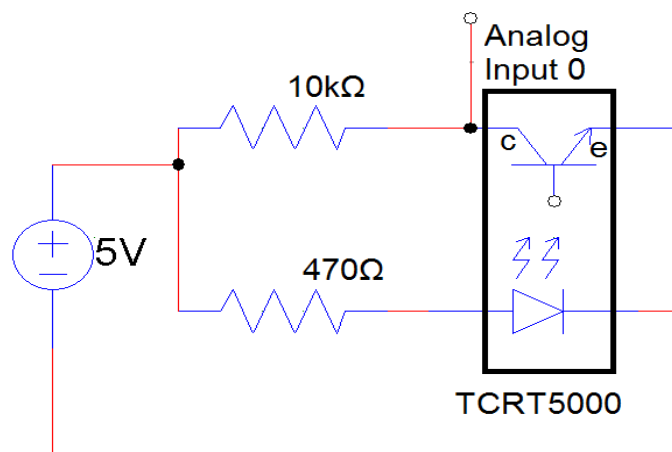


Figura 6.8: Esquemático da montagem realizada.

incrementado e o número de rotações colocado a 0. O programa pode ser sintetizado recorrendo a um fluxograma, conforme é apresentado na figura 6.10.

De acordo com o fluxograma contido na figura (6.10), é observável que, numa primeira fase, são configuradas as entradas e saídas (E/S) digitais, a porta série - sendo desta forma possível a comunicação com o utilizador e configuração do cartão SD - criação do ficheiro "REGISTO" e feito o respetivo teste à abertura do mesmo. De seguida, irão ser lidas as entradas analógicas 0 e 1 e posteriormente, as comparações necessárias: a primeira deteta a marca de rotação do disco, isto é, se os valores lidos são superiores a 910. Se esse for o caso, o valor da variável "rot" é incrementado.

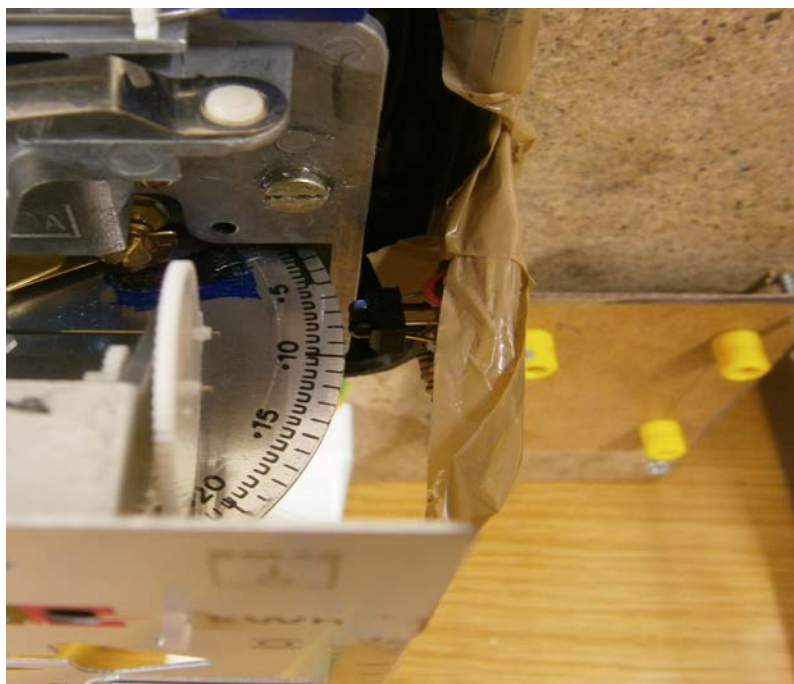


Figura 6.9: Montagem final com sensor e microcontrolador.

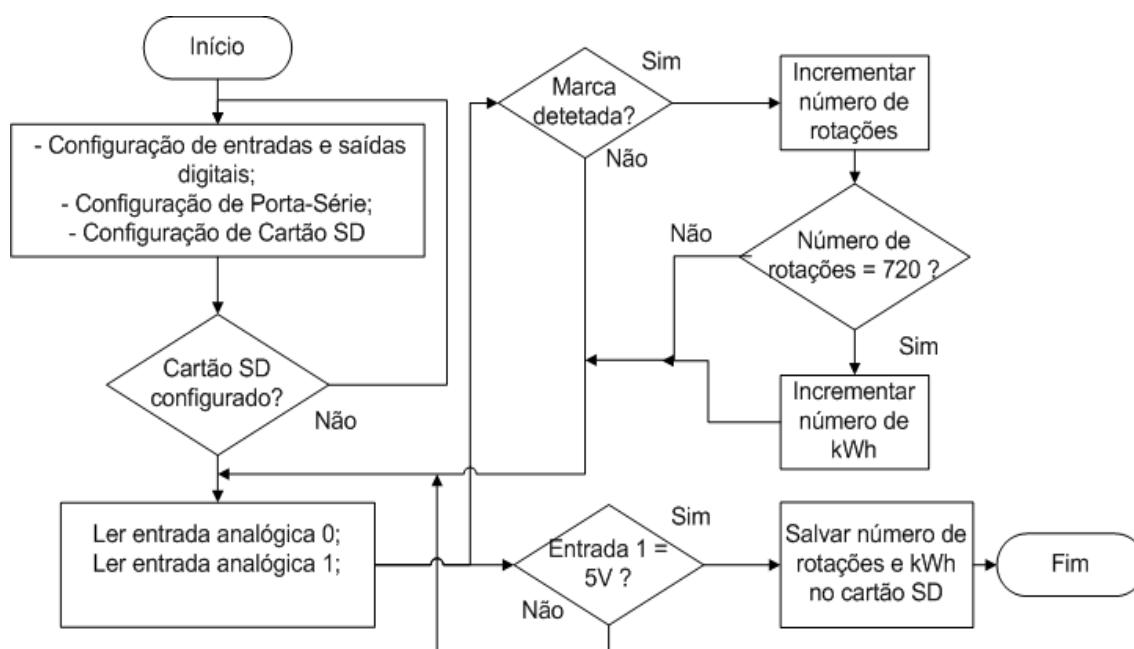


Figura 6.10: Fluxograma explicativo referente ao código utilizado.

Quando este for igual à constante do contador (720), o número de kWh será incrementado e o número de rotações irá ter novamente o seu valor inicial - 0.

Quando se pretender terminar a medição, apenas é necessário ligar a entrada analógica 1 a 5V, pois desta forma, o valor lido pelo ADC será 1023 (valor fim de escala). Quando isto acontece, o estado atual da contagem é guardada no cartão SD: número de rotações e número de kWh . Isto é possível porque para uma maior comodidade e simplicidade, foi introduzida uma *ethernet shield* - existiam duas possibilidades para guardar de forma não volátil: *Electrically - Erasable Programmable Read-Only Memory (EEPROM)* ou suporte de armazenamento de dados amovível, que para esta plataforma de *Hardware* é realizável recorrendo a um cartão *MicroSD*. Para além disso, a (EEPROM) tem uma duração limitada e não pode ser substituída por uma nova, ao contrário do cartão *MicroSD*. A somar a estas vantagens, para efetuar a leitura das rotações, é necessário apenas retirar o cartão da placa, ler os dados, apagar o ficheiro criado e, de seguida, voltar a inserir o cartão na placa, sem recurso a ligações adicionais ao computador. Quando se pretende salvar o estado atual da contagem no cartão, é necessário apenas ligar o valor do *analog pin 1* a 5V e, desta forma, o valor de rotações e kWh é guardado num ficheiro de texto com o nome "REGISTO", no cartão de memória.

Tendo em conta todos estes fatores, foi desenvolvido o código em linguagem C que se encontra no capítulo *Anexos - Anexo A* e a seguinte montagem efetuada (figura 6.11).

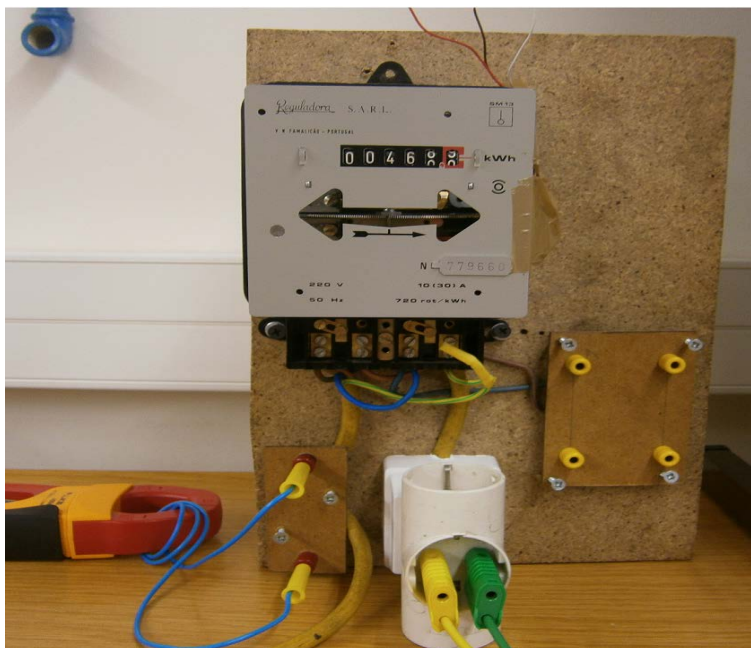


Figura 6.11: Montagem final com sensor e saídas para microcontrolador.

7 Medições Efetuadas

Neste capítulo irão ser descritas as medições realizadas bem como uma breve discussão sobre os resultados obtidos nos dois aparelhos utilizados. Irá ser feita uma comparação entre o contador eletromecânico e o aparelho digital em todos os casos, bem como possíveis causas para uma provável diferença entre os dois. Relativamente aos tempos de medição, estes poderão variar entre o CEM e o Analisador de Qualidade de Energia (AQE), pois ambos os aparelhos apresentam limitações. No caso do CEM, o tempo de medição só é parado quando este completa uma rotação, minimizando-se assim o erro humano inerente à leitura dos números contidos no disco. Relativamente ao AQE, numa primeira fase, a aferição de potências só é parada quando este acabar de mudar para um valor superior. Exemplo: no caso de se pretender fazer uma simulação de 12 min, no momento de paragem da simulação a energia consumida é de 10 Wh. Como não é possível saber se, num dado momento a energia é de 10,15 ou 10,985, a medição só é parada assim que ocorrer um incremento no valor, ou seja, quando o valor registado for 11 Wh, minimizando-se, deste modo, o erro sistemático. Numa segunda fase foi utilizado o *Fluke 435* que já possibilita leituras de energia em *Wh* à décima. No entanto, foi adotado o mesmo procedimento.

7.1 Ensaio com Carga Resistiva

Em primeiro lugar será realizado um ensaio para testar a exatidão dos dois aparelhos. As condições a que os dois irão estar submetidos são praticamente as mesmas, e o circuito não irá sofrer alterações. Consiste apenas em dois reóstatos ligados em série, conforme apresentado na figura 7.1. Para o caso do CEM, irá ser contado o número de rotações ao fim de um intervalo de tempo.

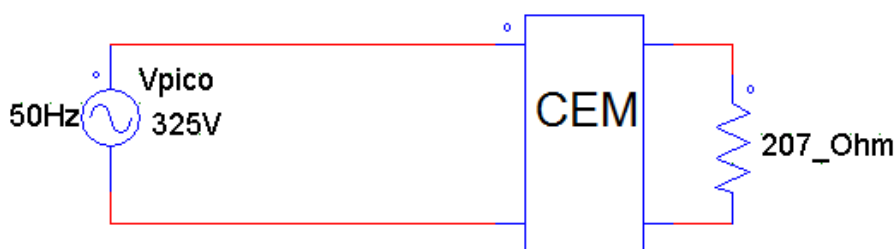


Figura 7.1: Circuito utilizado para ensaio resistivo.

7.1.1 Ensaio com Carga Resistiva - CEM

A forma de onda da tensão da rede no momento em que o teste foi realizado e a correspondente análise espectral na figura são apresentadas na figura (7.2). O valor medido da série de reóstatos foi de 207Ω , o valor de tensão $225,8V$. O CEM completou 10 rotações em 3 min e 22 seg, o que perfaz um total de:

$$\frac{22}{60} \text{seg} = 0,3667 \text{ min} \text{ e } \frac{3,3667}{60} \text{ min} = 0,0561 \text{ horas} \quad (7.1)$$

Com estes parâmetros, o valor teórico da energia seria de:

$$W = UI \cos(\theta) \Delta t \Leftrightarrow P = \frac{225,8^2}{207} \cdot 0,0561 = 13,821 \text{ Wh} \quad (7.2)$$

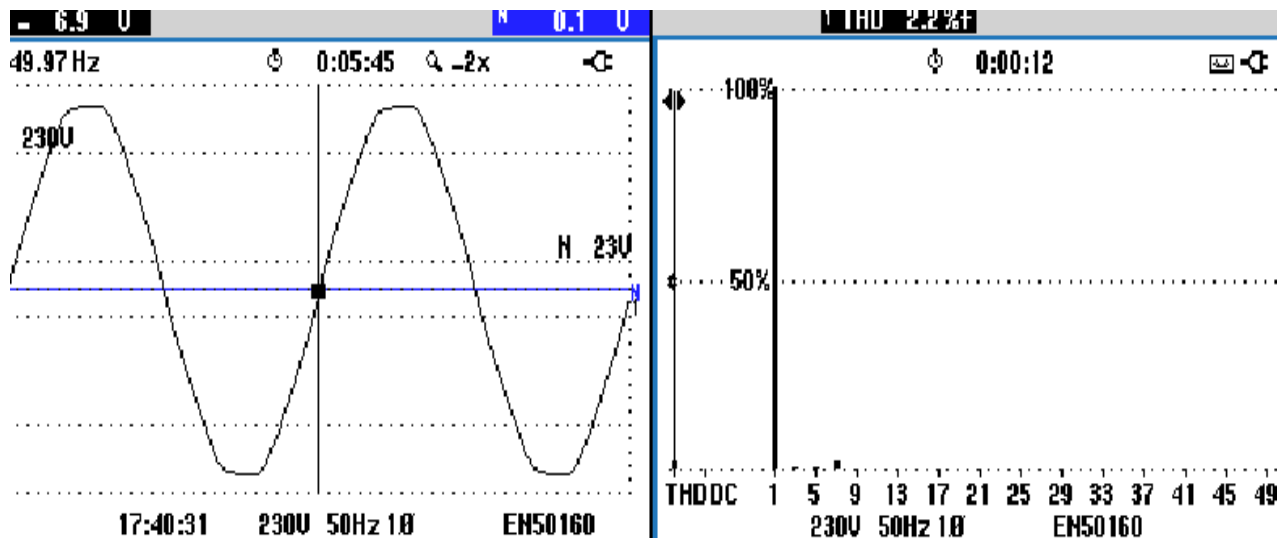


Figura 7.2: Forma de onda da tensão e espectro obtido ($THD_u = 2,2\%$) no final do ensaio com carga resistiva do CEM.

Sabendo que a constante de disco é $720\text{rot}/kWh$ tem-se que:

$$\frac{10\text{rot} \cdot 1000 \text{ W}}{720 \text{ rot}} = 13,889 \text{ Wh} \quad (7.3)$$

O que representa em relação ao valor teórico:

$$\frac{13,821}{13,889} = 99,51\% \quad (7.4)$$

E sabendo que a % de exatidão é expressa como :

$$\% = \frac{\text{Valor Medido} - \text{Valor Real}}{\text{Valor Real}} \cdot 100\% \Leftrightarrow \frac{13,889 - 13,821}{13,821} \cdot 100\% = 0,49\% \quad (7.5)$$

7.1.2 Ensaio com Carga Resistiva - AQE

Relativamente ao ensaio com carga resistiva realizado ao AQE, foi seguida a topologia representada na figura (7.1) e os parâmetros foram semelhantes. A duração do ensaio foi de 3 min e 15 seg o que perfaz um total de:

$$\frac{15}{60} \text{ seg} = 0,25\text{min} \Rightarrow \frac{3,25}{60} \text{ horas} = 0,05412 \text{ horas} \quad (7.6)$$

O valor teórico esperado com $R = 214\Omega$ e $U_{Rede} = 225,2V$ seria de:

$$W = UI\cos(\theta)\Delta t \Leftrightarrow P = \frac{225,2^2}{214} \cdot 0,05412 = 12,827 \text{ Wh} \quad (7.7)$$

O total lido pelo AQE foi de $13Wh$ o que resulta em:

$$\frac{13 - 12,827}{13} \cdot 100\% = 1,331\% \quad (7.8)$$

Em relação ao valor teórico representa um total de:

$$\frac{12,827}{13} = 98,669\% \quad (7.9)$$

Como se pode observar, comparando as equações 7.4 e 7.9, a diferença em relação ao valor real foi superior no AQE. Isto não significa que o aparelho apresente maior erro de medição. O reóstato consome, ainda que uma pequena parte, de energia reativa que não está ao alcance do CEM, pois não se encontra concebido para tal. Devido às funcionalidades que o aparelho utilizado possui, é possível saber qual o valor de energia reativa consumida durante os 3 min e 15 seg do ensaio. Este valor foi de 7 VArh .

7.2 Ensaio com Motor de Baixa Potência

Grande parte dos CEM encontram-se no setor residencial, sendo por isso importante aferir aparelhos de uso doméstico que provoquem correntes distorcidas. Em primeiro lugar irá ser testada uma ventoinha elétrica de pequena dimensão, com cerca de 50W de potência nominal. O aparelho em questão possui 3 velocidades distintas. Conforme referido no capítulo (??), a velocidade que irá apresentar maior distorção na corrente será a mínima, sendo por esta razão a escolhida. A forma de onda da tensão e corrente, bem como correspondente espectro, são apresentados nas figuras (7.3 e 7.4), respetivamente.

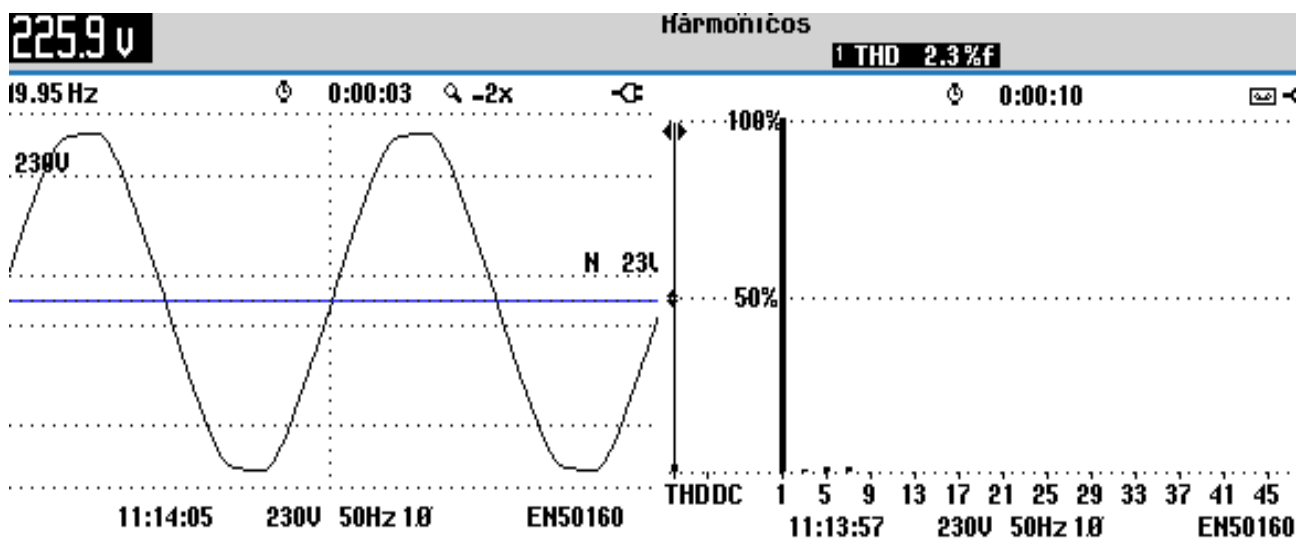


Figura 7.3: Forma de onda da tensão e correspondente representação espectral da ventoinha utilizada.

Efetuada agora a comparação entre valores obtidos pelos dois aparelhos tem-se, em primeiro lugar para o CEM, sabendo que este completou 9 rotações em 22 : 52 : 5:

$$720 \text{ rot} \Rightarrow 1000 \text{ Wh logo} : \frac{9.1000}{720} = 12,5 \text{ Wh} \quad (7.10)$$

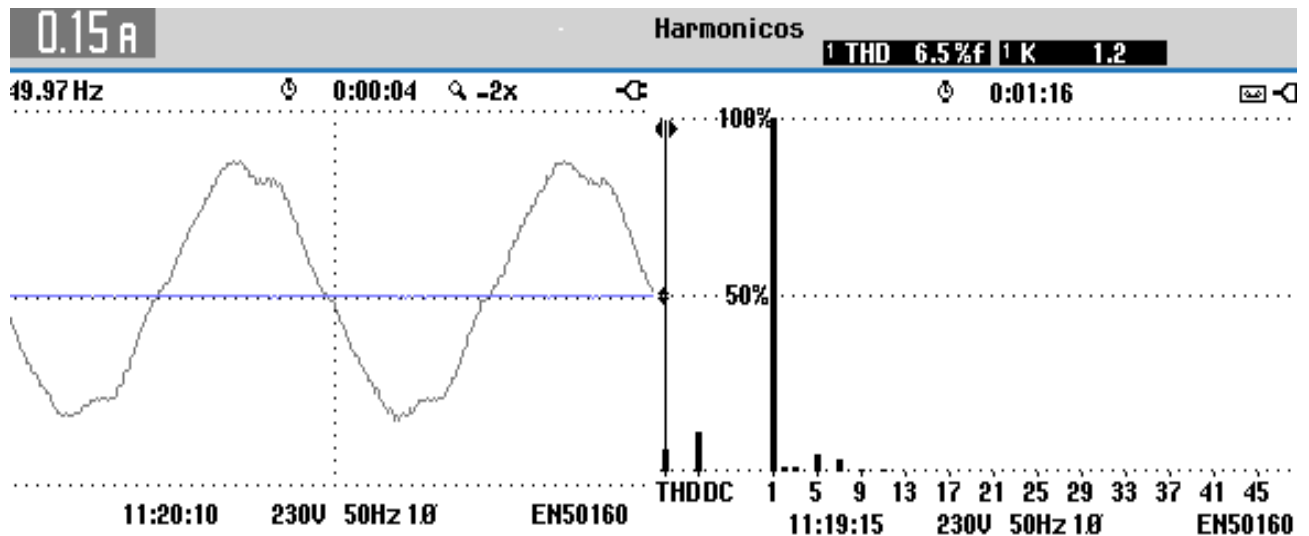


Figura 7.4: Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral da ventoinha utilizada.

O valor teórico, comparando com o CEM é dado por:

$$\frac{52,5}{60} \text{ min} = 0,875 \text{ min} \text{ e } \frac{22,875}{60} \text{ horas} = 0,3813 \text{ horas} \quad (7.11)$$

Fica então:

$$W = UI \cos(\theta) \Delta t \Leftrightarrow P = 225,9.0,15.0,92.0,3813 = 11,89 \text{ Wh} \quad (7.12)$$

Efetuando a comparação entre valor teórico e o CEM:

$$\frac{12,5 - 11,89}{11,89} \cdot 100\% = 5,13 \text{ \%} \quad (7.13)$$

O AQE registou um total de 11Wh e 5VArh. Comparando o valor de potência ativa registado pelos dois aparelhos:

$$\frac{12,5 - 11}{11} \cdot 100\% = 13,64\% \quad (7.14)$$

O que constitui uma diferença bastante considerável, mesmo sendo um aparelho de pequena potência.

7.3 Ensaio com CFL com e sem intermitência

Sendo o uso de lâmpadas CFL cada vez mais comum, é importante testar o comportamento do CEM com este tipo de cargas. A plataforma de testes é apresentada na figura 7.5. Numa primeira situação, irão ser testadas 2 lâmpadas deste tipo, uma de qualidade (esquerda) e outra de baixa qualidade (direita). Com as mesmas duas lâmpadas, foram realizados dois testes, um com intermitência e outro sem, aplicados na lâmpada de menor custo nos dois casos.

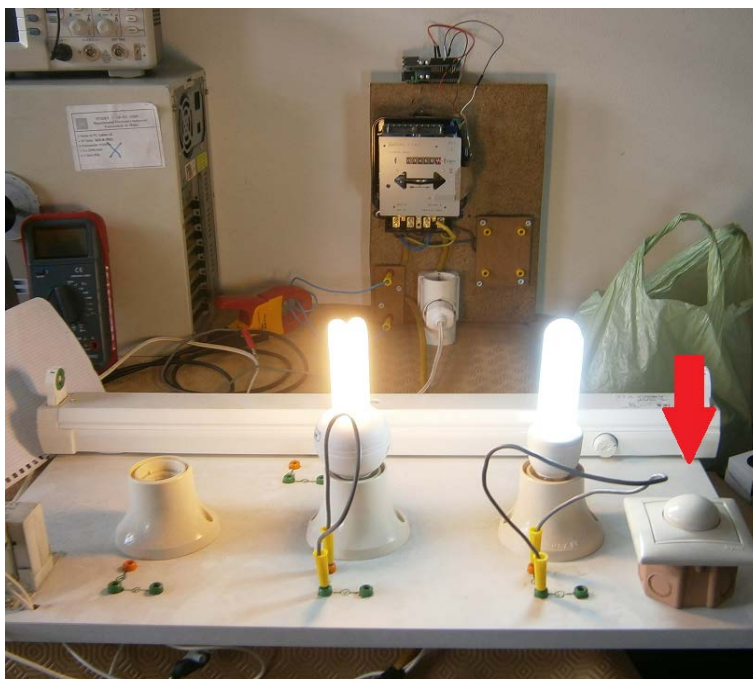


Figura 7.5: Plataforma de testes das CFL .

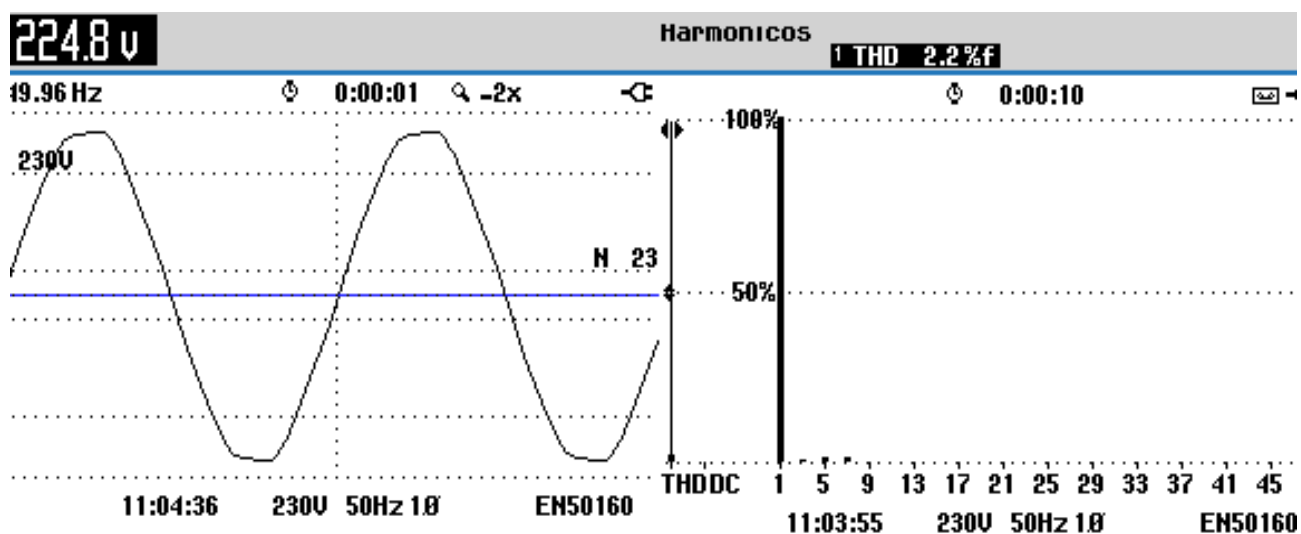


Figura 7.6: Forma de onda da tensão e correspondente representação espectral antes do início do teste com CFL.

A forma de onda e espectros da tensão antes do início do teste encontram-se na figura (7.6).

O AQE registou 13Wh em cerca de 42 min e 19 seg, enquanto que o CEM realizou 12 rotações

em 44 min e 08 seg. Convertendo tudo para minutos:

$$\frac{19}{60} \text{ seg} = 0,3167 \text{ min} \quad e \quad \frac{8}{60} \text{ seg} = 0,1333 \text{ min} \quad (7.15)$$

E por fim, para horas:

$$\frac{42}{60} \text{ min} = 0,7053 \text{ h} \quad e \quad \frac{44}{60} \text{ min} = 0,7356 \text{ h} \quad (7.16)$$

Determinando em primeiro lugar o consumo do CEM:

$$\frac{12 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 16,67 \text{ Wh} \quad (7.17)$$

Fazendo a aproximação do consumo do CEM para o consumo do AQE:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,7053 \cdot 16,67}{0,7536} = 15,98 \text{ Wh} \quad (7.18)$$

Comparando agora os dois aparelhos de medida:

$$\frac{15,98 - 13}{13} = 22,92 \% \quad (7.19)$$

O que representa um erro considerável. Tal como na situação anterior, o CEM regista valores bastante superiores aos considerados verdadeiros (registados pelo AQE). Enquanto que na situação anterior a distorção provocada pela ventoinha na corrente era de 6,5 % (figura 7.4), nesta situação a distorção é bastante superior, conforme é possível observar na figura 7.7.

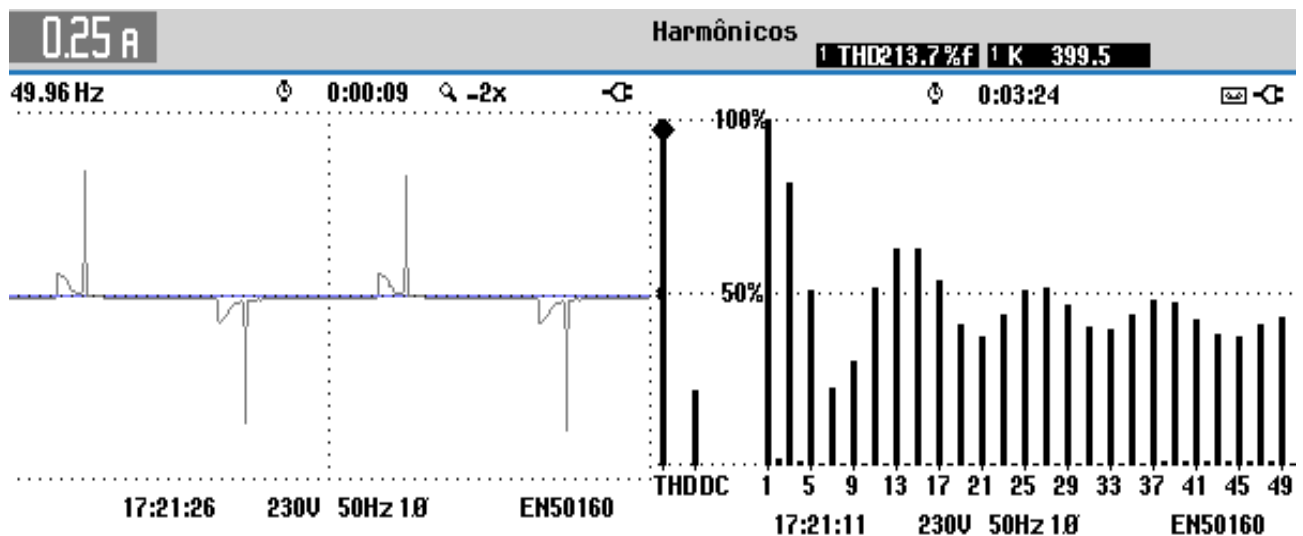


Figura 7.7: Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral no final do teste com CFL $THD_i = 213,7 \%$.

Até ao momento, apenas foi testado o comportamento do CEM quando sujeito a distorção a cargas não lineares e com elevada distorção na corrente. Irá agora ser criada uma situação onde existam

harmônicos pares e ímpares, para, desta forma, aferir se estes têm influência ou não no funcionamento do CEM, recorrendo a um regulador de intensidade / interruptor que a plataforma de testes possui, conforme assinalado na figura (7.5) por uma seta vermelha. O espectro na corrente resultante é o apresentado na figura (7.8).

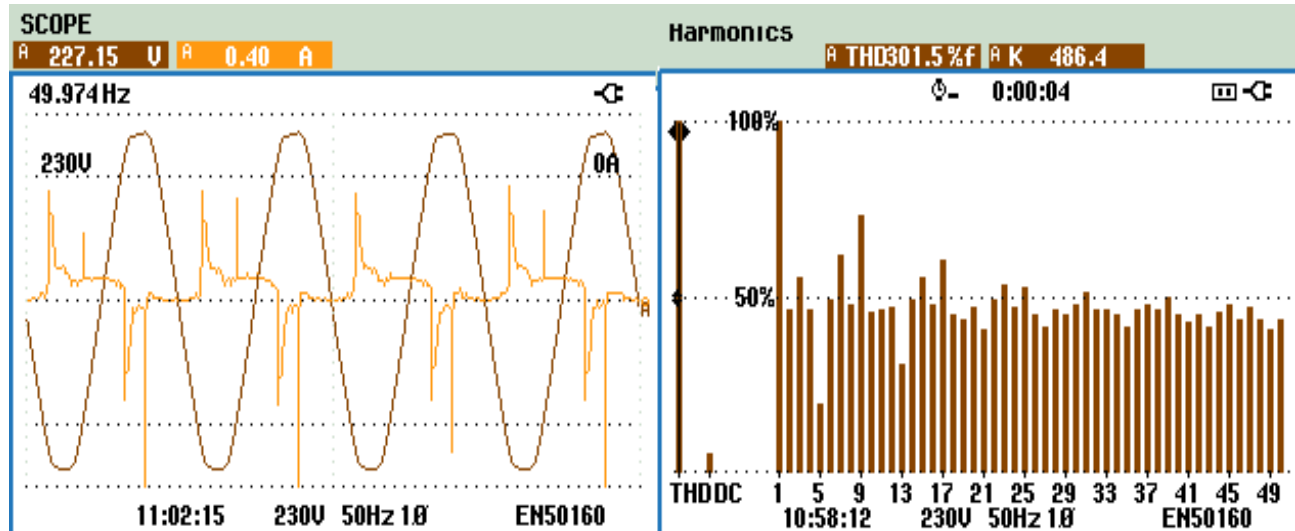


Figura 7.8: Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral no final do teste com intermitência $THD_i = 301,5 \%$.

Nesta situação, o AQE efetuou a seguinte leitura: $10,9Wh$ e $1,3VArh$ durante 34 min e 42 seg. Por sua vez, o CEM realizou 8 rotações durante 39 min e 7,6 seg. Convertendo em primeiro lugar para minutos os segundos:

$$\frac{42}{60} \text{ seg} = 0,7 \text{ min} \quad e \quad \frac{7,6}{60} \text{ seg} = 0,1267 \text{ min} \quad (7.20)$$

E tal como realizado anteriormente, passando agora para horas:

$$\frac{34}{60} \text{ min} = 0,5783 \text{ h} \quad e \quad \frac{39}{60} \text{ min} = 0,6521 \text{ h} \quad (7.21)$$

Calculando o consumo do CEM:

$$\frac{8 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 11,11 \text{ Wh} \quad (7.22)$$

Aproximando o consumo do CEM ao do AQE:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,5783 \cdot 11,11}{0,6521} = 9,853 \text{ Wh} \quad (7.23)$$

E a conseqüente comparação:

$$\frac{9,853 - 10,9}{10,9} = -9,60 \% \quad (7.24)$$

7.4 Ensaio com Lâmpada LED + CFL

Sendo este tipo de iluminação cada vez mais popular devido essencialmente aos seus baixos consumos, pode tornar-se tão comum no setor residencial como as CFL, dentro de alguns anos. No entanto, tal como as CFL, trata-se de cargas não lineares e o seu espectro pode ser comparado na figura (7.9). Na figura (7.10) é apresentado o espectro das duas lâmpadas ligadas simultaneamente.

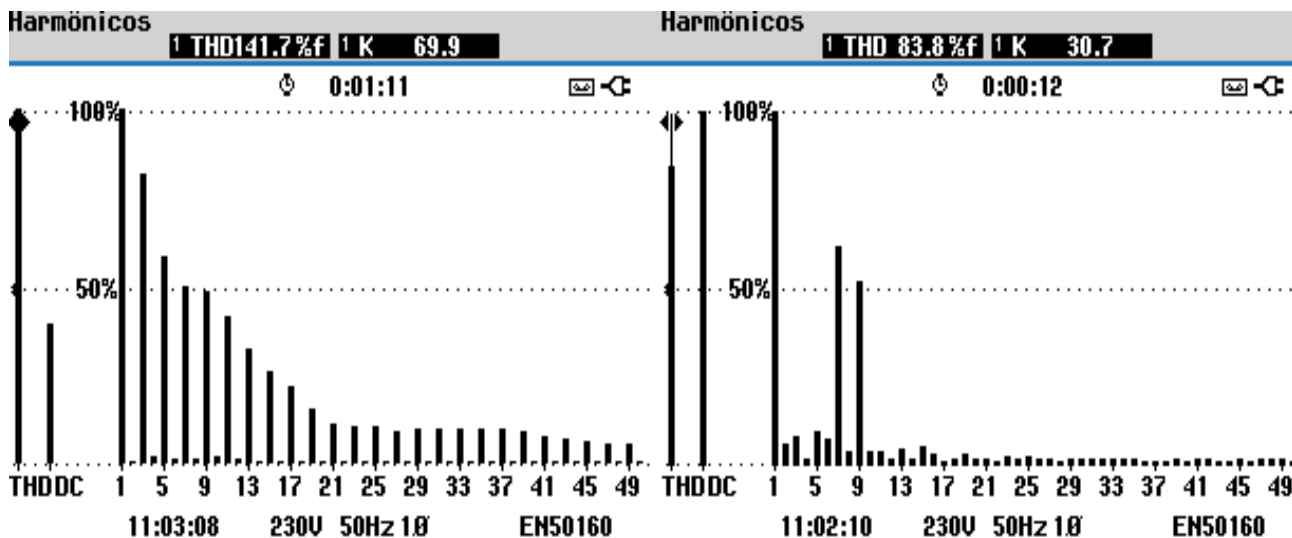


Figura 7.9: Representação espectral obtida a partir das formas de onda da corrente numa lâmpada CFL (esq.) e LED (dir.)

Durante a realização deste ensaio, o AQE leu $8Wh$ e $5VArh$, durante 48 min e 52 seg, enquanto que o CEM efetuou 5 rotações em 46 min e 6 segundos. Convertendo os tempos para a mesma base:

$$\frac{52}{60} \text{ seg} = 0,8667 \text{ min} \quad e \quad \frac{6}{60} \text{ min} = 0,105 \quad (7.25)$$

$$\frac{48}{60} \text{ min} = 0,8144 \text{ h} \quad e \quad \frac{46}{60} \text{ min} = 0,7684 \text{ h} \quad (7.26)$$

Convertendo as rotações em energia consumida:

$$\frac{5 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 6,944 \text{ Wh} \quad (7.27)$$

Fazendo de novo a aproximação dos tempos:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,8144 \cdot 6,944}{0,7684} = 7,36 \text{ Wh} \quad (7.28)$$

O que origina uma diferença de:

$$\frac{7,36 - 8}{8} = -8\% \quad (7.29)$$

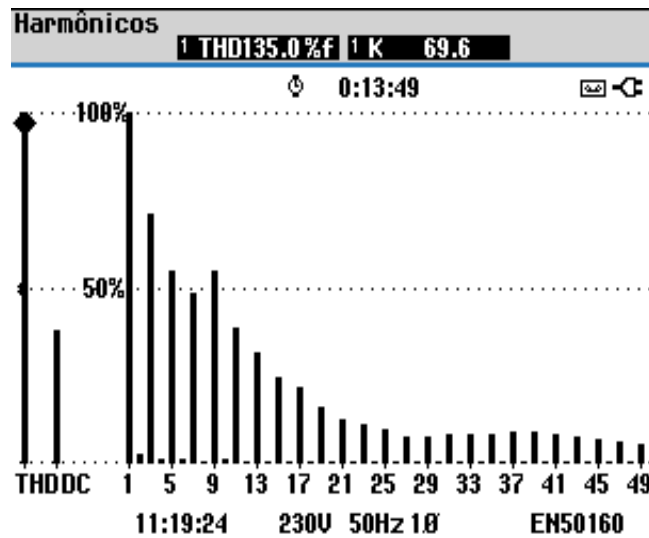


Figura 7.10: Representação espectral obtida a partir das formas de onda das correntes em lâmpadas CFL e LED, simultaneamente.

7.5 Ensaio com Computador Portátil

Sendo atualmente um aparelho cada vez mais comum, não só em vários setores industriais como também no setor residencial, é uma carga não linear que interessa também aferir. A forma de onda da corrente e o espectro são apresentados na figura 7.11.

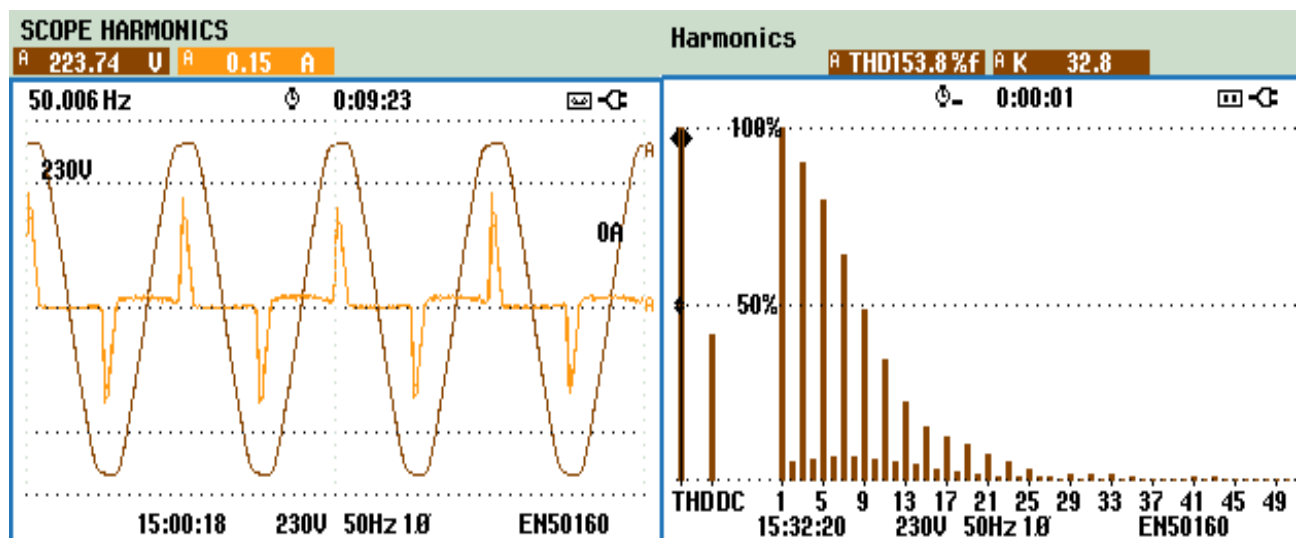


Figura 7.11: Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral do computador pessoal aferido $THD_i = 153,8 \%$.

O AQE registou 4,8Wh e 1,3VArh durante 16 min e 6 seg e o CEM efetuou 5 rotações durante

7.6 Ensaios com Monitores de Computador de Secretária Carlos Frederico Pereira

20 min e 29 seg. Nas duas situações, o uso foi semelhante e a bateria encontrava-se inserida no portátil, embora completamente carregada. Repetindo os cálculos anteriormente efetuados:

$$\frac{6}{60} \text{ seg} = 0,1 \text{ min} \text{ e } \frac{29}{60} \text{ seg} = 0,4833 \text{ min} \quad (7.30)$$

$$\frac{16}{60} \text{ min} = 0,2683 \text{ h} \text{ e } \frac{20}{60} \text{ min} = 0,3414 \text{ h} \quad (7.31)$$

E a energia lida pelo CEM:

$$\frac{5 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 6,944 \text{ Wh} \quad (7.32)$$

Realizando a comparação com a mesma base de tempo:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,2683 \cdot 6,944}{0,3414} = 5,457 \text{ Wh} \quad (7.33)$$

Comparando com o AQE:

$$\frac{6,944 - 5,457}{5,457} = 27,24 \% \quad (7.34)$$

O computador foi usado de forma semelhante nas duas situações, embora a diferença seja grande, existem sempre processos que decorrem num computador sem a intervenção do utilizador que podem levar a um aumento ou diminuição no consumo de energia. No entanto, esta diferença não pode apenas ser atribuída a esse fator, pois é demasiado elevada.

7.6 Ensaios com Monitores de Computador de Secretária

Sendo este um objeto comum em habitações, irão ser aferidos 3 tipos de monitores. Um mais comum, tipo TFT, outro mais antigo CRT e outro mais recente (LED). Todos eles são de marcas e eras diferentes e, por essa razão, deverão ter espectros diferentes.

7.6.1 Monitor TFT

O primeiro monitor a ser testado foi do tipo TFT e o seu espectro e forma de corrente é o apresentado na figura (7.12).

Foram novamente utilizados os dois aparelhos para efetuar a comparação e os valores obtidos são os seguintes: AQE - 14,4Wh em 20 min e 59 seg ; CEM - 11 rotações em 21 min e 42 seg. Realizando os cálculos habituais:

$$\frac{59}{60} \text{ seg} = 0,9833 \text{ min} \text{ e } \frac{42}{60} \text{ seg} = 0,7 \text{ min} \quad (7.35)$$

$$\frac{20}{60} \text{ min} = 0,3497 \text{ h} \text{ e } \frac{21}{60} \text{ min} = 0,3617 \text{ h} \quad (7.36)$$

Valor de potência aferido pelo CEM:

$$\frac{11 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 15,28 \text{ Wh} \quad (7.37)$$

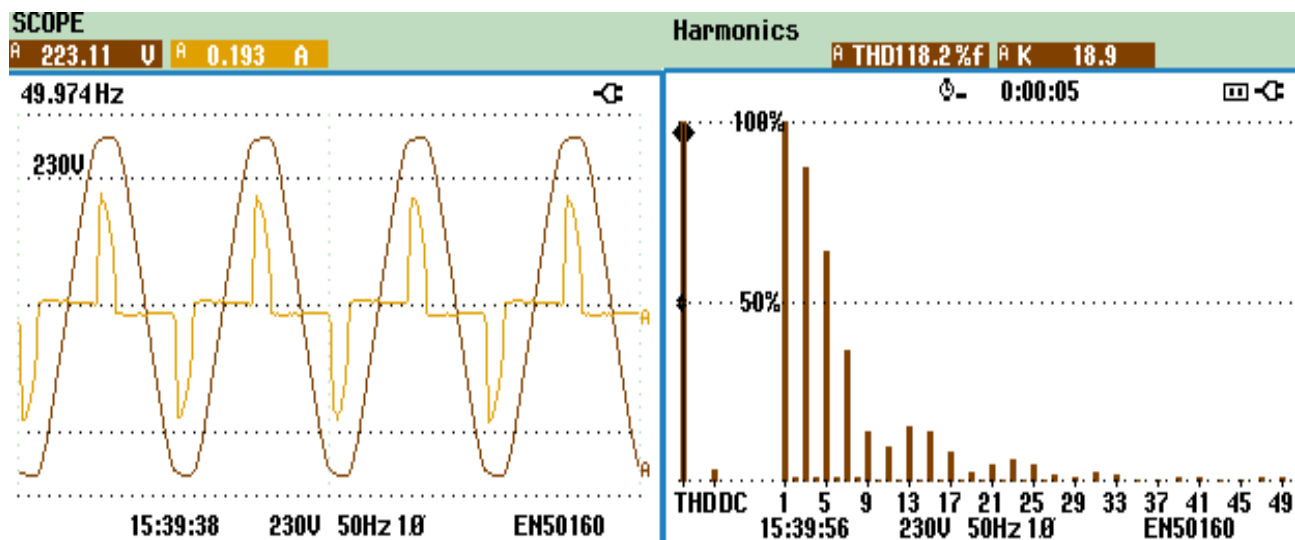


Figura 7.12: Forma de onda da corrente e correspondente representação espectral do monitor TFT com $THD_i = 118,2 \%$.

Aproximando:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,3497.15,28}{0,3617} = 14,77 \text{ Wh} \quad (7.38)$$

O que resulta em:

$$\frac{14,77 - 14,4}{14,4} = 2,569 \% \quad (7.39)$$

O que representa uma diferença considerável, pois trata-se de um aparelho de pequena potência. Apesar de as energias em jogo serem de forma geral, de pequena ordem, o erro desta medição foi relativamente baixo quando comparado com os restantes, ainda que a carga possua características semelhantes a outras anteriormente aferidas. No entanto, comparando com o ensaio com carga resistiva realizado em 7.1, o erro é bastante superior quando estão em jogo correntes distorcidas, conforme é o caso.

7.6.2 Monitor CRT

Este tipo de monitores ainda está presente, porém, são situações cada vez menos comuns devido ao avanço da tecnologia LED - consumos, tamanho e peso inferiores são as principais vantagens. A figura 7.13 apresenta as formas de onda da tensão, corrente e corresponde espectro no domínio das frequências do aparelho aferido. Os consumos registados foram os seguintes: AQE: 16,4Wh e 4,7VArh durante 27 min e 30 seg ; CEM: 16 rotações no mesmo tempo.

$$\frac{30}{60} \text{ seg} = 0,5 \text{ min} \quad (7.40)$$

$$\frac{27}{60} \text{ min} = 0,4583 \text{ h} \quad (7.41)$$

7.6 Ensaios com Monitores de Computador de Secretária Carlos Frederico Pereira

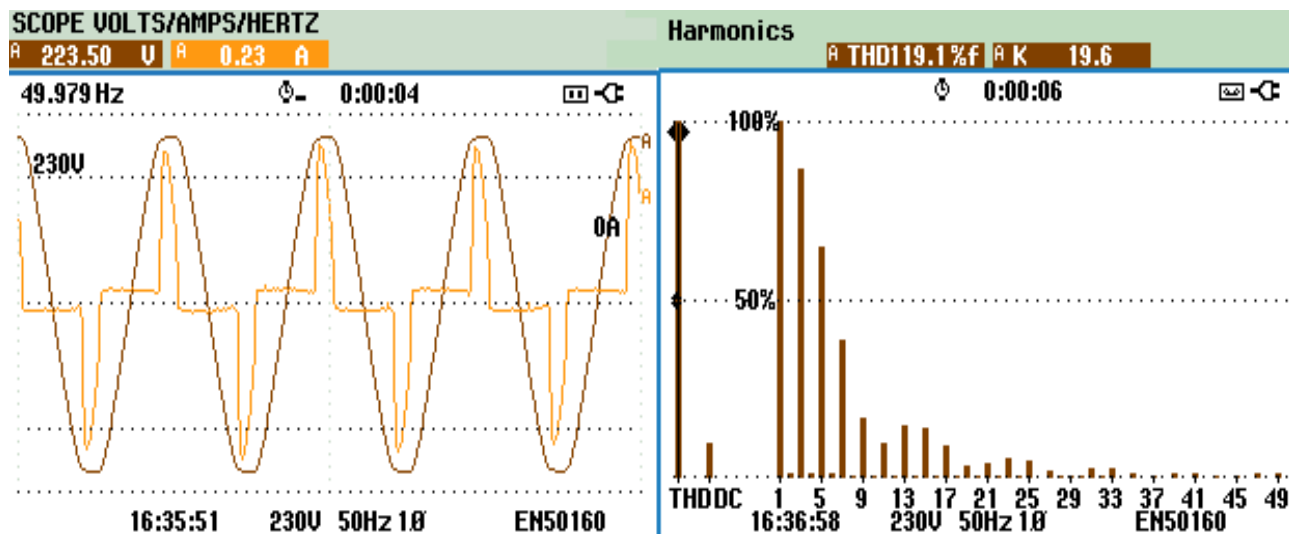


Figura 7.13: Tensão, corrente (esq.) e representação espectral (dir.) obtida a partir da forma de onda da corrente de um ecrã CRT ($THD_i = 119,1\%$).

A energia consumida durante 0,4583h foi de:

$$\frac{16 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 22,22 \text{ Wh} \quad (7.42)$$

O que resulta em:

$$\frac{22,22 - 16,4}{16,4} = 35,48 \% \quad (7.43)$$

7.6.3 Monitor LED

Representando este a tecnologia mais recente, configura-se como o caso mais interessante. Os valores obtidos foram os seguintes: AQE : 6,6Wh e 3,3VArh consumidos durante 35 min e 27 seg.; CEM: 5 rotações durante 29 min e 0 seg. O ambiente de teste no que toca a corrente, tensão e espectro da corrente é apresentado na figura 7.14 .

$$\frac{27}{60} \text{ seg} = 0,45 \text{ min} \quad (7.44)$$

$$\frac{35}{60} \text{ min} = 0,5908 \text{ h} \text{ e } \frac{29}{60} \text{ min} = 0,4833 \text{ h} \quad (7.45)$$

O valor de energia lido pelo CEM foi o seguinte:

$$\frac{5 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 6,944 \text{ Wh} \quad (7.46)$$

Feita a aproximação:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,5908 \cdot 6,944}{0,4833} = 8,489 \text{ Wh} \quad (7.47)$$

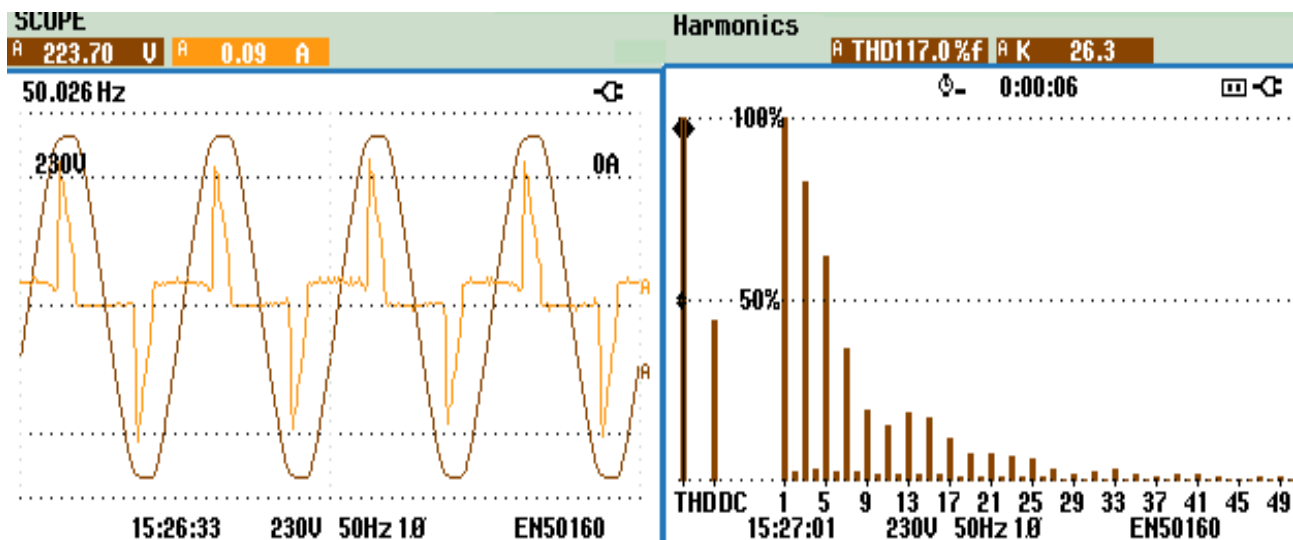


Figura 7.14: Tensão, corrente (esq.) e representação espectral (dir.) obtida a partir da forma de onda da corrente de um ecrã LED com $THD_i = 117\%$.

Obtém-se a seguinte diferença:

$$\frac{8,489 - 6,6}{6,6} = 22,25\% \quad (7.48)$$

Se se considerar o módulo de todas as percentagens de erro nas medições anteriormente efetuadas, excluindo o ensaio resistivo, obtém-se um erro médio de 17,71 %. Isto deve-se ao facto de o CEM ser apenas apenas concebido para funcionar em condições puramente sinusoidais, o que é uma realidade cada vez mais longínqua na atualidade, conforme previamente discutido. Irão agora ser feitos novos testes, desta vez alimentando as cargas com tensões e correntes distorcidas.

7.7 Tensão Distorcida

Até este ponto, o CEM e o AQE foram submetidos apenas à tensão da rede, sendo, por isso, assumida como praticamente sinusoidal (THD_{s_u} típicos a variar entre os 1,9% - 2,8 %) e correntes distorcidas devido à natureza das cargas selecionadas. O cenário irá agora ser alterado e os testes realizados novamente. Irá ser fornecida ao CEM e ao AQE uma tensão de alimentação com grau superior de distorção à fornecida pela rede. Para tal foi executada a montagem apresentada na figura (7.17).

Numa situação comum, uma carga não linear requer uma corrente não linear. Esta corrente é composta pela componente fundamental e pelas componentes harmónicas. Estas, depois de passarem pela impedância da rede, irão provocar uma queda de tensão em cada uma das componentes existentes (fundamental + harmónicas). Este fenómeno irá resultar no aparecimento de tensões harmónicas no PCC. Na montagem efetuada, o conjunto de três resistências em paralelo que se encontra imediatamente depois da fonte tem a função de aumentar a impedância da linha. No lado CC encontra-se uma carga não linear e por esta razão, a queda de tensão que o conjunto das 3 resistências provoca irá resultar numa tensão distorcida, que por sua vez irá ser a utilizada para fornecer energia ao CEM e ao AQE.

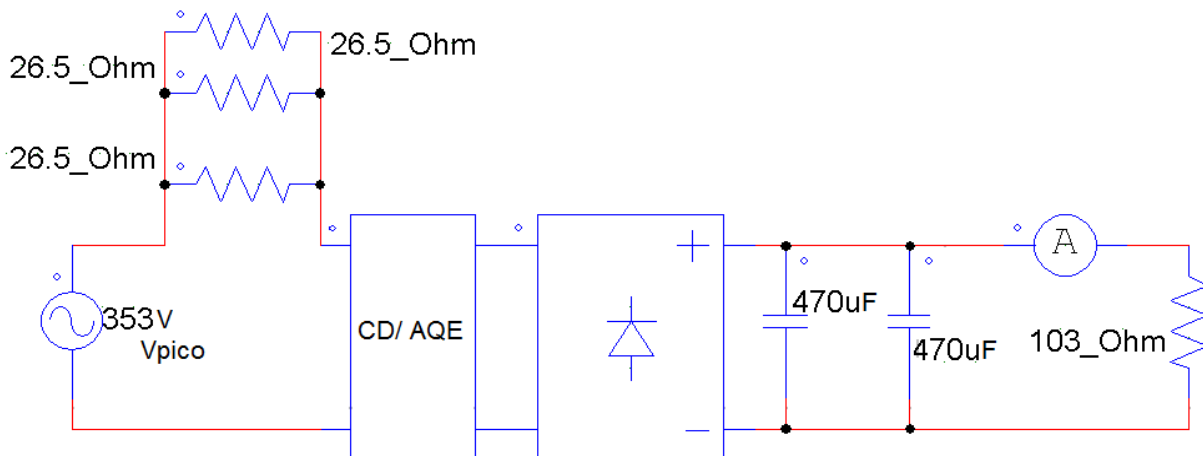


Figura 7.15: Montagem executada para aferição dos aparelhos utilizados com tensão distorcida.

O CEM encontra-se dimensionado para uma tensão nominal de 220 V e para um correto funcionamento foi necessário elevar a tensão recorrendo a um autotransformador. O aparelho a aferir é colocado após a resistência para, desta forma, ser submetido à tensão distorcida previamente gerada. Assim, será possível concluir se distorção na tensão significará erros superiores ou inferiores aos já verificados com correntes distorcidas. A forma de onda da tensão obtida e a correspondente análise espectral são apresentadas na figura (7.16).

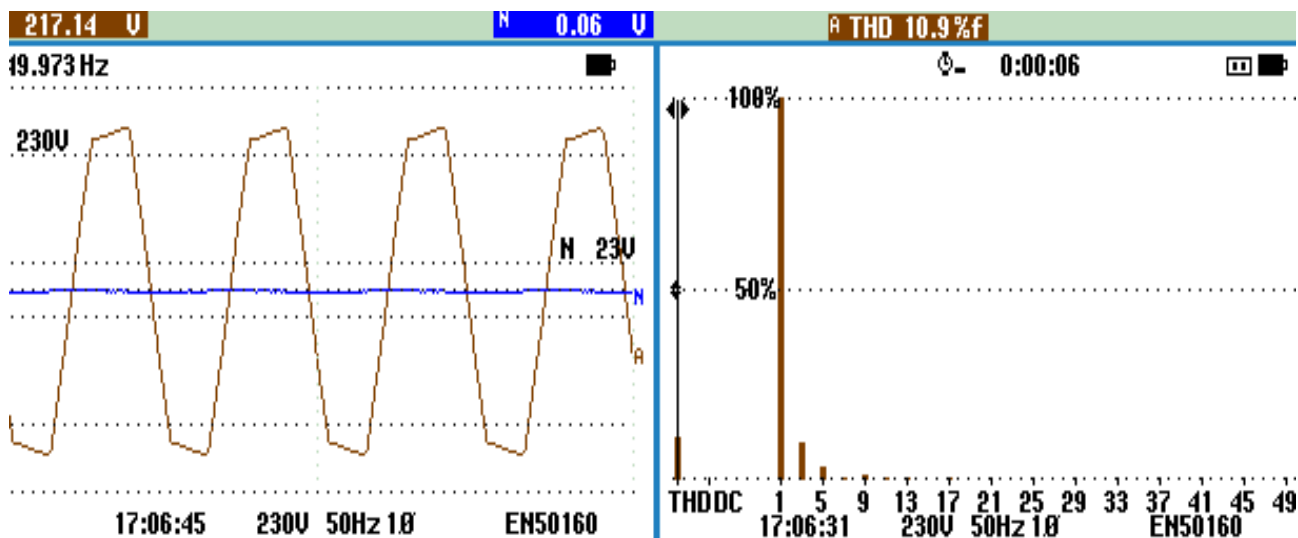


Figura 7.16: Forma de onda da tensão e correspondente análise espectral com $THD_u = 10,9\%$.

Conforme é possível observar e tendo como base de comparação a figura (7.16), a tensão encontra-se mais distorcida, conforme o desejado. Irão ser agora realizados novos testes e uma nova análise aos efeitos da distorção harmónica nos CEM.

7.7.1 Ensaio com Carga Resistiva

Em primeiro lugar será realizado um ensaio nos dois aparelhos com carga resistiva recorrendo a um reóstato, tal como anteriormente. O circuito utilizado é apresentado na figura 7.17.

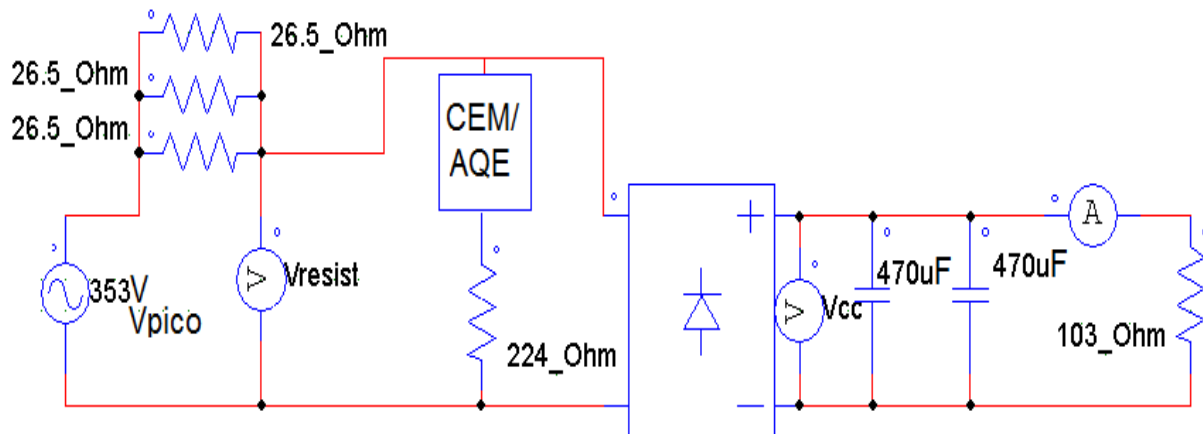


Figura 7.17: Montagem executada para realização de ensaio com carga resistivo.

No caso do CEM, a resistência contida no circuito era de 224Ω e no caso do AQE 229Ω . Em todas as situações a resistência encontrava-se fria no início de cada ensaio, quer no lado CA, quer no lado CC, minimizando, desta forma, o efeito da temperatura na resistência. O esquema elétrico utilizado é o representado na figura (7.18). O CEM foi submetido em todas as situações a um mínimo de 2 ensaios e um máximo de 4, tal como o AQE. Neste ensaio, o CEM efetuou 4 rotações numa média de $0,02868h$, o que resulta em:

$$\frac{4 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 5,556 \text{ Wh} \quad (7.49)$$

Como valor teórico da energia consumida durante o intervalo de tempo em questão tem-se:

$$W = UI\cos(\theta)\Delta t \Leftrightarrow P = \frac{219,78^2}{224} \cdot 0,02868h = 6,185Wh \quad (7.50)$$

Comparando valor medido com valor real:

$$\frac{5,556 - 6,185}{6,185} = -10,17\% \quad (7.51)$$

Quanto ao AQE, este registou $7Wh$ durante uma média de $0,031h$. O valor teórico da energia dissipada pela resistência é de:

$$P = UI\cos(\theta) \Leftrightarrow P = 218,9^2 \cdot 0,031 = 6,5072 \text{ Wh} \quad (7.52)$$

Comparando com o valor lido:

$$\frac{7 - 6,5072}{6,5072} = 7,57\% \quad (7.53)$$

Considerando os valores de potência em jogo e o facto de o reóstato não consistir uma carga puramente resistiva, os valores obtidos na medição efetuada pelo AQE são aceitáveis. O mesmo não se pode afirmar relativamente ao CEM, pois a diferença é negativa, registando-se assim menos energia do que a que foi realmente consumida.

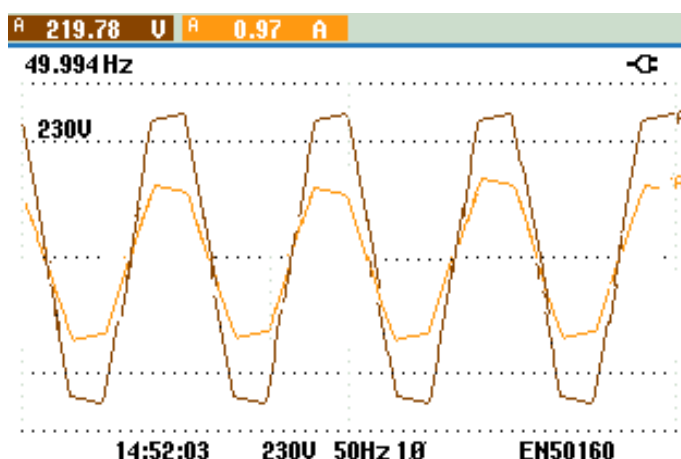


Figura 7.18: Forma de onda da tensão e corrente durante o ensaio com carga resistiva

7.7.2 Ensaio com CFL com e sem intermitência

Foram novamente realizados dois testes, com e sem intermitência tal como anteriormente. As condições dos novos testes foram semelhantes às dos anteriores, sendo a única diferença a introduzida ao nível da tensão de alimentação. Na figura 7.19 é possível observar as formas de onda da corrente e da tensão, enquanto que na figura 7.20 os respectivos espectros de tensão e corrente.

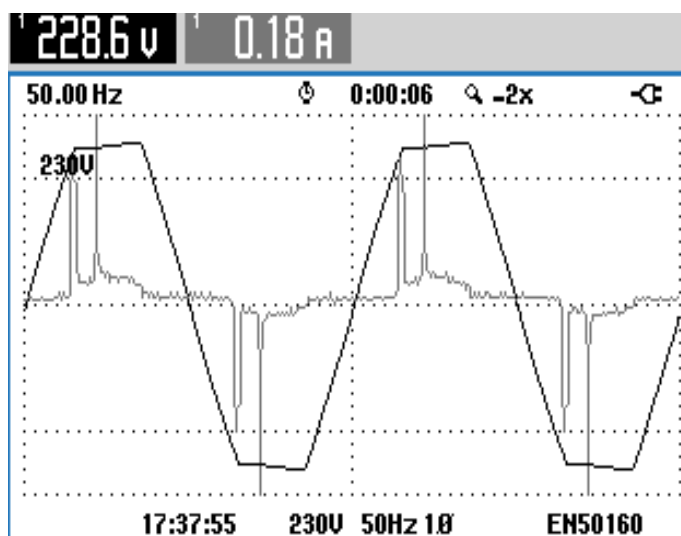


Figura 7.19: Forma de onda corrente e tensão - CFL sem intermitência

Devido às limitações que os reóstatos do lado CC apresentam (elevado aquecimento ao fim de um curto espaço de tempo), os ensaios terão como base o tempo que o CEM demora a efetuar uma rotação. O número mínimo de destes realizados é de 3 e o máximo 5. No que toca ao AQE, a base será o tempo em que os 2 primeiros *Wh* forem consumidos. Nesta situação, o dispositivo efetuou

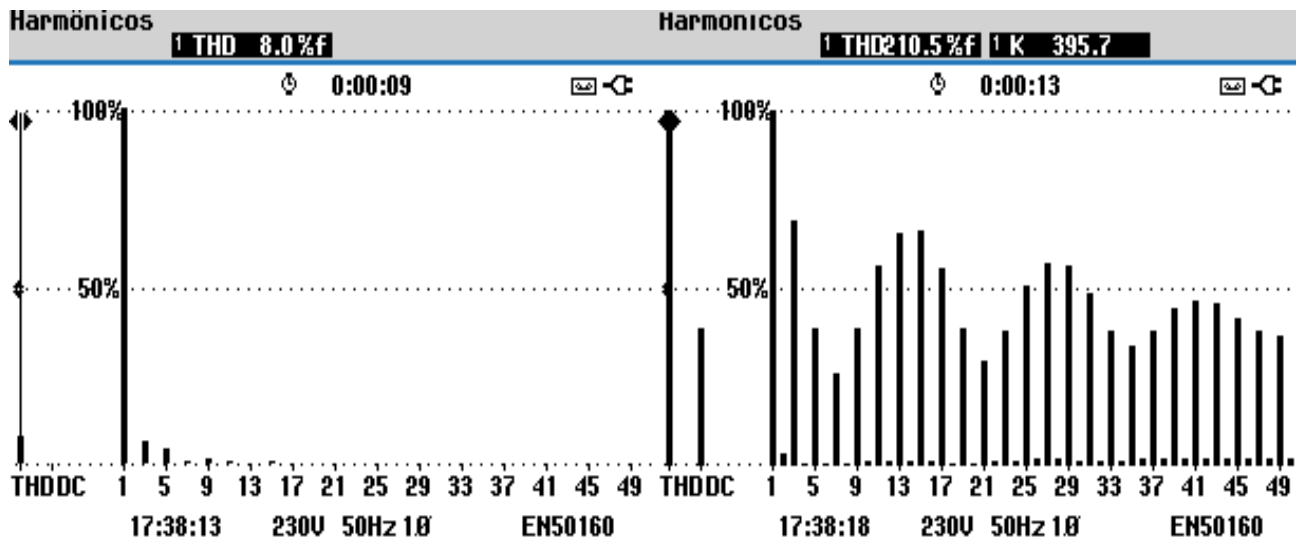


Figura 7.20: Análise espectral: corrente e tensão das CFLs aferidas, sem intermitência; $THD_u = 8\%$; $THD_i = 210,5\%$.

uma rotação numa média de $0,7794h$. A energia consumida durante uma rotação é de :

$$\frac{1 \text{ rot} \times 1000 \text{ Wh}}{720 \text{ rot}} = 1,389 \text{ Wh} \quad (7.54)$$

Quanto ao AQE, foram consumidos $2Wh$ numa média de $0,1016h$. Realizando a aproximação já utilizada anteriormente:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,1016 \cdot 1,389}{0,7794} = 1,797 \text{ Wh} \quad (7.55)$$

O que resulta numa diferença de:

$$\frac{1,797 - 2}{2} = -10,17 \% \quad (7.56)$$

Verifica-se, desde já, uma alteração no comportamento do CEM. Nos ensaios realizados anteriormente, este registava valores superiores de energia consumida por intervalo de tempo. Neste momento, tendo a tensão um grau de distorção superior, este regista valores inferiores ao que realmente foi consumido. Irá agora ser feita a análise com as mesmas lâmpadas, mas desta vez, aplicando intermitência numa delas, tal como anteriormente realizado. As formas de onda da tensão e corrente obtidas são as apresentadas na figura 7.21 e a representação no domínio das frequências na figura 7.22.

Neste ensaio, o CEM realizou uma rotação numa média de $0,087h$, enquanto que o AQE registou $2Wh$ de consumo em $0,115h$. A energia consumida durante uma rotação é novamente $1,389 \text{ Wh}$. Realizando a aproximação habitual tem-se:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,115 \cdot 1,389}{0,087} = 1,831 \text{ Wh} \quad (7.57)$$

O que representa uma diferença de:

$$\frac{1,831 - 2}{2} = -8,439 \% \quad (7.58)$$

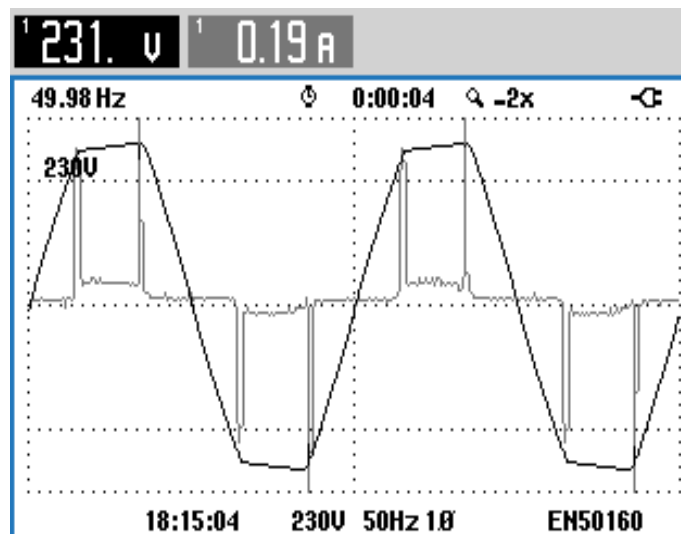


Figura 7.21: Forma de onda corrente e tensão - CFL com intermitência.

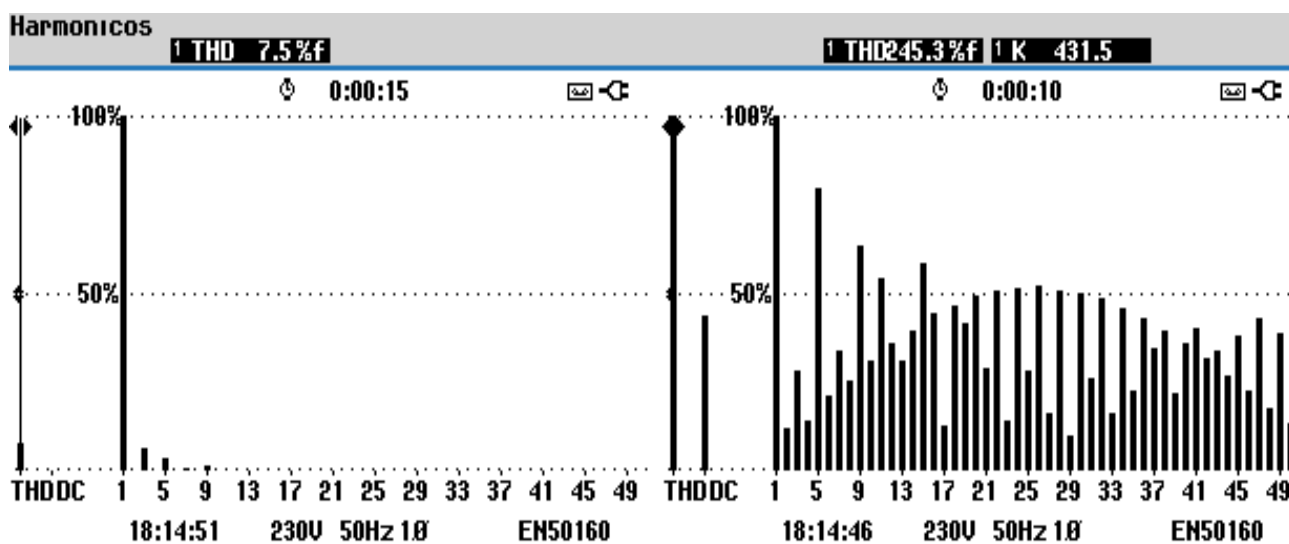


Figura 7.22: Análise espectral: corrente e tensão das CFLs aferidas, com intermitência; $THD_u = 7,5\%$; $THD_i = 245,3\%$.

7.7.3 Ensaio com Lâmpada LED + CFL

Quanto a este ensaio, o CEM realizou uma rotação numa média de $0,172h$, enquanto que o AQE registou $2Wh$ de potência consumida num intervalo de tempo médio de $0,215h$. As lâmpadas utilizadas foram as mesmas e as condições do ensaio semelhantes às do previamente realizado. As formas de onda de corrente e tensão são exibidas na figura (7.23) e correspondente análise espectral na figura (7.24)

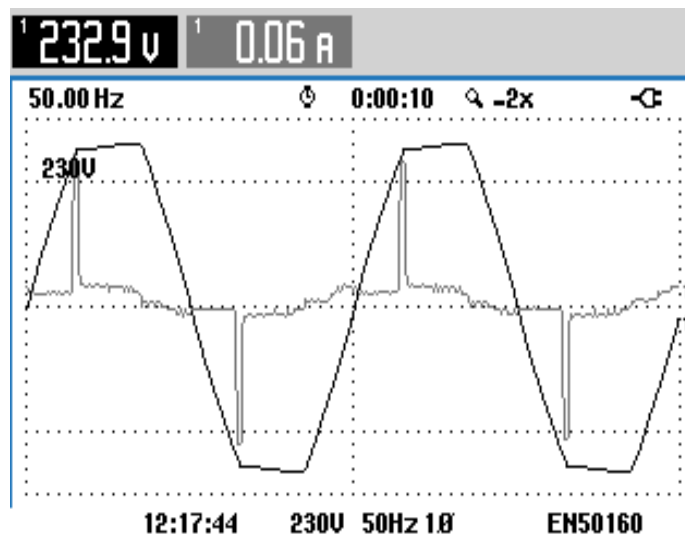


Figura 7.23: Forma de onda corrente e tensão - CFL e LED

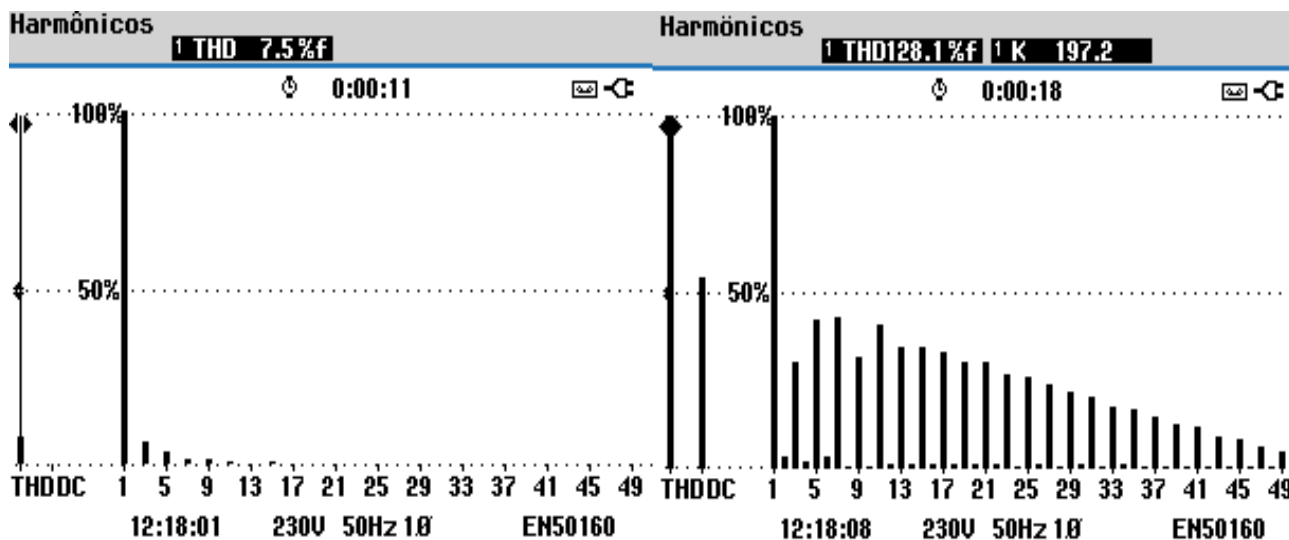


Figura 7.24: Análise espectral da corrente e tensão no conjunto LED - CFL: $THD_u = 7,5\%$; $THD_i = 128,1\%$

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,215.1,389}{0,172} = 1,739 \text{ Wh} \quad (7.59)$$

O que, por sua vez, resulta numa diferença de:

$$\frac{1,739 - 2}{2} = -13,02 \% \quad (7.60)$$

7.7.4 Ensaio com Computador Portátil

Relativamente a este ensaio, as condições foram também semelhantes às do previamente realizado: bateria carregada e inserida e modo de utilização semelhante. O CEM demorou cerca de $0,084h$ em média, para completar uma rotação enquanto que o AQE necessitou de $0,163h$ para registar um consumo de $3Wh$. As formas de onda da tensão e da corrente encontram-se na figura (7.25) enquanto que a sua análise espectral se encontra na figura (7.26).

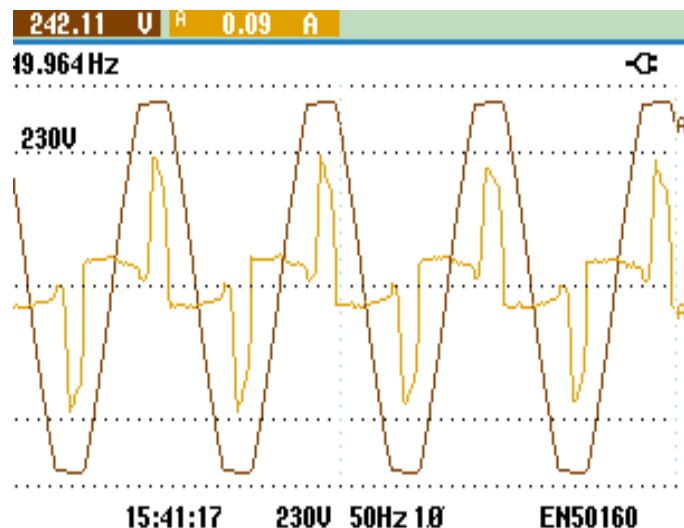


Figura 7.25: Forma de onda da corrente e tensão no computador portátil aferido.

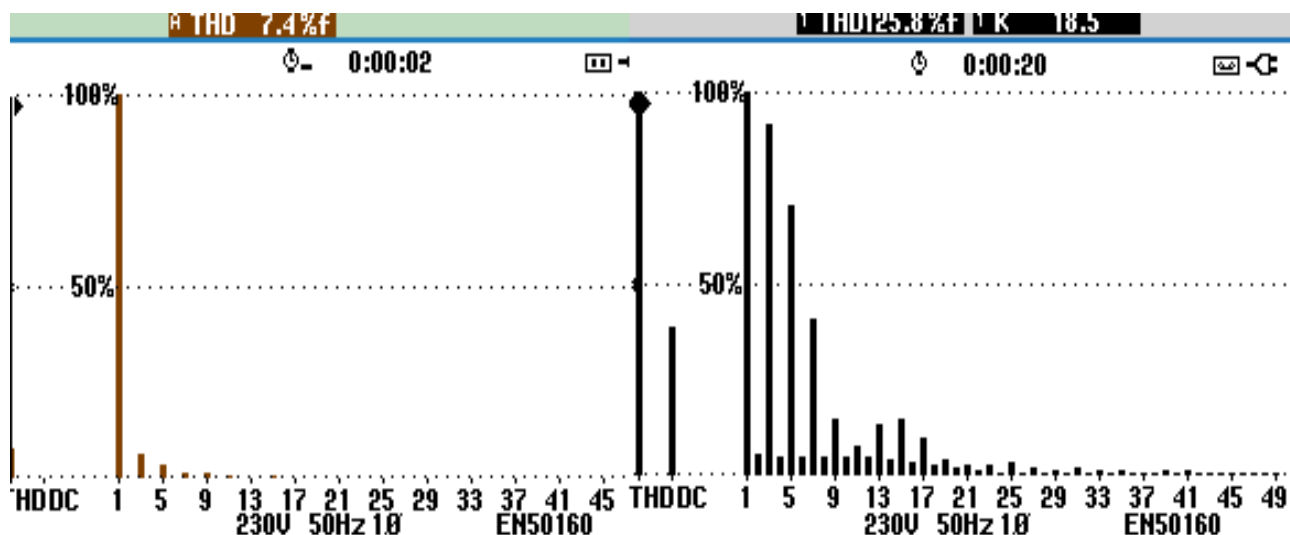


Figura 7.26: Análise espectral das grandezas aferidas: Tensão: $THD_u = 7,4\%$; Corrente: $THD_i = 125,8\%$

Realizando a aproximação:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,163.1,389}{0,084} = 2,681 \text{ Wh} \quad (7.61)$$

Representando este valor uma diferença em relação ao valor real de:

$$\frac{2,681 - 3}{3} = -10,61 \% \quad (7.62)$$

7.7.5 Ensaio com Monitor TFT

Irão agora ser repetidos os ensaios realizados anteriormente aos monitores de computadores de mesa, para verificar qual o comportamento que estes irão ter quando submetidos a tensões distorcidas. As formas de onda da corrente e tensão são apresentadas na figura 7.27 e a análise espectral na figura (7.28). O CEM realizou uma rotação num espaço de 0,0347h enquanto que o AQE consumiu 2Wh durante 0,042h.

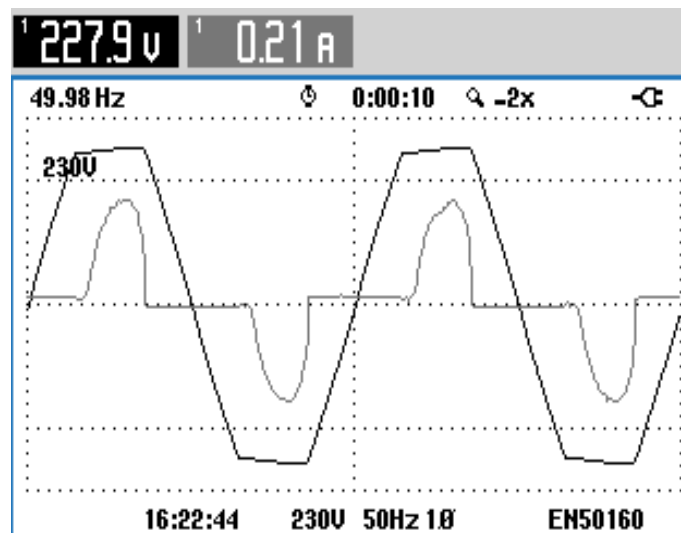


Figura 7.27: Forma de onda da corrente e da tensão do monitor TFT aferido.

Fazendo a aproximação da energia consumida pelo CEM tem-se que:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,042.1,389}{0,0347} = 1,681 \text{ Wh} \quad (7.63)$$

O que, por sua vez, resulta em:

$$\frac{1,681 - 2}{2} = -15,93 \% \quad (7.64)$$

7.7.6 Ensaio com Monitor CRT

Este ensaio foi o que apresentou o menor erro negativo por parte do CEM. Este completou uma rotação em cerca de 0,027h em média, enquanto que o AQE registou 2Wh de energia consumida

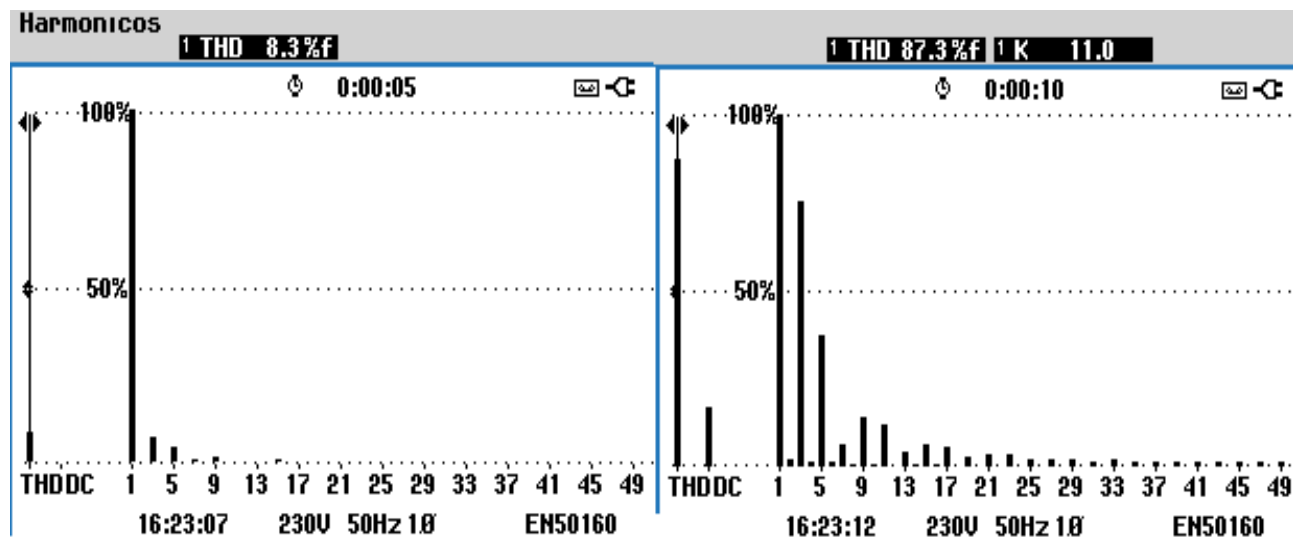


Figura 7.28: Análise espectral da tensão e corrente do monitor TFT $THD_u = 8,3\%$; $THD_i = 87,3\%$.

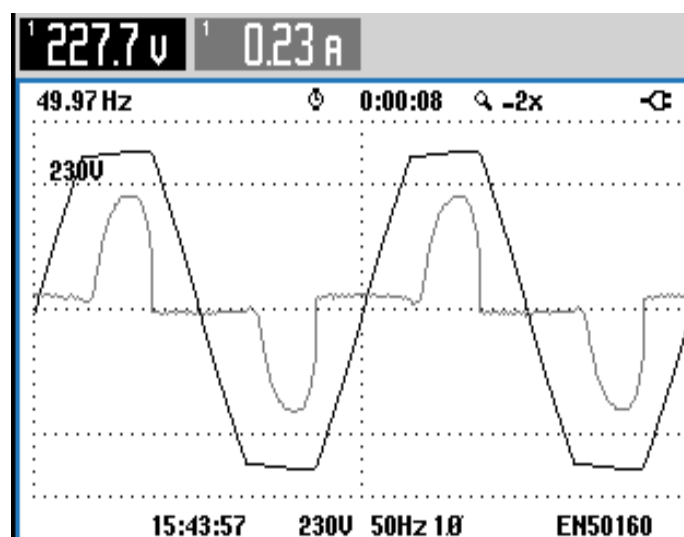


Figura 7.29: Formas de onda de tensão e corrente num monitor tipo CRT.

em cerca de $0,037h$. As formas de onda obtidas para a corrente e tensão, são apresentadas na figura (7.29) e a respetiva análise espectral na figura (7.30).

Aproximando a energia do CEM ao tempo necessário pelo AQE para o registo de $2Wh$:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,027.1,389}{0,037} = 1,888 \text{ Wh} \quad (7.65)$$

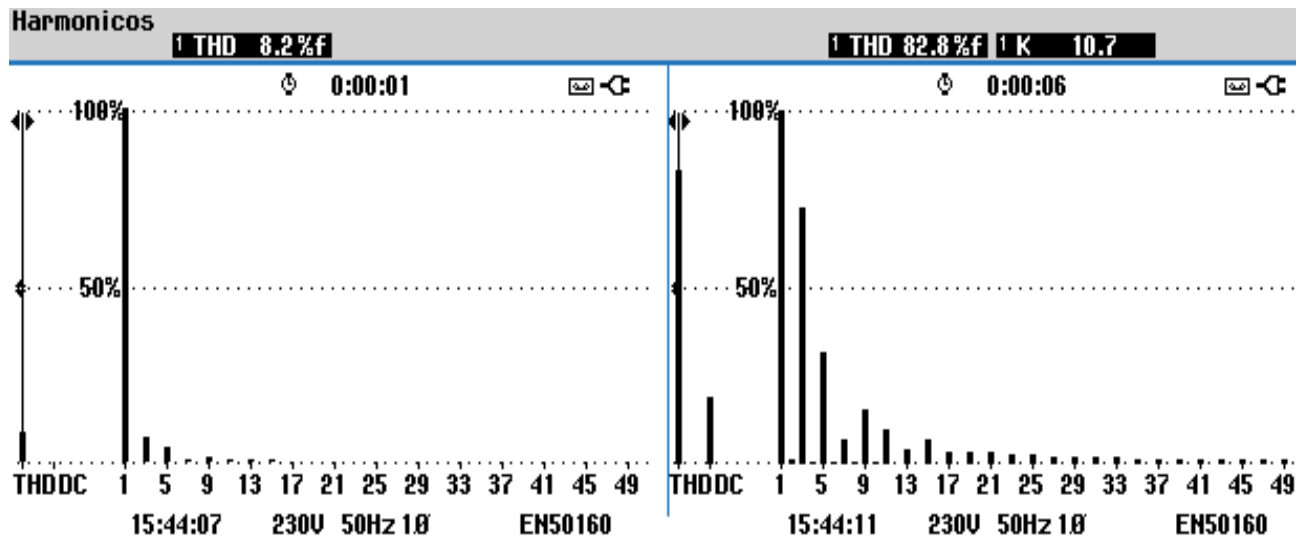


Figura 7.30: Espectro da tensão e corrente, com $THD_u = 8,2\%$ e $THD_i = 82,8\%$, no monitor CRT aferido.

Resultando este valor numa diferença de:

$$\frac{1,888 - 2}{2} = -5,58 \% \quad (7.66)$$

7.7.7 Ensaio com Monitor LED

Este ensaio apresentou duas particularidades: foi o único a obter um erro positivo nesta base experimental e o erro de menor valor em módulo. As formas de onda obtidas para corrente e tensão são exibidas na figura (7.31) e a análise no domínio das frequências na figura (7.32). O CEM registou uma rotação numa média de $0,067h$ e o AQE $2Wh$ de consumo energético durante $0,1h$. Fazendo novamente a aproximação:

$$\frac{\text{Tempo CD} \times \text{Energia CEM}}{\text{Tempo CEM}} \Leftrightarrow \frac{0,11,389}{0,067} = 2,08 Wh \quad (7.67)$$

Resultando este valor numa diferença de:

$$\frac{2,08 - 2}{2} = 4,04 \% \quad (7.68)$$

7.8 Discussão de Resultados

Realizando agora uma comparação entre ensaios: a primeira parte dos testes realizados é constituída pela tensão da rede e a segunda parte pela tensão distorcida. Agrupando os dados dessa forma, obtém-se o apresentado pela tabela 2:

Era esperado, numa fase inicial, que as cargas não lineares causassem um erro negativo e as cargas lineares um erro positivo, conforme apresentado na figura 7.33. As cargas não lineares absorvem maioritariamente a corrente da componente fundamental enquanto injetam componentes de outras

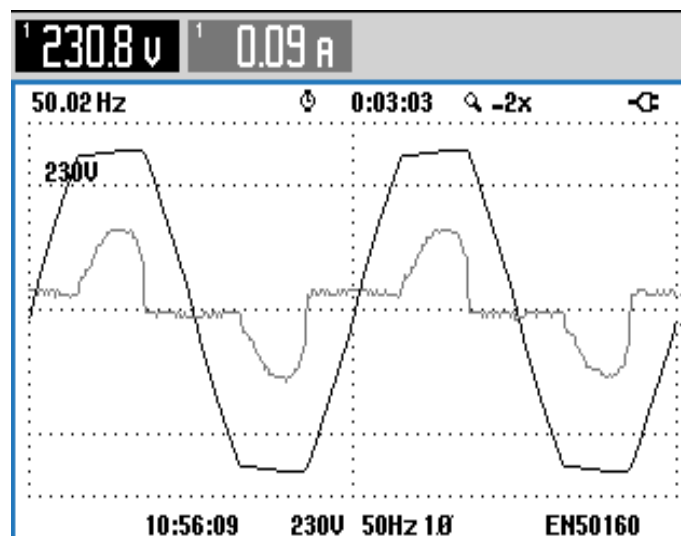


Figura 7.31: Formas de onda de corrente e tensão num monitor tipo LED

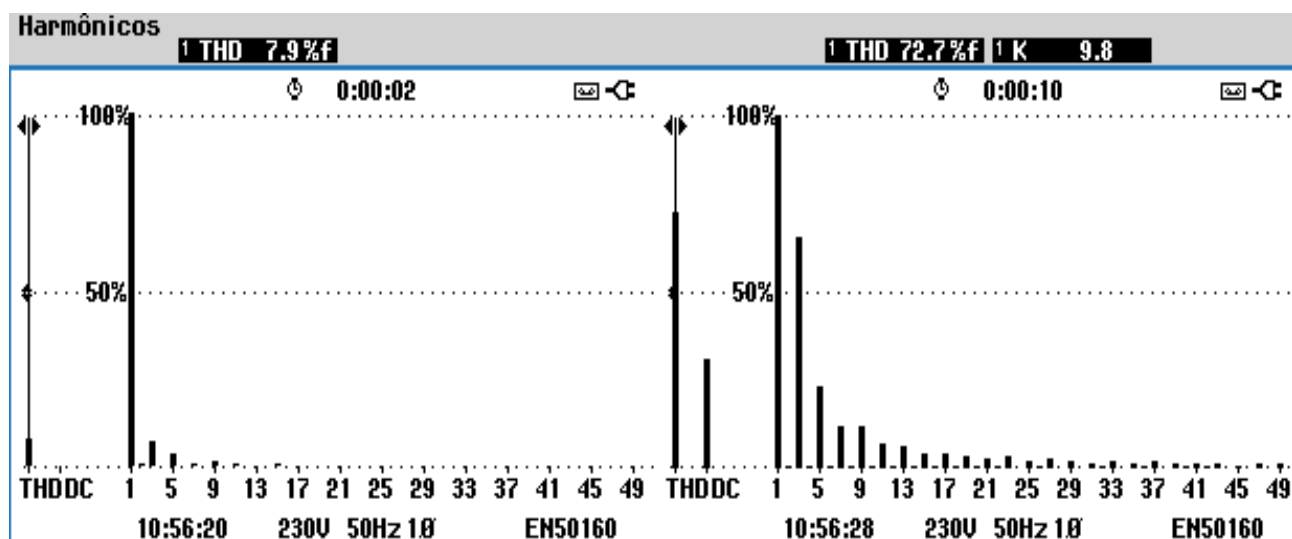


Figura 7.32: Representação espectral da tensão e da corrente, $THD_u = 7,9\%$; $THD_i = 72,7\%$.

ordens na rede. As cargas lineares não injetam qualquer tipo de componentes na rede e absorvem componentes de todas as ordens.

A distorção harmônica tem influência no correto funcionamento do CEM. Conforme verificado com tensão da rede, o erro médio foi de 17,71%. Com uma elevação da distorção da tensão, a variação do erro registado foi de $-27,39\%$, passando para um erro negativo de $-9,68\%$. No 1º ensaio, caso geral, o erro foi positivo, o que significa que o consumidor iria pagar algo que não consumiu. Isto pode não ser o mais correto, mas também deve ser lembrado que o elevado uso de cargas

Tabela 2: Erros obtidos nos ensaios realizados e respetivo erro médio.

Aparelho testado	1º Ensaio	2º Ensaio
Ventoinha	13,64	
CFL s/inter.	22,92	-10,17
CFL c/inter.	-9,6	-8,439
CFL+LED	8	-13,02
Portátil	27,24	-10,61
TFT	2,57	-15,93
CRT	35,48	-5,58
LED	22,25	4,04
Erro médio (módulo)	17,71	9,68

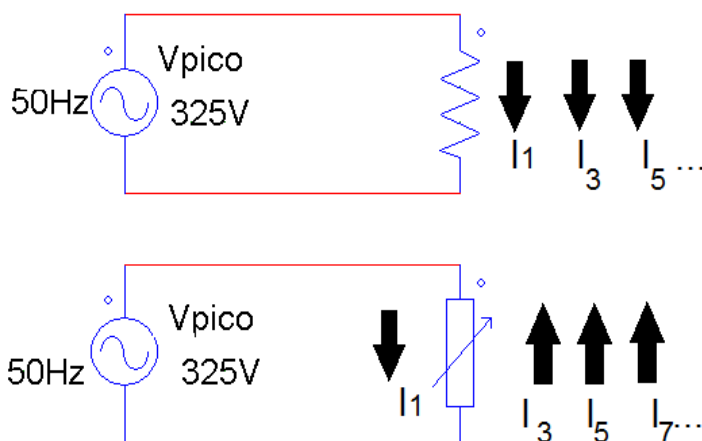


Figura 7.33: Comportamento das correntes harmónicas na presença de cargas lineares (em cima) e não lineares (em baixo).

não lineares faz aumentar as perdas na transmissão de energia e as perdas do transformador do PCC [85], o que também, no ponto de vista do distribuidor de energia eléctrica, acarreta custos superiores. No limite, este pode ver-se forçado à substituição precoce do transformador (é um dos componentes mais caros de um sistema de transmissão) devido aos elevados valores de distorção harmónica. No 2º ensaio o erro foi quase sempre negativo o que resultar em energia consumida não registada pelo CEM. Os resultados contrariam, de alguma forma, o teoricamente esperado. O CEM rege-se pelas leis do magnetismo e, como tal, seria capaz de medir a energia ativa de forma precisa. O problema é que a realidade energética circundante que fez despontar estes aparelhos já não é a mesma, pois sofreu alterações muito significativas. Estes aparelhos seriam capazes também de medir energia harmónica ativa, mas não se encontram concebidos para tal. Estão apenas preparados para medir tensões e correntes sinusoidais à frequência para que foram projetados (50 Hz / 60 Hz). O caso verificado não é este e para além dos erros verificados nas medições, estes aparelhos são sujeitos a inúmeros tipos

de ações fraudulentas e não são também capazes de fornecer informações ao distribuidor de energia sobre os perfis de carga, o que já é muito importante para reduzir os custos de produção.

8 Conclusões e Sugestões de Trabalho Futuro

Neste capítulo irão ser apresentadas as ilações retiradas pelo autor do presente documento, tendo como base o trabalho realizado e depois, dadas sugestões para eventuais trabalhos futuros.

No capítulo 1 foi feita uma breve introdução relativamente à situação atual dos aparelhos utilizados para medir energia elétrica, novos conceitos de redes inteligentes (*smart grids*), produção descentralizada e foi citado um projeto que levou a cabo uma substituição de CEM por contadores digitais em Évora.

No capítulo 2 foi realizado um pequeno resumo dos problemas de QEE atuais, dando especial ênfase ao mais importante para esta dissertação: a distorção harmónica. Foram também apresentadas algumas soluções para os problemas enunciados, bem como normas europeias que controlam a QEE.

No capítulo 3 foi revista alguma da teoria associada às medições de uma forma geral e feita uma revisão aos procedimentos a adotar no que toca à medição de grandezas elétricas como a corrente, tensão e resistência. Foram discutidos tipos de erro e maneiras de os corrigir, bem como uma diferenciação entre conceitos como precisão e exatidão.

No capítulo 4 foi realizada uma discussão sobre teorias de potências, dando relevo ao caso não sinusoidal. A teoria convencional serviu como base para a discussão, sendo depois feita uma breve introdução à teoria p-q, bastante usada para o dimensionamento de filtros ativos de potência.

No capítulo 5 foram categorizados os efeitos da distorção harmónica nas principais partes constituintes da rede. Foram também apresentadas algumas das causas da distorção, nomeadamente o uso cada vez mais recorrente de fontes comutadas e novas formas de iluminação.

No capítulo 6 foi feita uma descrição sobre a plataforma de trabalhos adotada, o estudo do funcionamento do CEM e o princípio de funcionamento de um AQE, de uma forma genérica. Foram também descritas opções relevantes tomadas aquando da escolha do sensor e uma breve análise sobre o código implementado.

No capítulo 7 foram discutidos os resultados dos testes efetuados e uma comparação entre os dois aparelhos. Conforme esperado, a distorção harmónica afeta o funcionamento do CEM. Estes aparelhos foram desenhados e calibrados para o funcionamento em condições sinusoidais, no que toca à corrente e à tensão. Quando esse é o caso, eles provaram ser capazes de fazer medição com um erro bastante reduzido (erro na ordem dos 0,5 %). Com a tensão da rede e cargas maioritariamente não lineares o erro médio verificado, em módulo, foi de 17,71%. Com as mesmas cargas, mas com uma tensão com maior grau de distorção face à rede o erro médio foi de -9,68%. Ficou comprovado que estes aparelhos não são os indicados para o registo de cargas não lineares. De salientar é o facto de o mau funcionamento em condições não sinusoidais não ser o motivo mais forte para a mudança que atualmente decorre, mas sim o crescimento da micro geração. A instalação de contadores digitais a nível global irá abrir as portas das *smart grids* ainda mais, potenciando assim uma geração responsável e com custos muito competitivos. Segundo a Entidade Reguladora dos Serviços Energéticos, num estado realizado em Fevereiro de 2012 existiam praticamente 4,5 milhões de CEM instalados em Portugal, todos eles de classe 2 e quase todos instalados entre 1970 - 2000 [98]. O impacto destes aparelhos no sistema elétrico Português é elevado e este número tem de ser reduzido o mais depressa possível, em busca de um sistema mais justo e sobretudo, mais eficiente.

Esta dissertação tinha como objeto de estudo os efeitos dos harmónicos nos contadores de energia elétrica e para uma melhor compreensão do que rodeia este tópico, foram abordados outros temas inerentes. Os objetivos foram parcialmente concluídos, visto faltar uma análise mais profunda sobre quais os harmónicos mais nocivos para o CEM, bem como uma análise à fase dos harmónicos, pois pode também ter influência no erro de medição. Para realizar testes a harmónicos isolados seria

necessário ou um gerador de harmônicos (se possível com a possibilidade de escolha da magnitude e fase desejada) ou filtros adequados para cada ordem. Se esta tarefa for realizada, será possível amenizar a influência da distorção harmônica nos CEM. No entanto, o problema poderá ser resolvido de maneira bem mais eficiente fazendo a migração de CEM para contadores digitais.

Trabalho Futuro

Para trabalho futuro, existem várias possibilidades para enriquecer este documento que por restrições de tempo, não foram realizadas.

Para uma melhor compreensão sobre quais os efeitos mais nocivos para o CEM, seria necessário um estudo mais aprofundado sobre a matéria de filtros de potência, ou então, através de um gerador de harmônicos, seria interessante fazer medição de potências com harmônicos simples e a componente fundamental. Outra possibilidade passaria pelo estudo entre a relação dos ângulos de fase das componentes não fundamentais relativamente ao erro aferido, bem como também estabelecer relações entre as componentes (positiva, negativa e zero) com a magnitude do erro, por exemplo.

Poderia ser também relevante realizar os mesmos ensaios, mas desta vez alimentando o CEM com uma tensão mais distorcida que a utilizada nos ensaios prévios e verificar o comportamento nestas condições.

Uma outra possibilidade seria o desenvolvimento de um modelo matemático do contador, com as devidas aproximações, de maneira a que fosse possível replicar este modelo em *Matlab* ou semelhante, para desta forma avaliar o comportamento do aparelho de uma forma mais eficaz.

Quanto à placa utilizada, também podem ser introduzidas melhorias no código produzido. Tendo esta a capacidade de comunicar com o utilizador de forma remota (via *ethernet*), poderia ser interessante desenvolver um sistema de monitorização remoto para os CEM, facilitando desta forma a sua experimentação.

Referências Bibliográficas

- [1] J. Driesen, T. V. Craenenbroeck e V. Dommelen, "The Registration of Harmonic Power by Analog and Digital Meters", IEEE Trans. Instr. and Measur., vol.47, no.1, pp.195-198, Fev. 1998.
- [2] A.A.Hossam-Eldin e R.M.Hasan, "Study of the Effect of Harmonics on Measurements of the Energy Meters, The Eleventh International Middle East Power Systems Conference", El-Minia, 2006, pp.547-550.
- [3] R.C.Ducan, M.F.McGranaghan, S.Santos e H.W.Beaty, "*Fundamentals of Harmonics*" em Electrical Power Systems Quality, 2ª ed., Nova York, McGraw-Hill, 2003, cap.5.
- [4] Shun Tao, N. Hadjsaid, Xiangning Xiao e C. Kieny, "Power Quality & Reliability Assessment of Distribution System Considering Voltage Interruptions and Sags", 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Hong Kong, Jun. 2012, pp.751.
- [5] A.Bourscheit (Jun. 29, 2010). *Tendência é descentralizar a produção*. [Online].Disponível em: www.redeinteligente.com/2010/07/07/tendencia-e-descentralizar-distribuicao, [Dez.7, 2012].
- [6] EDP(2009).*InovGrid* [Online].Disponível: <http://www.edp.pt/pt/sustentabilidade/ied/InovGrid/Pages/InovGrid.aspx>, [Dez.7, 2012].
- [7] R. Madhusudan e G. Ramamohan Rao, "Modeling and Simulation of a Distribution STATCOM (D-STATCOM) for Power Quality Problems-Voltage Sag and Swell Based on Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM)", International Conference On Advances In Engineering, Science And Management, Nagapattinam, Tamil Nadu, Mar.2012, pp. 436.
- [8] R.C.Ducan, M.F.McGranaghan, S.Santos e H.W.Beaty, "*Introduction*" em Electrical Power Systems Quality, 2ª ed., Nova York, McGraw-Hill, 2003, cap.1.
- [9] R.C.Ducan, M.F.McGranaghan, S.Santos e H.W.Beaty, "*Terms and Definitions*" em Electrical Power Systems Quality, 2ª ed., Nova York, McGraw-Hill,2003, cap.2.
- [10] J. Arrillaga, N.R. Watson e S. Chen, "*Introduction - Disturbances*" em Power Quality Assessment, 1ªed., Chichester, John Wiley & Sons Ltd, 2000, cap.1.
- [11] O.Ipinnimo, S. Chowdhury, S. P. Chowdhury e J.Mitra, "Intelligent Voltage Dip Detection in Power Networks with Distributed Generation", North American Symposium, Champaign , IL, Set. 2012,pp. 2308.
- [12] N. Gibo e K. Takenaka, "Development of An Analysis System for Voltage Dip Measures", 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Wollongogn, NSW, Set. 2008, pp. 1.
- [13] Rolando P. Burgos e Eduardo P. Wiechmann, "Extended Voltage Swell Ride-Through Capability for PWM Voltage-Source Rectifiers", IEEE Trans. on Indust. Electr., vol. 52, No. 4, pp. 1086 - 1098, Ago. 2005.
- [14] Priv. Doz. Dr.Ing. Habil. H.Shau, *Kapitel 3 - Merkmale, Ursachen, Entstehung und Auswirkungen von Netzrückwirkungen*, não publicado.

- [15] K. P. Basu e S. A. Hafidz, "Mitigation of Single-phase Voltage Sag and Swell with Zigzag Transformer", 3rd International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, Nanjuing, Abr. 2008, pp. 2369.
- [16] J.L. Afonso e H.Santos, *Qualidade de Energia*, Univ. do Minho, 2012, não-publicado.
- [17] Dirk Van Hertem, M. Didden, Johan Driesen e Ronnie Belmans, "Choosing the Correct Mitigation Method Against Voltage Dips and Interruptions: A Customer-Based Approach", IEEE Tran. on Power Delivery, Vol. 22, No. 1, pp.331-338, Jan. 2007.
- [18] J. Bok, J. Drápela e P. Toman, "Personal Computers Immunity to Short Voltage Dips and Interruptions", 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Wollongong, NSW, Set. 2008, pp.1.
- [19] S. Rahimi, W. Wiechowski, M. Randrup, J. Østergaard e A. H. Nielsen "Identification of problems when using long high voltage AC cable in transmission system I: switching transient problems", Transmission and Distribution Conference and Exposition, Chicago, IL, 2008.
- [20] Syed A. Naveed e J.Amaranath, "Reduction of Very Fast Transient Over-Voltages in GIS", International Conference on High Voltage Engineering and Application, Chongqing, Nov. 2008, pp.45.
- [21] Lu Jue, Zhou Hong, Yu Li, Yang Jianhui, Liu Zili e Min Lishum, "A Novel Impulsive Transient Suppression Device Based on TVS Array", Power and Energy Engineering Conference, Wuhan, Mar. 2009.
- [22] Poulomi Mitra, A. De e A. Chakrabarti, "Effects of Low Amplitude Oscillatory Switching Transients on EHV Grid Transformers", India Conference, Hyderabad, Dez. 2011.
- [23] Kun Zhao, Philip Ciufu e Sarath Perera, "Lifetime Analysis of Aluminum Electrolytic Capacitor Subject to Voltage Fluctuations", 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Bergamo, Set. 2010.
- [24] Grzegorz Wiczynski, "Analysis of Voltage Fluctuations in Power Networks", IEEE Tran. on Instr. and Measur., vol. 57, no. 11, pp. 2655-2664, Nov. 2008.
- [25] A. Elnady e A.Noureldin, "Mitigation of Arc Furnace Voltage Flicker Using an Innovative Scheme of Adaptive Notch Filters", IEEE Trans. on Power Delivery, vol.26, no.3, pp. 1326-1336, Jul. 2011.
- [26] G.Bucci, E.Fiorucci, F.Ciancetta e N.Rotondale, "A Testing System for the Performance Evaluation of Electrical Machines Under Realistic Voltage Fluctuations", Instrumentation and Measurement Technology Conference, Austin, TX, Maio 2010, pp. 1441-1446.
- [27] Kun Zhao, Phil Ciufu e Sarath Perera, "Rectifier Capacitor Filter Stress Analysis When Subject to Regular Voltage Fluctuations", IEEE Tran. on Power Elect., vol. 28, no. 7, pp.3627-3635, Jul. 2013.
- [28] J.Barros, M. de Apráiz e R. I. Diego, "Voltage notch detection and analysis using wavelets", IEEE International Conference on Virtual Environments, Human-Computer Interfaces, and Measurement Systems, Istambul, 2008, pp. 978.

- [29] R. Chandehari e A. Shoulaie, "Evaluating Voltage Notch Problems Arising from AC/DC Converter Operation", IEEE Trans. on Power Elect., vol. 25, no. 9, pp. 2111- 2118, Set. 2009.
- [30] M. Arias, A. Femaindez, D. G. Lamar, M. Rodriguez e M.M. Hemando, "Simplified Voltage Notch Filler for Interactive Uninterruptible Power Supplies", Twenty Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference, Anaheim, CA, Fev. 2007 pp. 1373.
- [31] Zhen LI e Yuxin YUN, "Harmonic Distortion Feature of AC Transformers Caused by DC Bias", Power and Energy Engineering Conference, Shanghai, Mar. 2012.
- [32] Giampaolo Buticchi e Emilio Lorenzani, "Detection Method of the DC Bias in Distribution Power Transformers", IEEE Trans. on Indu. Electr., Vol. 60, No. 8, pp. 3539 - 3549, Agos. 2013.
- [33] Baodong Bai, Zhijia Zhang, Bo Kang e Dezhi Chen, "The Research on Reactive Power and DC Bias Compensation", International Conference on Electrical Machines and Systems, Pequim, Ago. 2011.
- [34] Agus Purwadi, Nana Heryana, Dadan Nurafiat, Anang Mawardi, Pranyoto e Muhammad Firmansyah, "A Study of Harmonic Impacts on High Voltage, Medium Voltage and Low Voltage Networks in PT. PLN Distribution System", 11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, Lisboa, Out. 2011.
- [35] S. K Bath e Sanjay Kumra, "Simulation and Measurement of Power Waveform Distortions using LabVIEW", IEEE International Power Modulators and High Voltage Conference, Las Vegas, NE, Maio 2008.
- [36] C. Röhrig, K. Rudion, Z. A. Styczynski e H.-J. Nehrkorn, "Fulfilling the Standard EN 50160 in Distribution Networks with a High Penetration of Renewable Energy System", 3rd IEEE PES International Conference and Exhibition on Innovative Smart Grid Technologies, Berlim, Out. 2012.
- [37] Carlo Masetti, "Revision of European Standard EN 50160 on Power Quality: Reasons and Solutions", 4th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Bergamo, Set. 2010
- [38] Amir Broshi, "Monitoring Power Quality Beyond EN50160 and IEC 61000-4-30", 9th International Conference on Electrical Power and Utilisation, Barcelona, Oct. 2011
- [39] Henryk Markiewicz e Antoni Klajn, (Jul. 2004), *Power Quality Application Guide - Voltage Disturbances*, [Online]. Disponível em : <http://www.copperinfo.co.uk/powerquality/downloads/pqug/542-standard-en-50160-voltage-characteristics-in.pdf>, [Mar. 24,2013].
- [40] European Copper Institute, Leonardo Energy, Antoni Klajn, Marta Batkiewicz-Pantula, (Março 2013), *Application Note - Standard EN 50160 - Voltage Characteristics of Electricity Supplied by Public Electricity Networks*, [Online]. Disponível em: http://www.leonardo-energy.org/sites/leonardo-energy/files/documents-and-links/Cu0147_AN_EN50160_v1.0.pdf, [Mar. 24,2013].
- [41] J. Fonseca, *Transdutores - Automação*, Univ. do Minho, não publicado, 2013.

- [42] Wikipedia (Jul. 2013), *Normal distribution*, [Online]. Disponível em: http://en.wikipedia.org/wiki/File:Normal_Distribution_PDF.svg, [Set. 15, 2013].
- [43] Lawrence M. Thompson, *Unit 2: Terminology* em *Electrical Measurements and Calibration: Fundamentals and Applications*, 2ª ed, Morrisville, Instrument Society of America, 1994, cap.2.
- [44] Ray Porter, *Chapter 4: Transducers* em *Energy Measurement and Control*, 1ª ed., Nova York, Wiley, 1997, cap.4.
- [45] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae, "Generalized Theory of the Instantaneous Reactive Power in Three Phase Circuits", International Power Electronics Conference, Tóquio, 1983.
- [46] H. Akagi, Y. Kanazawa e A. Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components", IEEE Tran. on Indust. Aplic., Vol. 20, No. 3, pp. 625-630, Maio 1984.
- [47] E. H. Watanabe, R. Stephan e M. Aredes, "New Concepts of Instantaneous Active and reactive Powers in Electrical Systems with Generic Loads", IEEE Tran. on Power Delivery, vol 8, no. 2, pp. 697-703, Abril 1993.
- [48] M. Aredes e E. H. Watanabe, New Control Algorithms for Series and Shunt Three-Phase Four-Wire Active Power Filters, IEEE Trans. Power Delivery, vol 10, no. 3, Julho 1995, pp. 1649-1656.
- [49] Francisco C. De La Rosa, "*Fundamentals of Harmonic Distortion and Power Quality Indices in Electric Power Systems*" em *Harmonics and Power Systems*, 1ª ed., Boca Raton, CRC Press, 2006, cap.1, pp.2-25.
- [50] Carlos Silva, *Processamento de Sinal*, Univ. do Minho, 2011, não publicado.
- [51] Jos Arrillaga, Bruce C. Smith, Neville R. Watson, Alan R. Wood, *Fourier Analysis* em *Power System Harmonic Analysis*, 1ª ed., Chichester, John Wiley & Sons, 1997, cap.2, pp.7-31.
- [52] L. S. Czarnecki, "Currents' Physical Components (CPC) in Circuits with Nonsinusoidal Voltages and Currents Part 1 : Single - Phase Linear Circuits", *Electrical Power Quality and Utilisation*, Vol. XI, No.2, pp. 3-14, 2005.
- [53] L. S. Czarnecki, "Currents' Physical Components (CPC) concept: a fundamental of Power Theory", *Przegląd Elektrotechniczny (Electrical Review)*, No. 6, pp. 28-37, 2008.
- [54] V. C. Meireles, "*Corrente Alternada*" em *Circuitos Elétricos*, 4ª ed, Lisboa, Lidel, 2007, cap.8, pp. 327.
- [55] IEEE Std. 1459-2010, "IEEE Standard Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced, or Unbalanced Conditions, 2010.
- [56] Alexander Eigeles Emanuel, "On the Assessment of Harmonic Pollution", IEEE Trans. on P. Deli., Vol. 10, No. 3, pp.1693-1698, Jul. 1995.
- [57] P. S. Filipki, Y. Baghzouz e M. D. Cox, "Discussion of Power Definitions Contained in the IEEE Dictionary", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 9, No. 3, pp.1237-1244, Jul. 1994.

- [58] IEEE Working Group on Nonsinusoidal Situations: Effects On Meter Performance and Definitions of Power, "Practical Definitions for Powers in Systems with Nonsinusoidal Waveforms and Unbalanced Loads: A Discussion", IEEE Trans. on P. Deli., Vol. 11, No. 1, pp.79-101, Jan. 1996.
- [59] Milton Castro-Núñez e Róbinson Castro-Puche, "The IEEE Standard 1459, the CPC Power Theory, and Geometric Algebra in Circuits With Nonsinusoidal Sources and Linear Loads", IEEE Transactions on Circuits and Systems, vol. 59, no. 12, pp. 2980 - 2990, Dez. 2012.
- [60] Jacques L. Willems, "Budeanu's Reactive Power and Related Concepts Revisited", IEEE Tran. on Instrum. and Measur., Vol. 60, No. 4, pp. 1182 - 1186, Abr. 2011.
- [61] Kahraman Yumak e Omer Usta, "A controversial Issue: Power Components in Nonsinusoidal Single-Phase Systems", 7th International Conference on Electrical and Electronics Engineering, Bursa, Dez. 2011.
- [62] L. S. Czarnecki, "What is Wrong with the Budeanu Concept of Reactive and Distortion Power and Why It Should be Abandoned", IEEE Tran. on Instrum. and Measur., Vol. IM-36, No. 3, pp. 834 - 837, Set. 1987.
- [63] Marek T. Hartman, "Orthogonality of functions describing power states in electrical circuits in Budeanu's concept", Nonsinusoidal Currents and Compensation (ISNCC), 2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Lagow, Jun. 2010.
- [64] Alexander E. Emanuel e John A. Orr, "Fryze's Power Definition: Some Limitations", IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Hong Kong, Jun. 2012.
- [65] Emílio F. Couto, J. S. Martins, J. L. Afonso, "Resultados de Simulações de um Filtro Ativo Paralelo", 8º Congresso Luso - Espanhol de Engenharia Eletrotécnica, Vilamoura, Jul. 2003.
- [66] E. H. Watanabe, H. Akagi e M. Aredes, "Instantaneous p-q Power Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems", International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Lagów, 2008.
- [67] R. Singh e A. Singh, "Aging of Distribution Transformers due to Harmonics", 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Bergamo, Set. 2010.
- [68] H. Khoshkhou, S. H. H. Sadeghi, R. Moini e M. Jabbari, "Effects of Flexible Power Cables on Harmonic Generation of an Arc Furnace Steel Plant", IEEE International Multitopic Conference, Karachi, Dez. 2008.
- [69] M. B. Jannat e J. S. Abdulmalek, "Reducing The Effects Of Harmonics Produced By Electrical Arc Furnaces In Misurata Steel Plant", 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Veneza, Maio 2012.
- [70] IEEE Task Force on the Effects of Harmonics on Equipment, "Effects of Harmonics on Equipment", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol.8, No. 2, pp. 672 - 680, Abr. 1993.
- [71] Jos Arrillaga, Bruce C. Smith, Neville R. Watson e Alan R. Wood, *Transmission Systems - Evaluation of Transmission Line Parameters em Power System Harmonic Analysis*, 1ªed., Chichester, John Wiley & Sons, 1997, cap.2, pp.7-31.

- [72] K.D. Patil e W.Z. Gandhare, "Threat of Harmonics to Underground Cables", Students Conference on Engineering and Systems, Allahabad, Uttar Pradesh, Mar. 2012.
- [73] P.J. Moore e I.E. Portugues, "The Influence of Personal Computer Processing Modes on Line Current Harmonics", IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 18, No. 4, pp. 1363 - 1368, Out. 2003.
- [74] Mircea Popescu, TJE Miller, Malcolm McGilp, F.J.H Kalluf, Claudia da Silva e Luiz von Donkonal, "Effect of Winding Harmonics on the Asynchronous Torque of a Single-Phase Line-Start Permanent-Magnet Motor", 14th Conference Record of the Industry Applications, Hong-Kong, Oct. 2005.
- [75] Francisco C. De La Rosa, "*Harmonic Sources*" em Harmonics and Power Systems, 1ª ed., Boca Raton, CRC Press, 2006, cap.2
- [76] Augusto Marconcin Rodrigues, "Influência da Distorção Harmônica e de Desequilíbrios em Medidores de Energia Elétrica Ativa", Curso de Engenharia Elétrica, Paraná, Jun. 2009.
- [77] Mohsin Jamil, G. Murtaza Hashmi, Zulifqar Ali Syed e Qasim Awais, "Harmonics in Adjustable Speed Drives: Causes, Effects, and Solutions", International Conference on Information and Emerging Technologies, Karachi, Jul. 2007.
- [78] IEEE Task Force on the Load Characteristics, "The Effects of Power System Harmonics on Power System Equipment and Loads, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems", Vol. PAS-104, No. 9, pp. 2555 - 2563, Set. 1985.
- [79] M. Shareghi, B.T. Phung, M.S. Naderi, T.R. Blackburn e E. Ambikairajah, "Effects of Current and Voltage Harmonics on Distribution Transformer Losses", International Conference on Condition Monitoring and Diagnosis, Bali, Sep. 2012.
- [80] D.M. Said e K.M. Nor, "Effects of Harmonics on Distribution Transformers", Australasian Universities Power Engineering Conference, Sidney, Dez. 2008.
- [81] Ting-Yen Hsieh, Tsai-Hsiang Chen e Van-Tan Tran, "Assessment of Effects of Capacitor Banks on Harmonic Distortion by a Direct Z-Bus Power Flow Method", Conference on Power & Energy IPEC, Ho Chi Minh City, Dez. 2012.
- [82] I.Daut, R.Chan Bahaudin, C.M.Hadzer, S. Hardi, N Hashim e I.Nisja, "Investigation on the Effect of Shunt Capacitor and Shunt Filter on Harmonic in Distribution System", 2nd IEEE International Conference on Power and Energy, Johor Baharu, Dez. 2008.
- [83] Prof. Dr. D. Westermann, "*EES-1 Betriebsmittelmodelle - Kapitel 3*", TU - Ilmenau, 2012, não publicado.
- [84] Mojtaba Nasiri, Mehrdad Rostami e Seyed Hamid Fathi, "Parallel and Series Harmonic Resonance Prevention by Anti-Resonance Hybrid Capacitor System for Power Factor Correction".
- [85] R.C.Ducan, M.F.McGranaghan, S.Santos e H.W.Beaty, "*Fundamentals of Harmonics*" em Electrical Power Systems Quality, 3ª ed., Nova York, McGraw-Hill, 2012, cap.5.

- [86] Priv. Doz. Dr.Ing. Habil. H.Shau, "*Massnahmen zur Beherrschung von Netzrückwirkungen - Kapitel 6*", não publicado.
- [87] Francisco C. De La Rosa, "*Effects of Harmonics on Distribution Systems*" em *Harmonics and Power Systems*, 1ª ed., Boca Raton, CRC Press, 2006, cap.4
- [88] Adam J. Collin, Charles E. Cresswell e Sasa Z. Djokic, "Harmonic Cancellation of Modern Switch-Mode Power Supply Load", 14th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Bergamo, Set. 2010.
- [89] Aurora Gil de Castro, Antonio Moreno Muñoz, Víctor Pallarés López e Agustín Agüera Pérez, "Harmonic Effect in Street Lighting", 7th International Conference-Workshop on Compatibility and Power Electronics, Tallinn, Jun. 2011.
- [90] Mohsen Ghafari, Ali Razi Kazemi, Payman Dehghanian, e Mehdi Vakilian, "Investigation of the Effects of Compact Fluorescent Lamps in Power Distribution Systems", 10th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Roma, Maio 2011.
- [91] Alexandre B. Nassif e Janak Acharya, "An Investigation on the Harmonic Attenuation Effect of Modern Compact Fluorescent Lamps", 13th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Wollongong, 2008.
- [92] D. C. Bhonsle e R. B. Kelkar, "Harmonic Pollution Survey and Simulation of Passive Filter using MATLAB", International Conference on Recent Advancements in Electrical, Electronics and Control Engineering, Sivakasi, Dez. 2011.
- [93] D. Matvoz e M. Maksic, "Comparison of LED and CFL Lamps and Their Impact on Electric Power Network", IEEE 15th International Conference on Harmonics and Quality of Power, Hong Kong, Jun. 2012 .
- [94] Wikipedia (Abr. 2013), *Galileo Ferraris*, [Online]. Disponível em: http://en.wikipedia.org/wiki/Galileo_Ferraris, [Set. 15,2013].
- [95] Leybold Physics Leaflets , *Demonstrating the operating principle of an AC power meter*.
- [96] Agustín Mínguez, "Medidores de Energia Ativa: Funcionamento, Práticas Usuais, Principais Ensaios e Análise de Fraudes mais Comuns", Projeto para a obtenção de grau de engenheiro electricista, Dep. de Engenh. Elétrica da Escola Polit. da Univ. Federal do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2007.
- [97] Fluke Co., (Mar. 2011), *Fluke 434 Specs*, [Online]. Disponível em: <http://www.fluke.com/fluke/uken/power-quality-tools/logging-power-meters/434-pwr-power-analyzer.htm?PID=70790>, [Set. 15, 2013].
- [98] ERSE / KEMA (Dez. 2012), *Estudo sobre contadores inteligentes de eletricidade e de gás natural Relatório 1E/G: Situação atual e experiência com projectos-piloto em Portugal* [Online]. Disponível em: http://www.erse.pt/pt/consultaspublicas/consultas/Documents/40_1/Relat%C3%B3rio%201E_G_Situa%C3%A7%C3%A3o%20actual%20e%20experi%C3%Aancia%20com%20Projectos-piloto%20em%20Portugal_KEMA.pdf, [Set. 15,2013].

- [99] Datasheet Catalog (Fev. 2010), *TCRT5000* [Online]. Disponível em: http://www.datasheetcatalog.com/datasheets_pdf/T/C/R/T/TCRT5000.shtml, [Set. 15,2013].

Anexos

Anexo A - Código utilizado

```
# include <SD.h> // inclusão de biblioteca SD

int pin = A0;
int pin_ fim = A1; // declaração de E/S digitais
boolean flag = false; // declaração de flag auxiliar

int sensorValue = 0; // armazena o valor lido pelo sensor
int reg_ temp = 0; // armazena o valor lido pelo E/S 1
int KW = 0; // armazena o valor de KWh lidos
int rot = 0; // armazena o número de rotações
File registo; // criação do ficheiro para armazenar dados no SD

void setup()
{
pinMode(13, OUTPUT);
pinMode(10, OUTPUT); // inicialização de E/S digitais
Serial.begin(9600); // inicialização da porta série e 9600 bps
if (!SD.begin(4)) //inicialização do cartão SD - Pino 4 - pino CS
{
//(" Falha na inicizaliação do SD!");
return; // caso o cartão não se encontre inserido
}
else
{
//(" bem sucedido"); //cartão inserido e inicializado
}
registo = SD.open("registo.txt",FILE_ WRITE); //abertura do ficheiro em modo escrita
if(registo) se ficheiro criado e aberto em modo escrita
{
registo.println("Inicio : "); // escrita no ficheiro
registo.close(); // fecho do ficheiro
}
else {
Serial.println("Erro ao abrir ficheiro");
} // caso ficheiro não aberto
}

void loop()
{
sensorValue = analogRead(pin); // armazenar o valor da entrada 0
reg_ temp = analogRead(pin_ fim); // armazenar o valor da entrada 1
if(sensorValue > 910 && (!flag)) // se marca do disco detetada
```

```
{
rot++; // incremento do número de rotações
flag = true ; // acionamento da flag para esperar que a marca desapareça
}
delay(50); // atraso de 5 ms

    if(rot == 720) // se o número de rotações for 720
    {
KW++; // incrementar o número de KWh
rot = 0 ; // o número de rotações volta a 0

    }

    if(sensorValue < 860 & & (flag))
{ // sensor já não deteta marca
flag = false;
}

    if(reg_ temp == 1023)// entrada 1 é ligada a 5V
{ //salvar no SD os KW/h e rotações atuais
registo = SD.open(" registo.txt",FILE_ WRITE); // abertura de ficheiro
registo.print(" numero de rotacoes atual :"); // escrita no ficheiro de:
registo.println(rot); // número de rotações,
registo.println(" Numero de KW/ h"); // número de KWh,
registo.println(KW);
registo.close();// fecho de ficheiro
}
}
```

Anexo B - Datasheet sensor IV



TCRT5000(L)

Vishay Semiconductors

Reflective Optical Sensor with Transistor Output

Description

The TCRT5000(L) has a compact construction where the emitting-light source and the detector are arranged in the same direction to sense the presence of an object by using the reflective IR beam from the object. The operating wavelength is 950 nm. The detector consists of a phototransistor.



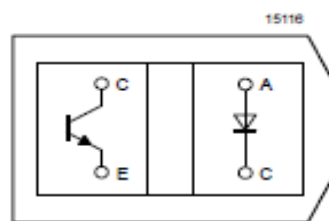
94 9442

Applications

- Position sensor for shaft encoder
- Detection of reflective material such as paper, IBM cards, magnetic tapes etc.
- Limit switch for mechanical motions in VCR
- General purpose – wherever the space is limited

Features

- Snap-in construction for PCB mounting
- Package height: 7 mm
- Plastic polycarbonate housing construction which prevents crosstalk
- L = long leads
- Current Transfer Ratio (CTR) of typical 10%



Top view

Order Instruction

Ordering Code	Sensing Distance	Remarks
TCRT5000	12 mm	Leads (3.5 mm)
TCRT5000(L)	12 mm	Long leads (15 mm)

Retirado de: [99]