





# Agradecimentos

---

Sou grato a Deus, pois tenho a convicção que sem Ele nada era possível. Quero agradecer ao meu orientador, Professor Francisco Cardoso, tanto pelo seu desempenho enquanto orientador como enquanto professor, que sempre me contagiou com o seu entusiasmo pelo conhecimento. À Eng<sup>a</sup>. Sónia Semedo por oferecer-me o seu conhecimento e simpatia, ainda que fôssemos rivais no que toca à atenção do nosso orientador. À Eneida<sup>®</sup> na pessoa do Luís Oliveira por todo o apoio prestado. À minha família que diariamente cultivam em mim o desejo de dar o meu melhor. À minha namorada por sempre mostrar-se presente ainda que estivesse fisicamente distante. Ao meu grande amigo António Almeida, que ao longo destes 5 anos de Universidade, sempre pude confiar e contar com ele.

Dedico esta dissertação ao meu avô Ramiro que, desde quando eu era pequeno, instigava em mim o gosto pela engenharia.



# Resumo

---

Esta dissertação apresenta o estudo, conceptualização e desenvolvimento da integração de diversas tecnologias num único sistema capaz de diagnosticar os isoladores presentes em linhas de Alta e Muito Alta Tensão de forma autónoma. Numa primeira fase foi necessário compreender os materiais e a conformação dos isoladores. Só assim foi possível conhecer a tecnologia de sensor mais apropriada para diagnosticar os isoladores.

O sensor escolhido para a recolha de variáveis é pioneiro para este tipo de aplicação. Assim, o uso desta tecnologia implicou uma primeira fase de estudo e testes que permitiram verificar os respectivos princípios teóricos de funcionamento. Consequentemente houve a necessidade de projectar circuitos de condicionamento de sinal assim como explorar tecnologias já comercializadas com esta função.

Numa fase seguinte, estudaram-se as alternativas mais eficientes que permitiam uma comunicação para uma unidade integradora local e posteriormente para um sistema central. Por fim, procurou-se entender o consumo energético que as soluções encontradas nas fases anteriores acarretariam e assim dimensionar uma unidade responsável por atender às respectivas necessidades.

# Abstract

---

This dissertation introduces the study, conceptualization and development of the integration of several technologies in a single system able to diagnose the insulators present in High and Very High Voltage lines in an independent way. Initially it was necessary to understand the nature and formation of insulators. Only then it was possible to know the most appropriate sensor technology to diagnose the insulators.

The chosen sensor for the collection of variables is pioneer for this type of application. Thus, the use of this technology resulted in a first phase of study and tests that allowed verifying their theoretical principles of operation. Consequently there was a need to design signal conditioning circuits as well as explore technologies already on the market with this feature.

In a next step it was necessary to study the most effective alternatives that allow a communication to a local integrator unit and then to a central system.

Finally, after understanding the consumption needs of the system, it was scaled a unit responsible for meeting it's needs.

## Palavras-chave

---

Transdutores de corrente; isoladores; bobina de Rogowski; rede sem fios; captura de energia solar.

## Keywords

---

Current transducers; insulators; Rogowski coil; wireless network; capture solar.

# Conteúdo

|   |    |
|---|----|
| 1. Introdução.....  | 1  |
| 1.1 Objectivos.....   | 1  |
| 1.2 Motivação.....  | 2  |
| 1.3 Estrutura da Dissertação.....                                     | 4  |
| 2. Isoladores em traçados aéreos de MAT/AT .....                      | 5  |
| 2.1 Materiais e conformação de isoladores .....                       | 5  |
| 2.2 Monitorização do estado de isoladores: uma revisão.....           | 8  |
| 2.2.1 Diagnóstico em isoladores de porcelana e vidro .....            | 10 |
| 2.2.1.1 Medição de corrente de fuga com resistência de shunt.....     | 11 |
| 2.2.1.2 Método Buzz.....  | 12 |
| 2.2.1.3 Medição do campo eléctrico .....                              | 12 |
| 2.2.2 Diagnóstico em isoladores compósitos.....                       | 13 |
| 2.2.2.1 Radiografia Digital.....                                      | 14 |
| 2.2.2.2 Medição da corrente de fuga através de um sensor óptico ..... | 15 |
| 2.3 Tecnologias de Sensor de Corrente.....                            | 15 |
| 2.3.1 Transdutor de corrente por efeito de Hall .....                 | 16 |
| 2.3.2 Transformador de Corrente.....                                  | 19 |
| 2.3.3 Bobina de Rogowski.....   | 20 |
| 2.4 Tecnologia escolhida.....   | 21 |
| 3. Sistema de Monitorização e Diagnóstico: Arquitectura Geral.....    | 23 |
| 3.1 Especificação funcional.....                                      | 23 |
| 3.2 Critério de distribuição funcional.....                           | 24 |
| 3.3 Mecanismo de integração local .....                               | 25 |
| 3.4 Unidade de diagnóstico: estrutura .....                           | 26 |

|  |    |
|--|----|
| 4. Unidade de Diagnóstico: Medida de Corrente Eléctrica..... | 29 |
| 4.1 Medida de corrente – Bobina de Rogowski .....            | 29 |
| 4.1.1 Princípio de Funcionamento .....                       | 29 |
| 4.1.2 Integração da Tensão Induzida .....                    | 31 |
| 4.1.3 Função Transferência .....                             | 32 |
| 4.1.4 Características Físicas de uma Bobina .....            | 34 |
| 4.1.4.1 Indutância Própria .....                             | 34 |
| 4.1.4.2 Capacitância Parasita .....                          | 35 |
| 4.1.4.3 Resistência Interna .....                            | 37 |
| 4.1.5 Situações de Predominância .....                       | 37 |
| 4.1.5.1 Predominância da Resistência de Carga (R) .....      | 37 |
| 4.1.5.2 Predominância da Indutância Própria ( $L_s$ ) .....  | 38 |
| 4.1.6 Frequência de Ressonância.....                         | 39 |
| 4.1.7 Determinação dos Limites de Frequência .....           | 40 |
| 4.1.8 Energia Transferida .....                              | 41 |
| 4.2 Análise da Emissão Acústica .....                        | 42 |
| 4.3 Simulação .....  | 43 |
| 4.4 Testes e Resultados .....                                | 44 |
| 4.5 Discussão e Conclusões .....                             | 50 |
| 5. Mecanismo de Comunicação para Integração Local.....       | 52 |
| 5.1 Introdução.....  | 53 |
| 5.2 Topologia .....  | 53 |
| 5.3 Bidirecionalidade da comunicação.....                    | 55 |
| 5.4 Rede de sensores sem fios .....                          | 56 |
| 5.4.1 Bluetooth vs ZigBee .....                              | 56 |
| 5.4.2 ZigBee .....   | 58 |

|  |    |
|--|----|
| 6. Unidade de Diagnóstico: Alimentação em Potência ..... | 61 |
| 6.1 Introdução.....                                      | 61 |
| 6.2 Consumo Energético .....                             | 62 |
| 6.3 Perfis de Armazenamento de Energia .....             | 63 |
| 6.4 Autonomia.....                                       | 68 |
| 6.5 Captura e armazenamento de energia.....              | 69 |
| 7. Conclusão.....  | 75 |
| Referências bibliográficas.....                          | 77 |

# Índice de Figuras

---

|  |    |
|--|----|
| <b>Figura 1</b> – Probabilidade de ocorrência de contornamento ou perfuração, em função da amplitude e da duração.....                         | 7  |
| <b>Figura 2</b> – Figura ilustrativa do método de medição de corrente de fuga com resistência de <i>shunt</i> .....                            | 11 |
| <b>Figura 3</b> – Figura ilustrativa do método Buzz.....   | 12 |
| <b>Figura 4</b> – Campo eléctrico na vizinhança de um condutor com defeito.....  | 13 |
| <b>Figura 5</b> – Curva característica de uma cadeira de isoladores em boas condições e de uma cadeira de isoladores com defeito.....          | 13 |
| <b>Figura 6</b> – Imagem radiográfica de um isolador.....  | 14 |
| <b>Figura 7</b> – Figura ilustrativa da medição de corrente de fuga através de um sensor óptico.....   | 15 |
| <b>Figura 8</b> – Material semiconductor percorrido por uma corrente eléctrica constante.....  | 16 |
| <b>Figura 9</b> – Material semiconductor percorrido por uma corrente eléctrica constante, imerso num campo magnético perpendicular a esta..... | 17 |
| <b>Figura 10</b> – Curva característica de um sensor de efeito de Hall.....  | 18 |
| <b>Figura 11</b> – Transdutor de corrente em cadeia aberta.....  | 18 |
| <b>Figura 12</b> – Transdutor de corrente em cadeia fechada.....   | 18 |
| <b>Figura 13</b> – Transformador de corrente toroidal.....   | 19 |
| <b>Figura 14</b> – Bobina de Rogowski flexível utilizada nos testes do capítulo 4.....   | 20 |
| <b>Figura 15</b> – Fluxograma do sistema proposto.....   | 26 |
| <b>Figura 16</b> – Interligações entre o MSP430F2618 e o CC2520.....   | 27 |
| <b>Figura 17</b> – Representação do princípio físico da Bobina de Rogowski.....  | 29 |
| <b>Figura 18</b> – Representação da Bobina de Rogowski em torno de um condutor.....  | 30 |
| <b>Figura 19</b> – Diagrama esquemático da Bobina de Rogowski com um integrador activo.....  | 31 |
| <b>Figura 20</b> – Diagrama esquemático da Bobina de Rogowski com um integrador passivo.....   | 32 |
| <b>Figura 21</b> – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski utilizando o modelo de parâmetros concentrados.....                              | 33 |
| <b>Figura 22</b> – Desenho esquemático das características físicas da bobina.....  | 34 |

|   |    |
|---|----|
| <b>Figura 23</b> – Desenho esquemático da secção transversal da bobina.....   | 35 |
| <b>Figura 24</b> – Sinal de saída da bobina quando existe predominância da resistência de carga na função de transferência.....         | 38 |
| <b>Figura 25</b> – Sinal de saída da bobina quando existe predominância da indutância própria da bobina na função de transferência..... | 38 |
| <b>Figura 26</b> – Pulso de uma descarga parcial medida através da corrente no tempo....  | 42 |
| <b>Figura 27</b> – Circuito proposto para condicionamento de sinal da Bobina JRF -55B.  | 43 |
| <b>Figura 28</b> - Sinal de saída do circuito de condicionamento de sinal.....  | 44 |
| <b>Figura 29</b> - Aspecto da montagem utilizada para execução dos primeiros testes....   | 44 |
| <b>Figura 30</b> - Sinal de saída da B. de Rogowski com o irradiador desligado .....  | 45 |
| <b>Figura 31</b> - Sinal de saída da B. de Rogowski com um dos interruptores do irradiador ligado.....                                  | 45 |
| <b>Figura 32</b> - Sinal de saída da B. de Rogowski com os dois interruptores do irradiador ligados.....                                | 45 |
| <b>Figura 33</b> - Diagrama do microprocessador CS5484.....   | 47 |
| <b>Figura 34</b> - Diagrama da placa CDB5484U para medições com a bobina de Rogowski.....   | 47 |
| <b>Figura 35</b> - Aspecto da montagem utilizada com recurso à placa CDB5484U da Cirrus Logic.....                                      | 48 |
| <b>Figura 36</b> - Constituintes da unidade de sensorização. ....   | 52 |
| <b>Figura 37</b> – Topologia de rede em Estrela.....  | 53 |
| <b>Figura 38</b> – Modelo de comunicação proposto.....  | 55 |
| <b>Figura 39</b> – Comparação da energia consumida para os diferentes tipos de protocolo.....   | 56 |
| <b>Figura 40</b> – Aplicações Bluetooth.....  | 57 |
| <b>Figura 41</b> – Aplicações ZigBee.....   | 57 |
| <b>Figura 42</b> - Pinagem do transceptor CC2520 vista de cima.....   | 59 |
| <b>Figura 43</b> – Esquema alusivo à captação da energia.....   | 61 |
| <b>Figura 44</b> - Montagem utilizada para execução dos testes relativos aos perfis de armazenamento de energia.....                    | 64 |
| <b>Figura 45</b> – Curva obtida na presença da fonte de luz, para uma comunicação de hora a hora.....                                   | 64 |

|  |    |
|--|----|
| <b>Figura 46</b> – Curva obtida na ausência da fonte de luz para uma comunicação de hora a hora .....                                | 65 |
| <b>Figura 47</b> – Continuação da curva obtida na ausência da fonte luz para uma comunicação de hora a hora.....                     | 66 |
| <b>Figura 48</b> – Curva obtida na presença da fonte luz para uma comunicação de minuto a minuto.....                                | 66 |
| <b>Figura 49</b> – Curva obtida na ausência da fonte luz para uma comunicação de minuto a minuto.....                                | 67 |
| <b>Figura 50</b> – Curva obtida na presença da fonte luz seguida da ausência da mesma para uma comunicação de 10 em 10 segundos..... | 67 |
| <b>Figura 51</b> -Painel solar KS-Q100G.....   | 69 |
| <b>Figura 52</b> -Painel solar KS-M165165G.....  | 69 |
| <b>Figura 53</b> – Sistema proposto alusivo à captação da energia.....   | 70 |
| <b>Figura 54</b> – Curva de potência do módulo <i>Shell SM 100-12</i> em função da tensão aos terminais.....                         | 71 |
| <b>Figura 55</b> – Diagrama de uma aplicação típica de um LTC3625 utilizando MPPT.....   | 72 |
| <b>Figura 56</b> – Diagrama esquemático de um circuito utilizado para a captura solar e respectivo armazenamento.....                | 72 |

# Índice de Tabelas

---

|  |    |
|--|----|
| <b>Tabela 1</b> – Quadro comparativo entre os tipos de isoladores.....   | 6  |
| <b>Tabela 2</b> - Características principais das diferentes tecnologias de sensor de corrente.....                             | 21 |
| <b>Tabela 3</b> – Tabela comparativa entre valores teóricos e valores obtidos com recurso à placa CDB5484U.....                | 48 |
| <b>Tabela 4</b> – Comparação entre valores teóricos e valores obtidos com recurso à placa CDB5484U, para correntes baixas..... | 49 |
| <b>Tabela 5</b> – Principais diferenças entre ZigBee e Bluetooth.....  | 58 |
| <b>Tabela 6</b> – Valores médios do consumo em modo activo e em modo adormecido...   | 62 |
| <b>Tabela 7</b> – Dados obtidos nas simulações.....  | 68 |

## Acrónimos

---

REN – Redes Energéticas Nacionais

AT – Alta Tensão

MAT – Muito Alta Tensão

RNT – Rede Nacional de Transporte

CCD – Charged-Coupled Device

SPI – Serial Peripheral Interface

WPAN – Wireless Personal Area Network

WAN - Wide Area Network



# 1. Introdução

---

## *1.1 Objectivos*

Este projecto visa fazer o diagnóstico em tempo real de isoladores em linhas aéreas de alta e muito alta tensão, através da análise da intensidade de corrente de fuga e da respectiva evolução temporal, com vista a determinar a condição técnica de funcionamento dos isoladores.

A importância destas linhas é facilmente compreendida quando é feita a analogia em termos de vias rodoviárias. As linhas de alta e muito alta tensão representam as auto-estradas, que ligam os principais pontos estratégicos para que, posteriormente haja uma ramificação a partir destes. Tal como nas auto-estradas, uma situação de estrangimento de fluxo de potência nestas linhas aéreas representa um enorme problema tanto para a entidade responsável pelas linhas como para os consumidores.

Assim, é crítico garantir o bom funcionamento destas linhas aéreas. Este funcionamento é afectado pelo estado dos isoladores que, por se tratar de tensões muito elevadas, têm mais propensão a degradarem-se.

A solução aqui apresentada realiza um diagnóstico imediato em tempo útil, em oposição ao diagnóstico *off-line* utilizado actualmente. Algumas das vantagens de um diagnóstico *online* são:

- A linha de transporte não necessita de ser interrompida durante o processo de medição;
- O sistema é capaz de fazer um diagnóstico nas condições exactas de operação;
- Depois de instalada, a monitorização em contínuo não requer intervenções;
- Os dados são recolhidos constantemente, permitindo assim prever o futuro tendo por base o passado;

A informação assim obtida serve as três vertentes funcionais essenciais à gestão de uma infra-estrutura: operação, manutenção e planeamento.

## 1.2 Motivação

A electricidade tornou-se a principal fonte de luz, calor e força utilizada no mundo moderno. Hoje em dia, a excepção é a não existência de electricidade em certo local. Grande parte dos avanços tecnológicos que usufruímos deve-se à disponibilidade de energia eléctrica.

Obtida a partir de outros tipos de energia, a electricidade é transportada e chega aos consumidores do mundo inteiro por meio de sistemas eléctricos complexos, compostos por quatro etapas: geração, transporte, distribuição e consumo.

As linhas de transporte, de muito alta tensão (MAT), são afectadas por diversos factores entre os quais: descargas atmosféricas, incêndios, animais (principalmente cegonhas), acumulação de poluição etc. [Mello, D. 2001]. Estes problemas representam riscos para estas linhas de transporte, podendo provocar interrupções dos circuitos, mais ou menos demoradas. Deve-se destacar as interrupções transitórias, que são as mais frequentes e são caracterizadas por terem um tempo de duração inferior a 1 segundo. Na ocorrência de uma interrupção transitória, após os sistemas de protecção actuarem, a linha é religada e a operação retoma a normalidade.

Existe ainda outro tipo de falhas que exigem o deslocamento de equipas com ferramentas adequadas para a realização da manutenção.

As empresas responsáveis pelo transporte de energia têm os seus lucros dimensionados pela qualidade da prestação dos serviços, sendo que a rentabilidade decresce em casos de desligamentos não programados das suas linhas de transporte.

No relatório de Qualidade de Serviço 2013 fornecido pelas Redes Energéticas Nacionais (REN), é referido que, nesse ano, ocorreram 249 incidentes, em que 208 foram em linhas de MAT, 20 em linhas de Alta Tensão (AT) e 21 em outras redes mas com impacto nas linhas de MAT e AT [REN 2014].

Ainda segundo este relatório, 74% dos incidentes tiveram origens em linhas aéreas, sendo que 29,2% destes foram causados por cegonhas, 24,3% foram causados por descargas atmosféricas, 13% devido ao vento e 12,4 % devido a incêndios; os restantes 21,1% são atribuídos a causas indeterminadas. Pensa-se que a causa mais

provável para a ocorrência destas “causas indeterminadas” é a acumulação de poluentes nos isoladores.

Ainda, se se tiver em conta que, por ionização, as descargas atmosféricas reduzem as propriedades isoladoras do ar, podendo danificar parcialmente (ou por vezes integralmente) o isolador, pode-se concluir o enorme peso que os isoladores têm no aparecimento de interrupções nas linhas de transporte.

De facto, as cadeias de isoladores têm como função evitar a passagem da corrente do condutor ao apoio ou suporte, sustentando assim mecanicamente os cabos ou barramentos. Diversos factores contribuem para incapacitar os isoladores de executar a sua função. Um dos principais factores consiste na acumulação de poluentes nos isoladores que, em conjunto com humidades elevadas, causa uma redução na capacidade de isolamento. A origem destes agentes poluentes é diversa: as próprias aves através dos seus dejectos, poluição carregada pelo vento, a presença humana, actividades industriais, destruição da mata etc..

Dependentemente do tipo de isolador em questão, em alguns casos é necessário uma intervenção no sentido de remover a camada de poluentes da superfície dos isoladores, ou seja, é necessário lavá-los. Contudo, esta lavagem necessita de mão-de-obra especializada e munida de equipamento adequado. Torna-se assim necessário redireccionar o deslocamento das equipas responsáveis pela lavagem de modo a evitar casos que representem despesas desnecessárias para a empresa em questão.

Para outro tipo de isolador a lavagem pode não resolver este problema. Assim há necessidade de saber se é necessária uma substituição do isolador ou se este ainda consegue assegurar a sua função. Isto leva a que haja uma poupança de recursos.

Assim, o sistema aqui proposto, entre outras coisas, permite que a manutenção seja feita de forma preventiva e que a substituição ocorra de forma programada e sem interrupção de fornecimento de energia devido à redundância dos traçados.

### *1.3 Estrutura da Dissertação*

Esta dissertação encontra-se dividida em 7 capítulos com os respectivos subcapítulos e subdivisões, devidamente numerados.

O 2º capítulo ressalta a importância dos isoladores, distinguindo-os consoante as suas características. Neste capítulo consta ainda uma breve revisão ao estado da arte no que toca aos métodos de diagnóstico em isoladores. O capítulo é concluído com a descrição das diferentes tecnologias de sensor de correntes relativas a este projecto.

No 3º capítulo é apresentada a arquitectura geral do sistema de monitorização e diagnóstico proposto.

No 4º capítulo é apresentada a unidade de diagnóstico responsável pela medida de corrente eléctrica. É neste capítulo que são apresentadas as bases teóricas do sensor utilizado assim como os respectivos testes e resultados.

No capítulo 5 figura o mecanismo de comunicação responsável pela integração local. Neste capítulo é especificada a tipologia, direcionalidade e os critérios de selecção do protocolo de comunicação a utilizar.

No capítulo 6 será abordada a unidade de diagnóstico responsável pela alimentação em potência. Irá ser feita uma análise ao consumo energético do sistema com vista a traçar perfis de armazenamento de energia e assim projectar a sua autonomia.

No último capítulo é apresentada uma conclusão que pretende resumir o conhecimento exposto ao longo desta dissertação e realizar uma apreciação final.

## 2. Isoladores em traçados aéreos de MAT/AT

---

### *2.1 Materiais e conformação de isoladores*

Para que a energia eléctrica chegue ao local onde vai ser consumida é necessário a existência de uma rede eléctrica. Uma rede eléctrica é o conjunto das instalações e equipamentos, estruturados de modo a direccionar a energia eléctrica dos locais de produção até ao local onde vai ser consumida. Esta rede eléctrica é geralmente constituída por linhas aéreas e cabos subterrâneos, transformadores de potência e de distribuição assim como por diversos equipamentos e aparelhagens de protecção, de corte e de medida <sup>[Portela, C. 1970]</sup>.

Para possibilitar as linhas aéreas, é necessário erguer os cabos a uma distância segura do solo, a fim de evitar contacto eléctrico com pessoas, estruturas, vegetação, etc.. As torres permitem o suporte dos cabos, tendo de ser garantida a permanência deste suporte em condições adversas como ventos, terramotos, entre outros.

De modo a evitar a dissipação de energia através da estrutura da torre (uma vez que esta encontra-se aterrada), os cabos devem ser suportados pelas torres através de isoladores. Estes isoladores servem de intermediário entre as torres e os cabos suspensos. Geralmente podem ser feitos de cerâmica, vidro ou polímeros.

Um isolador é constituído por um dieléctrico e as ferragens terminais, que fazem com que o dieléctrico fique ligado às terminações. Os principais tipos de classes de dieléctrico são: porcelana, vidro e polímeros. Daí existirem diferentes nomenclaturas de isoladores: isoladores de porcelana ou cerâmicos, isoladores de vidro e isoladores poliméricos ou compósitos <sup>[Sousa, P. 2006]</sup>.

Até há pouco tempo, os isoladores utilizados eram constituídos por materiais cerâmicos e de vidro. Em Portugal, alguns isoladores poliméricos foram instalados há pouco mais de uma década, na tentativa de reduzir as vulnerabilidades que até então se verificavam. Devido à recente instalação, ainda é desconhecido o seu desempenho a longo prazo.

**Tabela 1** – Quadro comparativo entre os tipos de isoladores [Silva, R. 2014]

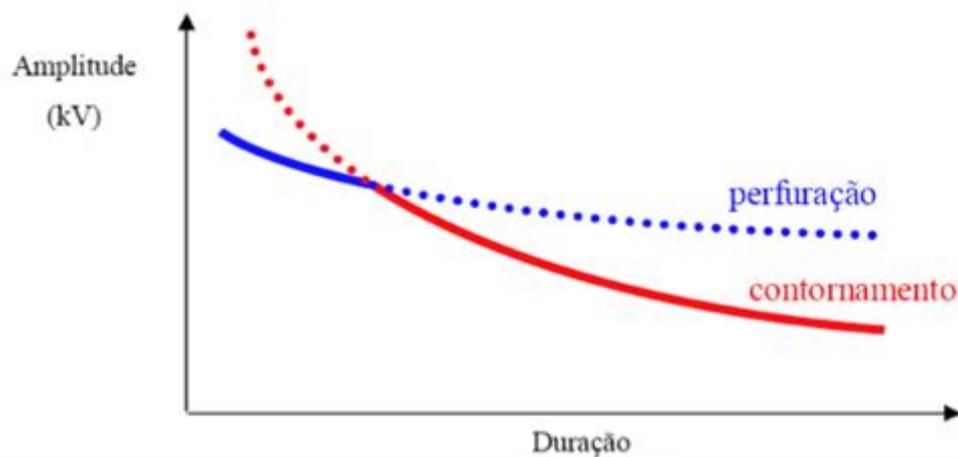
| Material   | Vantagens  | Limitações   |
|------------|--|--|
| Porcelana  | Longo histórico de uso;<br>Performance conhecida;<br>Fácil intercambiabilidade;<br>Redução com as desapropriações em isoladores pilares;                           | Peso;<br>Defeitos ocultos;<br>Susceptível ao vandalismo;<br>Técnicas de detecção de falhas nas linhas ainda não são 100% confiáveis.   |
| Vidro      | Longo histórico de uso;<br>Desempenho conhecido;<br>Fácil Intercambiabilidade;<br>Defeitos facilmente visualizáveis.   | Percepção negativa quanto à fragilidade;<br>Peso;<br>Atrativo para o vandalismo.   |
| Polimérico | Redução com as desapropriações em isoladores pilares;<br>Bom desempenho sob contaminação;<br>Leveza;<br>Facilidade de instalação;<br>Pouco atrativo ao vandalismo. | Fatura frágil do núcleo;<br>Efeito das intempéries no processo de envelhecimento;<br>Menor intercambiabilidade;<br>Defeitos ocultos;<br>Técnicas de detecção de falhas em linhas energizadas ainda não totalmente desenvolvidas. |

O comportamento mecânico dos isoladores é determinado pelas componentes que os constituem, mencionadas acima. A falha mecânica dos isoladores pode levar à queda dos condutores, o que, para além de constituir um perigo de segurança, provoca uma interrupção prolongada com possíveis danos e avarias. Já o comportamento eléctrico dos isoladores é influenciado unicamente pelo dieléctrico dos isoladores.

As propriedades dos dieléctricos dividem-se em propriedades superficiais e propriedades volúmicas. O comportamento da massa dieléctrica é determinado por defeitos sob a forma de bolhas e impurezas. Estes defeitos causam a concentração de zonas com grande *stress* eléctrico, o que pode levar à formação de defeitos permanentes dentro do dieléctrico. Um parâmetro que indica o estado do dieléctrico é a resistividade volúmica (interior) e apresenta valores superiores a  $10^{10} \Omega\text{m}$  [Sousa, P. 2006].

O comportamento da superfície é função dos depósitos de poluição e humidade superficiais. Os valores da resistividade superficial a seco são relativamente idênticos aos da resistividade volúmica. Quando há presença de humidade, os valores da resistividade superficial são mais baixos do que quando a seco, e mais baixos ainda no caso de existir contaminantes iónicos.

Um material dieléctrico de boa qualidade é aquele em que é inexistente a presença de impurezas ou bolhas. Neste caso a perfuração é muito mais difícil de acontecer do que o contornamento. A probabilidade de ocorrência de contornamento ou de perfuração do isolador irá depender da amplitude e da duração do stress eléctrico aplicado. O gráfico seguinte demonstra esta relação:



**Figura 1** – Probabilidade de ocorrência de contornamento ou perfuração, em função da amplitude e da duração [Sousa, P. 2006]

A ocorrência de uma descarga parcial através do isolador deve-se à quebra da rigidez dieléctrica provocada pelo campo eléctrico muito intenso aplicado sobre uma região do espaço. Essa quebra permite o fluxo de carga através do material ao redor da região.

No caso das descargas atmosféricas, o contornamento originado é determinado pela menor distância em ar entre os eléctrodos do isolador (distância de arco). Já em condições de contaminação, o contornamento depende da linha de fuga, como iremos ver à frente.

Os contornamentos, normalmente, causam a interrupção do circuito, porém não significa necessariamente o corte da alimentação aos consumidores. Apesar de poder ter baixo impacto em zonas rurais, estas interrupções podem ter um impacto significativo em zonas urbanas onde existem grandes indústrias, mesmo sendo durante pouco tempo, pode provocar enormes perdas de produção, perdas de controlo

do processo e avaria do equipamento, obtendo-se assim prejuízos, de maneira que estas interrupções devem ser evitadas ao máximo possível.

## *2. 2 – Monitorização do estado de isoladores: uma revisão*

Os isoladores estão expostos a diversos agentes poluentes. Quando perante um ambiente com humidade elevada, os poluentes solúveis em água dissociam-se em iões, tornando a camada de poluentes condutiva. Através dessa camada condutiva flui uma corrente eléctrica de fuga. Na presença de uma corrente em conjunto com um caminho com uma determinada resistência verifica-se o efeito de Joule, que gera um aquecimento proporcional ao quadrado da corrente. Este aquecimento, por sua vez, irá evaporar a humidade criando pequenas regiões dieléctricas circundadas de regiões condutoras, as chamadas bandas secas.

Uma vez que nestas bandas secas está aplicado um intenso campo eléctrico, existe quebra da rigidez dieléctrica do material, ocorrendo, assim, uma descarga parcial. Após esta descarga parcial pode-se ter uma das seguintes situações:

- No caso dos isoladores cerâmicos/vidro, esta descarga parcial acaba por limpar essa camada poluente, sem haver necessidade de nenhum outro tipo de limpeza até à próxima deposição dos agentes poluentes. Este fenómeno também pode ocorrer nos isoladores compósitos caso não haja um número de descargas parciais considerável para ocorrer a incorporação da camada condutiva.
- No caso dos isoladores compósitos, uma vez que são constituídos por uma mistura de plásticos, caso haja o tal número de descargas parciais considerável irá existir a incorporação dessa camada condutiva, adulterando assim as propriedades isolantes deste tipo de isoladores; este acontecimento constitui uma situação mais gravosa relativamente a situações causadas por defeitos de isoladores cerâmicos/de vidro.

A frequência da ocorrência destas descargas parciais está relacionada com a quantidade de poluentes depositados: enquanto esta se encontrar dentro de limites aceitáveis, a frequência da ocorrência de descargas parciais será relativamente reduzida e, assim, será pouco prejudicial ao isolador. Porém, visto que a camada de poluentes é cumulativa, ou seja, na ausência de limpeza a camada de poluentes tornar-se-á progressivamente maior, aumentando assim o risco de descargas parciais em diversos pontos do isolador, quase simultaneamente. Finalmente chegar-se-á a um ponto tal em que pode ocorrer um arco voltaico que contorna a cadeia de isoladores (*flashover*), danificando-a.

Assim, pode-se depreender a importância da sazonalidade: (i) no Inverno, geralmente, estas linhas de transporte e os respectivos isoladores são “lavados” pelas chuvas, efeito este que se prolonga pela Primavera, (ii) no Verão, normalmente, não existe um alto valor da humidade, e (iii) no Outono, quando os isoladores contaminados com os agentes poluentes ao longo do Verão, estão mais expostos à humidade, assim implicando que a rede de transporte de energia eléctrica fique mais exposta a interrupções.

No quadro acima traçado, será altamente vantajoso monitorizar o estado dos isoladores, medindo a corrente de fuga e avaliando a sua evolução temporal, e, claro está, detectando contornamentos. No caso de descargas de contornamento em isoladores de cerâmica/vidro, esta monitorização permitirá determinar qual o isolador contornado, que levou ao disparo do disjuntor a montante naquela linha. Já nos isoladores compósitos, o contornamento é uma situação a evitar uma vez que há um sério risco de o suporte mecânico da linha ficar comprometido e esta cair; assim monitoriza-se a corrente de fuga, de forma a prevenir que esta situação aconteça.

Algumas implementações foram feitas de forma a minimizar o impacto causado pelas correntes de fuga:

- Na Rede Nacional de Transporte (RNT), que assegura a transmissão da energia eléctrica produzida nas centrais electroprodutoras até às redes de distribuição, as quais conduzem essa energia até às instalações dos consumidores finais, são adoptados comprimentos de linha de fuga de 20

mm/kV para zonas de poluição média, 25mm/kV para poluição forte e 31mm/kV para zonas de poluição muito forte [Distrib., EDP 2007]. O aumento da linha de fuga é conseguido pela forma mais alongada das saias do isolador e das suas reentrâncias inferiores, assim como pela colocação de várias unidades (cadeias de isoladores). Através da relação  $R = \rho \frac{l}{s}$ , constatamos que para um dado material com uma secção constante, tem-se uma maior resistência para um maior comprimento, conseqüentemente a corrente de contorno será menor. Este é o motivo pelo qual os isoladores apresentam saias, para aumentar o caminho que a corrente à superfície tem de percorrer;

- Outra forma de aumentar a capacidade de isolamento de uma cadeia é revestindo os isoladores poliméricos com compostos de silicone, que apresentam propriedades hidrofóbicas. A aplicação de revestimentos é eficiente mas apresenta uma desvantagem: é necessária manutenção constante para a remoção e reaplicação do composto de silicone, podendo variar de alguns meses a anos, dependendo do regime de poluição no local.

Nas secções seguintes serão apresentados, de forma breve, alguns dos métodos presentes na literatura para avaliar o estado de um isolador. Devido às características físicas, a abordagem deste problema varia consoante o material do isolador.

### *2.2.1 - Diagnóstico em isoladores de porcelana e vidro*

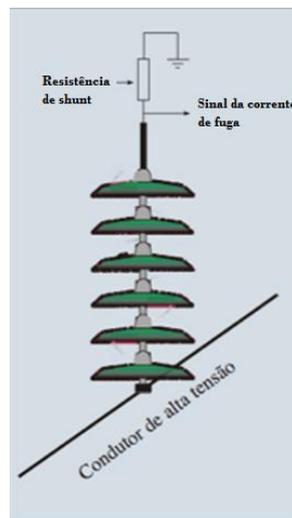
A constituição dos isoladores de porcelana passa por uma mistura heterogénea de argila, feldspato e quartzo, todos cristalinos na sua estrutura [Sousa, P. 2006].

A porcelana e o vidro possuem certas falhas a nível microscópico, como micro rupturas, deslocamentos e rotações. No fabrico do isolador e subsequente uso pode ocorrer o aparecimento de defeitos maiores como macro rupturas, imperfeições, inclusões e buracos. Estes defeitos tanto levam a uma menor resistência do isolador e, por sua vez, a uma condução maior de corrente assim como a um gradiente de campo

eléctrico ao longo do isolador. Este é o motivo pelo qual os métodos desenvolvidos para detectar defeitos em isoladores de porcelana e vidro se baseiam em medição de resistência, corrente, campo eléctrico e diferença de potencial para detectar defeitos. São habitualmente chamados de métodos eléctricos.

Para além destes métodos, outros fazem uso do facto da presença de defeitos causar desvios na propagação de ondas dentro do isolador. Estes métodos têm a vantagem de permitir a avaliação do isolador antes de este ser instalado, uma vez que não necessita de estar sujeito a estímulos eléctricos.

### 2.2.1.1 - *Medição de corrente de fuga com resistência de shunt*



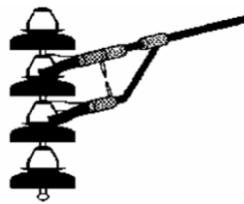
**Figura 2** – Figura ilustrativa do método de medição de corrente de fuga com resistência de *shunt*  
(adaptado) [Sousa, P. 2006]

Este método faz uso de uma resistência em série com a cadeia de isoladores. Conhecendo o valor da resistência, é possível obter o valor da corrente eléctrica de fuga a partir da tensão registada nos terminais desta resistência. O valor desta resistência pode ser ajustado de acordo com a sensibilidade pretendida.

Esta configuração necessita de algumas protecções adicionais, de modo a garantir a integridade dos instrumentos e a segurança dos operadores no momento dos testes.

### 2.2.1.2 - Método Buzz

Este método baseia-se simplesmente na avaliação qualitativa da tensão entre as extremidades do isolador através de um simples dispositivo consistindo em duas pontas de metal ligadas a uma vara. Uma tensão entre as terminações suficiente para causar um arco (com emissão de ruído) é indicadora de que o isolador se encontra em boas condições. Este arco existe uma vez que o meio que estará entre as duas pontas metálicas do dispositivo é o ar, e este dieléctrico acaba por ser rompido, originando uma descarga.

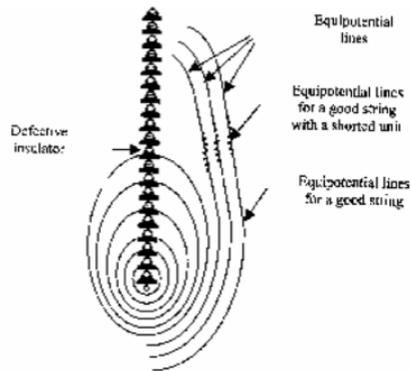


**Figura 3** – Figura ilustrativa do método Buzz [Sousa, P. 2006]

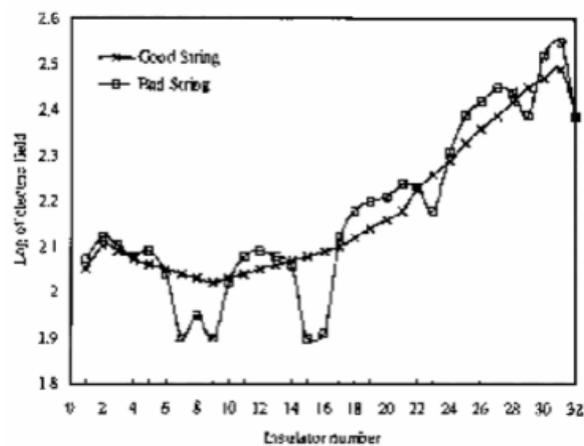
Caso a tensão esteja abaixo da normalidade, não há descarga e, conseqüentemente, não haverá ruído, o que será demonstrativo que o isolador apresenta defeito.

### 2.2.1.3 - Medição do campo eléctrico

Ao longo do isolador existe um campo eléctrico associado à tensão aos seus terminais. Através da medição do campo eléctrico junto ao isolador e comparando-o com o esperado, é possível detectar defeitos nos isoladores. A figura 4 representa uma cadeia de isoladores em que um deles apresenta um defeito que origina a deformação das linhas de força do campo eléctrico. A figura 5 compara a curva característica de uma cadeia de isoladores em boas condições com uma cadeia de isoladores com defeitos.



**Figura 4** – Campo eléctrico na vizinhança de um condutor com defeito [Sousa, P. 2006]



**Figura 5** – Curva característica de uma cadeia de isoladores em boas condições e de uma cadeia de isoladores com defeito [Sousa, P. 2006]

### 2.2.2 - Diagnóstico em isoladores compósitos

Neste tipo mais recente de isoladores, também existe a possibilidade de haver defeitos desde o seu processo de fabrico. Isto leva a preocupações, sobretudo quando ocorrem operações de manutenção em tensão.

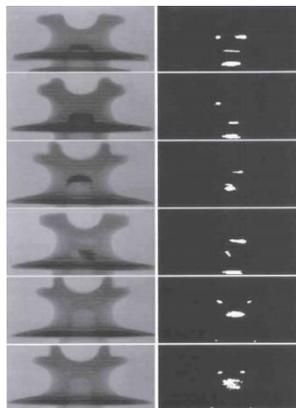
Uma vez que não existem eléctrodos intermédios, a distribuição de tensão neste tipo de isoladores não é tão linear quando comparado a com os outros tipos de isoladores. Assim, é normal que a maioria das abordagens utilizadas para realizar o diagnóstico em isoladores de vidro e porcelana não tenham o mesmo sucesso quando aplicadas aos isoladores compósitos, uma vez que estas abordagens têm por suposição a perfil linear da distribuição de tensão.

Por vezes, já num estado muito avançado de degradação, as seguintes características são visíveis a olho nu [Sousa, P. 2006].

- Perda de propriedades hidrofóbicas;
- Evolução rápida da erosão das saias ou da vara do núcleo;
- Efeito de coroa;
- Produção de fendas por raios UV;
- Deformação;
- Defeitos nas saias;
- Defeitos nas terminações por contornamentos;
- Furações.

Actualmente há possibilidade de recorrer a instrumentos especiais de observação visual com o objectivo de detectar o efeito coroa ou actividade de descargas durante o dia e a noite.

### 2.2.2.1 -Radiografia Digital



**Figura 6** – Imagem radiográfica de um isolador [Sousa, P. 2006]

Radiação X incidente na peça em teste é modificada pela passagem em discontinuidades ou defeitos que possam estar presentes, provocando assim alteração na intensidade da radiação emergente da peça, que é captada por um filme ou por sistemas intensificadores de imagens, câmaras CCD e placas digitalizadoras.

### 2.2.2.2 - Medição de corrente de fuga através de um sensor óptico

Os terminais de um sensor óptico estão em paralelo ligados através de abraçadeiras metálicas às extremidades do isolador mais próximo do terminal aterrado, uma vez que isto representa uma operação mais segura durante a instalação e manutenção do sensor, fazendo assim com que o procedimento seja mais rápido, barato e simples.

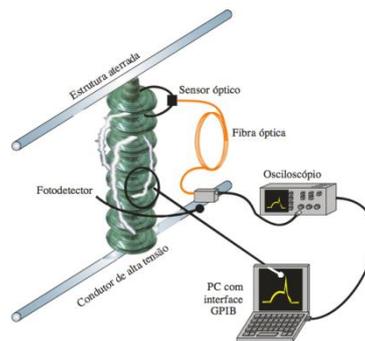


Figura 14 – Configuração básica do sistema óptico para a medição da corrente de fuga.

**Figura 7** – Figura ilustrativa da medição de corrente de fuga através de um sensor óptico [Oliveira, S. 2008]

Esta corrente, ao passar pelo sensor óptico, irá originar um feixe de luz proporcional à sua intensidade. Este feixe de luz é conduzido por uma fibra óptica até um detector, e posteriormente tratado.

## 2.3 – Tecnologias de Sensor de Corrente

Os métodos enunciados anteriormente não satisfazem o quadro de requisitos que se procura nos dias de hoje, uma vez que:

- O diagnóstico da cadeia de isoladores não é efectuado de modo contínuo, mas apenas num quadro de inspecções periódicas. Isto leva a um não acompanhamento em tempo real, podendo ocorrer uma percepção tardia do estado degradado de um isolador;
- Não se trata de um sistema embebido, havendo necessidade de equipamento de instalação temporária, com deslocamento de pessoal

especializado à área em questão, o que leva a um grande dispêndio de recursos.

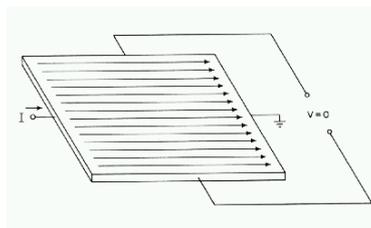
A solução proposta passa pela medição das correntes de fuga e detecção de situações de contornamento, e pela análise da sua evolução. Assim torna-se possível obter informação quanto ao estado dos isoladores através de um sistema *online* descrito mais à frente, a fim de determinar acções de manutenção (substituição ou limpeza).

Para o efeito, existem três alternativas, que permitem a medição das correntes de fuga e de detecção de contornamento:

- Sensor de Hall;
- Transformador de Corrente;
- Bobina de Rogowski.

### 2.3.1 – Transdutor de corrente por efeito de Hall

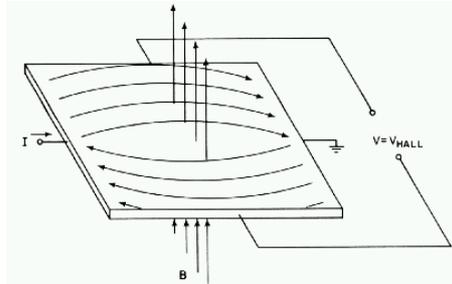
O efeito de Hall consiste no surgimento de um campo eléctrico transversal a um condutor percorrido por uma corrente eléctrica, quando este encontra-se imerso em um campo magnético. A figura 8 representa um filme de material semiconductor percorrido por uma corrente eléctrica constante. A distribuição de corrente sobre o mesmo é uniforme, e não há diferença de potencial na saída.



**Figura 8** – Material semiconductor percorrido por uma corrente eléctrica constante [Amploc, 2002]

Quando aplicamos um campo magnético perpendicular a um material semiconductor, o fluxo de corrente é distorcido. A distribuição resultante leva ao

aparecimento de uma diferença de potencial entre os terminais de saída. A esta diferença de potencial chamamos Tensão de Hall.



**Figura 9** – Material semicondutor percorrido por uma corrente eléctrica constante, imerso num campo magnético perpendicular a esta [Amploc, 2002]

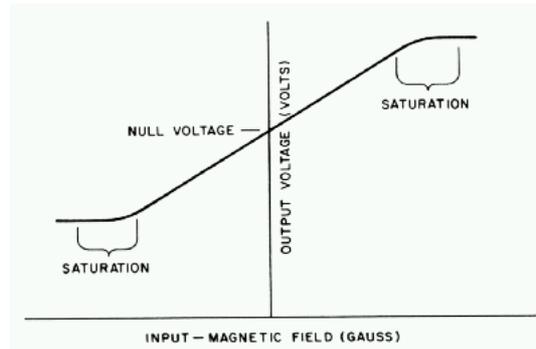
Tem-se então uma equação que relaciona o campo magnético aplicado, a corrente e a Tensão de Hall:

$$V_H = k.I.B.\sin(\theta) \quad (1)$$

Onde  $k$  é uma constante definida pela geometria do elemento Hall e pela temperatura ambiente,  $I$  a corrente que flui através do elemento, e  $B.\sin(\theta)$  a componente do campo magnético perpendicular ao filme.

A tensão de Hall tem uma amplitude bastante baixa, da ordem de 20 a 30  $\mu\text{V}$ , para um campo magnético de 1 gauss [Amploc, 2002]. Assim sendo, há necessidade de um amplificador com alta impedância de entrada, baixo ruído e ganho considerável.

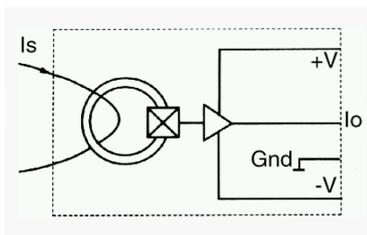
A figura 10 representa uma curva que caracteriza qualitativamente o comportamento do sensor de efeito de Hall. Para valores de campo magnético além do alcance especificando, a reposta obtida não é linear, comprometendo assim a exactidão da medida, embora sem causar danos ao transdutor.



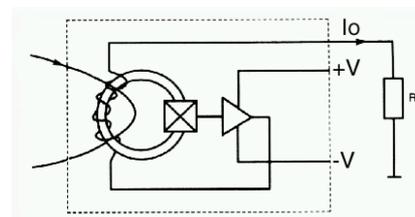
**Figura 10** – Curva característica de um sensor de efeito de Hall [Amploc, 2002]

Os transdutores de corrente por efeito de Hall são capazes de desempenhar o seu papel com correntes DC e AC. Tal como o transformador de corrente e a bobina de Rogowski, permite o isolamento galvânico do circuito principal.

Existem dois tipos: transdutor de corrente em cadeia aberta e em cadeia fechada. A diferença entre eles é que no transdutor de corrente em cadeia fechada a saída do elemento de Hall (devidamente amplificada) passa por uma bobina enrolada sobre o próprio toróide, de forma a produzir um campo magnético igual em módulo, porém oposto em sinal. Isto garante que o fluxo através do toróide seja sempre próximo de zero. A saída do transdutor é um sinal de corrente que pode ser convertido em tensão se utilizarmos uma resistência de carga. Isto permite melhorar o desempenho do transdutor, eliminando efeitos de não-linearidade do núcleo magnético.



**Figura 11** – Transdutor de corrente em cadeia aberto [Amploc, 2002]



**Figura 12** – Transdutor de corrente em cadeia fechada [Amploc, 2002]

### 2.3.2 – Transformador de Corrente

Existem diferentes tipos de transformadores de corrente [Consultoria, V&V 2015], porém, neste caso em concreto interessa-nos o transformador de corrente toroidal.

Este tipo de transformador de corrente consiste em fios enrolados em torno de um de um núcleo de ferro, formando assim um toróide (circuito secundário). Este núcleo é curvado para que não haja saída de linhas de campo magnético devido às bordas e para que este campo se mantenha no centro do núcleo.

Assim, se este transformador de corrente abraçar um condutor com uma certa corrente alternada (circuito primário), o campo magnético associado a este condutor induzirá uma corrente alternada no circuito secundário. O valor da corrente produzida pelo transformador segue a lei de Faraday, demonstrando que a intensidade da corrente originada é proporcional à da corrente original.

$$i_1 = N \cdot i_2 \quad (2)$$

$I_1$  – Corrente no  
circuito primário;

$N$  – Relação de  
transformação;

$I_2$  – Corrente no  
circuito secundário



**Figura 13** – Transformador de corrente toroidal (tirado de [toroid.com.br](http://toroid.com.br))

O transformador de corrente não é um dispositivo capaz de converter energia, mas um dispositivo capaz de transferir energia eléctrica de um circuito para outro.

É importante reparar que o transformador de corrente permite o isolamento galvânico, isto é, o circuito de medição (neste caso o transformador de corrente) não irá ter a corrente a ser medida a percorrê-lo, o que torna o processo muito mais seguro para esta aplicação em concreto.

O princípio de funcionamento irá ser explorado com detalhe mais à frente, uma vez que é comum ao da Bobina de Rogowski, tecnologia apresentada na secção seguinte.

### 2.3.3 – Bobina de ROGOWSKI

A bobina de Rogowski é um dispositivo que serve para medir corrente eléctrica, sendo constituída por um enrolamento uniformemente distribuído num núcleo de material não magnético. O campo magnético proveniente do condutor activo provoca uma tensão induzida na bobina, que é proporcional à taxa de variação da corrente a medir.

Para obter um sinal proporcional à corrente a medir, é necessário integrar a tensão de saída da bobina, para tal recorrendo a um típico circuito integrador baseado em amplificador operacional.



**Figura 14** – Bobina de Rogowski flexível utilizada nos testes do capítulo 4 <sup>[Sensing, HQ]</sup>

A construção de uma bobina de Rogowski pode ser feita de várias formas, contudo, em todas elas o condutor é enrolado em torno de um núcleo não

ferromagnético, o que leva a que não tenha perdas. Este núcleo pode ser simplesmente um toróide rígido ou um núcleo flexível e não fechado, de modo a que se possa colocar à volta do condutor do qual pretende-se medir a corrente.

No capítulo 4 irão ser aprofundadas as características relativas a este transdutor de corrente eléctrica.

## 2.4 – Tecnologia escolhida

Na síntese apresentada na tabela 2, verifica-se que as características do sensor de efeito de Hall ficam aquém das outras duas tecnologias apresentadas.

Por outro lado, o uso do transformador de corrente para medição de correntes de fuga nas condições deste projecto é inviável, dado que está-se num ambiente em que existem várias linhas condutoras percorridas por correntes bastante elevadas, que geram campos electromagnéticos muito intensos. O núcleo ferromagnético dos transformadores de corrente captaria linhas de força de campos magnéticos gerados pelos condutores do traçado aéreo, o que perturbaria fortemente a almejada medida de pequenas correntes de fuga.

**Tabela 2** - Características principais das diferentes tecnologias de sensor de corrente (adaptado) [Chaves, C. 2008]

|  | <b>Transformador de corrente</b> | <b>Sensor por Efeito Hall</b> | <b>Bobina de Rogowski</b> |
|--|----------------------------------|-------------------------------|---------------------------|
| <b>Custo</b>                                       | <i>Médio</i>                     | <i>Alto</i>                   | <i>Baixo</i>              |
| <b>Linearidade na faixa de medida</b>              | <i>Fraca</i>                     | <i>Pobre</i>                  | <i>Muito Boa</i>          |
| <b>Capacidade de medida de alta corrente</b>       | <i>Boa</i>                       | <i>Boa</i>                    | <i>Muito Boa</i>          |
| <b>Consumo de potência</b>                         | <i>Baixo</i>                     | <i>Médio</i>                  | <i>Baixo</i>              |
| <b>Problemas com saturação em DC/alta corrente</b> | <i>Sim</i>                       | <i>Sim</i>                    | <i>Não</i>                |
| <b>Variação da saída com a temperatura</b>         | <i>Baixa</i>                     | <i>Alta</i>                   | <i>Muito Baixa</i>        |
| <b>Problemas de offset em DC</b>                   | <i>Não</i>                       | <i>Sim</i>                    | <i>Não</i>                |
| <b>Problemas de histerese e saturação</b>          | <i>Sim</i>                       | <i>Sim</i>                    | <i>Não</i>                |

Deste modo, a escolha do tipo de sensor a utilizar recaiu sobre a bobina de Rogowski já que esta apresenta vantagens como:

- **Linearidade:** Visto que o núcleo não é ferromagnético, a medida do sinal é linear, logo não são vistos fenómenos de saturação e histerese. Isto significa que a bobina pode medir uma larga escala de correntes.
- **Isolamento Galvânico:** O circuito de medida está isolado do circuito de potência. Isto torna o sistema muito mais seguro e fiável.
- **Baixa relação peso/volume:** Isto porque não possui núcleo ferromagnético.
- **Imunidade às linhas vizinhas:** Outra vantagem da bobina de Rogowski, também relacionada com a inexistência de um núcleo ferromagnético, passa por esta ser imune ao campo electromagnético criado pelas linhas de transporte vizinhas. Posto que as linhas de campo não vão ser conduzidas de forma a induzir a bobina, as correntes de baixa amplitude que vamos medir não correm o risco de ficarem comprometidas devido a interferências das linhas de transporte vizinhas.

Esta última vantagem é, particularmente, muito importante para o desenvolvimento deste projecto, como irá ser visto no capítulo 4.

# 3– Sistema de Monitorização e Diagnóstico: Arquitectura Geral

---

## *3.1 Especificação funcional*

Como acima referido, o sistema projectado almeja realizar um diagnóstico *online* baseado na medição de correntes de fuga e de contornamento, assim como na análise da respectiva evolução temporal.

Também como já referido, existem isoladores de diversos materiais e com diferentes geometrias, o que implica diferentes abordagens. Assim:

### a) Isoladores cerâmicos ou de vidro:

Utilizando uma bobina de Rogowski pretende-se:

- 1) Medir correntes de fugas;
- 2) Detectar situações de contornamento;
- 3) Ouvir descargas através de sensores acústicos.

Embora não haja na literatura valores típicos para amplitude das correntes de fuga, elas deverão variar na ordem de grandeza das dezenas de mA, podendo atingir as centenas de mA.

Quanto às correntes de contornamento, estas são muito intensas e, portanto, apenas será necessário detectá-las.

### b) Isoladores de materiais compósitos:

Utilizando uma bobina de Rogowski pretende-se:

- 1) Medir correntes de fuga;
- 2) Detectar situações de contornamento;
- 3) Ouvir descargas através de sensores acústicos;

Novamente, embora não haja na literatura valores espectáveis para a amplitude destas correntes de fuga, especula-se que sejam na ordem das dezenas ou centenas de mA.

Quanto às correntes de contornamento, estas são bastantes elevadas e facilmente perceptíveis daí apenas ser necessário detectá-las. Uma vez que, neste tipo de isoladores, o contornamento já representa uma situação crítica, inicialmente pensou-se em apenas medir apenas correntes de fuga de forma a evitar uma situação de contornamento.

Irá ser utilizado ainda um método de detecção de descargas parciais através da análise da emissão acústica proveniente destas. Este método irá servir para complementar o nosso sistema, de modo a aumentar a robustez deste.

Nota: Inicialmente havia-se pensado em utilizar um transformador de corrente no caso a) uma vez que não iria ser preciso medir correntes mas sim apenas detectar de situações de contornamento em isoladores cerâmicos ou de vidro. Porém, após uma reunião entre a Eneida e a REN, com o objectivo de solidificar as metas, concluiu-se que seria do interesse por parte da REN à semelhança do que acontece com os isoladores compósitos, medir correntes de fuga em isoladores cerâmicos ou de vidros. A única diferença entre as soluções adequadas a cada um destes dois tipos de isolador estará no *software*.

### 3.2 Critério de distribuição funcional

O sistema projectado será dividido em três módulos:

- a) **Medida de corrente eléctrica** – neste módulo irá estar incluído o sensor para medição de corrente eléctrica assim como toda a electrónica necessária ao condicionamento do sinal (microcontrolador CS5484 [Logic, Cirrus 2013]). É neste módulo que vão ser extraídos os dados provenientes do meio e tratados de modo a que possam ser interpretados por um microcontrolador “hospedeiro” TI-MSP430F2618 [Instruments, Texas 2012], responsável pelo *software* de aplicação.

- b) **Alimentação em Potência** – a alimentação deve ocorrer de forma funcional e esperada. Só assim pode-se ter um sistema autónomo e previsível. A autonomia será uma característica importante do nosso sistema, característica essa directamente relacionada com esta unidade.
  
- c) **Mecanismo de Comunicação para Integração Local** – há necessidade de um mecanismo de comunicação capaz de promover o fluxo de informação entre a unidade de diagnóstico responsável pela medida de corrente eléctrica e a unidade de integradora local que, por sua vez, irá comunicar para o exterior. Este é o módulo responsável por assegurar que esse mecanismo de comunicação é feito de forma eficaz e eficiente.

### *3.3 Mecanismo de integração local*

O sistema de monitorização estará munido de uma unidade integradora local e *gateway* entre a rede local e uma rede global, como ilustrado na Figura 15. Esta unidade será responsável pela integração de todas as unidades de diagnóstico que estão na sua vizinhança mais próxima, i.e., num apoio de traçado.

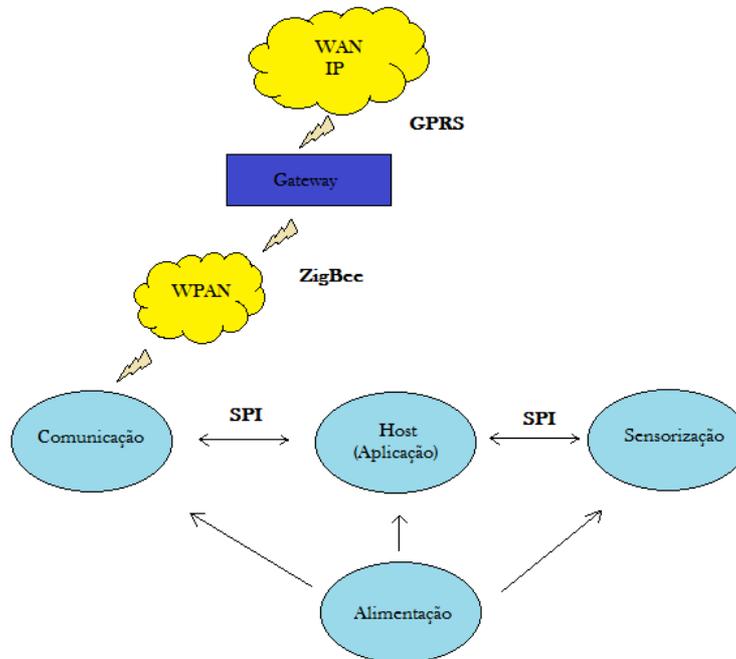
É utilizada uma rede sem fios baseada em ZigBee, para suportar a comunicação entre cada uma destas unidades de diagnóstico e a unidade integradora local. Por sua vez, a unidade integradora local comunicará remotamente sobre uma rede pública de operador móvel (de momento GPRS). Cabe a esta unidade decidir quando enviar dados provenientes dos módulos de sensorização para o sistema central.

Em cada unidade de diagnóstico, a comunicação entre o módulo de sensorização, o módulo de comunicação e o hospedeiro da aplicação é feita através de SPI.

No capítulo 5 são discutidas com maior profundidade as características associadas ao mecanismo de comunicação para integração local.

### 3.4 Unidade de diagnóstico: estrutura

A Figura 15 representa a estrutura da unidade de diagnóstico e os respectivos mecanismos e fluxos de interação.

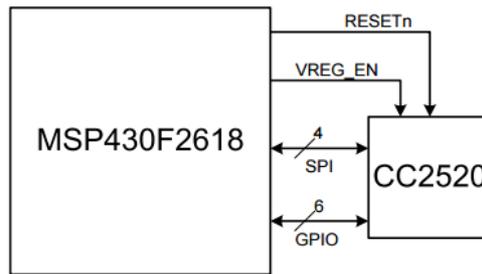


**Figura 15** – Fluxograma do sistema proposto

Como se observa, a comunicação entre o hospedeiro, o módulo de comunicação e o módulo de sensorização faz-se através de SPI. Todos estes módulos irão estar alimentados pelo módulo responsável por esta função.

Como microcontrolador hospedeiro, foi utilizado o MSP430F2618 da Texas Instruments, que é o dispositivo *master* da rede SPI a que pertencem, enquanto *slaves*, as unidades de sensorização (medida de corrente eléctrica) e de comunicação sem fios (ZigBee).

O microcontrolador MSP430F2618 é a solução apresentada pela Texas Instruments para um ambiente ZigBee, para tal comunicando via SPI com o transceptor CC2520 <sup>[Instruments, Texas 2007]</sup> (Figura 16). Este transceptor autónomo já carrega uma *stack* de protocolo ZigBee / IEEE 802.15.4 , para a banda livre ISM dos 2,4Ghz.



**Figura 16** – Interligações entre o MSP430F2618 e o CC2520 [Instruments, Texas 2007]

Todos os mecanismos de comunicação são sem fios: o módulo de comunicação da cada unidade de diagnóstico comunica por ZigBee com a unidade integradora local, que por sua vez comunica sobre uma rede pública de operadora móvel (GPRS).

Nos capítulos 4, 5 e 6 irão ser descritos os aspectos funcionais do módulo de sensorização, Comunicação e Alimentação, respectivamente.



# 4. A Unidade de Diagnóstico: Medida de Corrente Eléctrica

---

## 4.1 Medida de corrente – Bobina de Rogowski

Como anteriormente referido, a Bobina de Rogowski é o transdutor mais adequado para a medida de corrente eléctrica no âmbito deste projecto. Nesta secção irão constar algumas *nuances* relativas às características desta tecnologia de sensor. Isto irá ajudar a compreender melhor como funciona esta tecnologia e, conseqüentemente, prever o *output* de uma dada situação. Para além disto, conseguir-se-á realizar uma análise mais profunda aos resultados obtidos. Ainda neste capítulo, irão ser apresentados os testes efectuados e as respectivas conclusões.

### 4.1.1 Princípio de Funcionamento

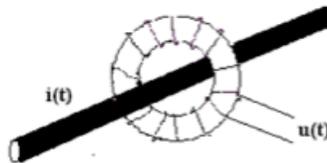
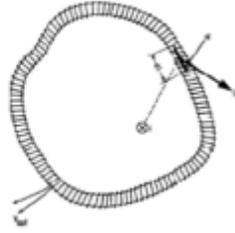


Figura 17 – Representação do princípio físico da Bobina de Rogowski [Delben, G. 2008]

Como mencionado, a bobina de Rogowski funciona tendo por base a detecção do campo magnético no espaço em torno do condutor. A lei de Ampère fornece a relação entre a passagem de corrente no condutor e o campo magnético em torno dela. Isto é expresso como

$$i = \oint H \cos(\alpha) dl \quad (3)$$

onde  $H$  é a intensidade do campo magnético,  $dl$  é um elemento infinitesimal ao longo do enrolamento e  $\alpha$  é o ângulo entre a direcção do campo e o elemento  $dl$ .



**Figura 18** – Representação da Bobina de Rogowski em torno de um condutor [Delben, G. 2008]

A figura 18 representa, esquematicamente, uma bobina helicoidal longa, fina, com  $n$  voltas e área de secção transversal  $A$ , a rodear um condutor em que circula uma corrente  $i$ . Numa secção de comprimento  $dl$  o número de voltas é  $ndl$  e o fluxo magnético,  $\phi$ , na secção de comprimento  $dl$  é :

$$d\phi = \mu_0 H A \cos(\alpha) dl \quad (4)$$

A integração desta expressão dá-nos o fluxo ao longo de toda a bobina:

$$\phi = \mu_0 n A \int H \cos(\alpha) dl = \mu_0 n A i \quad (5)$$

Utilizando a Lei de Indução Electromagnética tem-se que, para corrente alternada, a tensão de saída da bobina é expressa como função de variação do fluxo:

$$v = -\frac{d\phi}{dt} = -\mu_0 n A \frac{di}{dt} \quad (6)$$

Assim, conseguimos estabelecer a relação entre a corrente que se pretende medir e a tensão induzida na bobina. De uma forma geral, pode-se dizer que o campo magnético produzido pela variação da corrente que circula no condutor induz na bobina uma tensão proporcional a essa variação de corrente no tempo, sendo a constante de proporcionalidade a indutância mútua da bobina,  $M$ . Em termos matemáticos tem-se:

$$v = -M \frac{di}{dt} \quad (7)$$

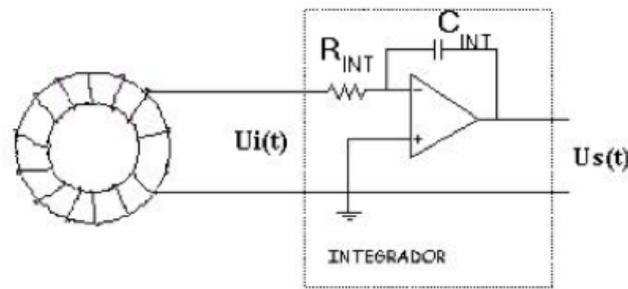
$$M = \mu_0 A N \quad (8)$$

### 4.1.2 Integração da Tensão Induzida

A tensão induzida na bobina é proporcional à derivada da corrente que se pretende medir em função do tempo. Portanto, para obter-se um sinal proporcional à corrente é necessário integrar a tensão medida.

Esta integração pode ser feita de várias maneiras, entre as quais:

- Circuito integrador activo: utiliza-se amplificadores operacionais, como mostra a figura 19. Fazendo modificações a este circuito consegue-se obter ganhos de banda desde baixas frequências até altas frequências (da ordem de alguns MHz).



**Figura 19** – Diagrama esquemático da Bobina de Rogowski com um integrador activo [Delben, G. 2008]

Neste caso, a tensão  $U_i(t)$  é integrada com a finalidade de a saída  $U_s(t)$  tenha a mesma forma de onda da corrente medida  $i$ .

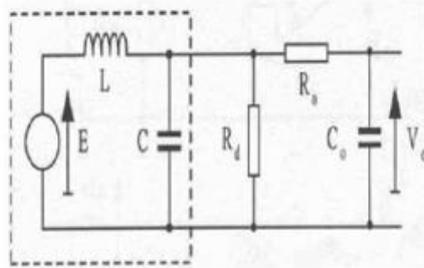
$$U_s(t) = -\frac{1}{R_{INT} C_{INT}} \int U_i(t) dt \quad (9)$$

Sabendo que  $U_i(t) = v$ , e substituindo (7) em (9) tem-se:

$$U_s(t) = -\frac{M}{R_{INT} C_{INT}} i(t) \quad (10)$$

Como  $M$ ,  $R_{INT}$  e  $C_{INT}$  são constantes, tem-se que  $U_s(t)$  é proporcional a  $i(t)$ .

- Circuito integrador passivo: fazendo uso de resistências e condensadores, como pode observar-se na figura 20. Este tipo de integração é utilizada para frequências elevadas ou para pulsos de curta duração (<5 μs).



**Figura 20** – Diagrama esquemático da Bobina de Rogowski com um integrador passivo [Delben, G. 2008]

- Auto integração: é aproveitada a indutância da bobina e, portanto, não requer um circuito integrador externo. Esta técnica proporciona um ganho de banda limitado, mas permite efectuar medidas em frequências muito elevadas.

### 4.1.3 Função de Transferência

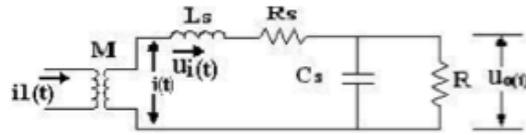
A função de transferência  $G(s)$  é a representação matemática da relação entre a saída e a entrada de um sistema :

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (11)$$

Utilizando este resultado na bobina de Rogowski, conseguimos prever a tensão de saída, conhecendo o sinal de entrada.

Recorrendo ao modelo de parâmetros concentrados, isto é, considerando que o circuito equivalente da bobina de Rogowski é dado pelo circuito da figura 21, onde  $M$  é a indutância mútua,  $L_s$  é a indutância própria,  $C_s$  é a capacitância parasita,  $R_s$  é a resistência equivalente da bobina e  $R$  é a resistência de carga. À frente teremos a oportunidade de descrever de que maneira o valor de cada um destes parâmetros afecta o resultado.

A tensão gerada pela indutância mútua é denominada  $u_i(t)$ , já  $u_0(t)$  é a tensão na resistência de carga.



**Figura 21** – Circuito equivalente da Bobina de Rogowski utilizando o modelo de parâmetros concentrados [Delben, G. 2008]

Utilizando a lei das malhas e a lei de nós de Kirchoff no circuito da figura 21, conseguimos extrair duas igualdades:

$$u_i(t) = L_s \frac{di(t)}{dt} + R_s i(t) + u_0(t) \quad (12)$$

$$i(t) = C_s \frac{du_0(t)}{dt} + \frac{u_0(t)}{R} \quad (13)$$

Relacionando estas igualdades entre si, tem-se numa única expressão:

$$\begin{aligned} u_i(t) &= L_s \frac{d}{dt} \left[ C_s \frac{du_0(t)}{dt} + \frac{u_0(t)}{R} \right] + R_s C_s \frac{du_0(t)}{dt} + R_s \frac{u_0(t)}{R} + u_0(t) = \\ &= C_s L_s \frac{d^2 u_0(t)}{dt^2} + \frac{L_s}{R} \frac{du_0(t)}{dt} + R_s C_s \frac{du_0(t)}{dt} + R_s \frac{u_0(t)}{R} + u_0(t) \end{aligned} \quad (14)$$

Aplicando a transformada de Laplace em (14) e considerando as condições iniciais de Dirichlet, chegamos ao seguinte resultado:

$$MsI_1(t) = C_s L_s s^2 + \left( \frac{L_s}{R} + R_s C_s \right) s + \left( \frac{R_s}{R} + 1 \right) u_0(s) \quad (15)$$

onde  $s = \sigma + j\omega$  é uma variável complexa no domínio da frequência.

Como à entrada se tem uma corrente e à saída uma tensão, a função de transferência é dada por:

$$G(s) = \frac{U_0(s)}{I_1(s)} = \frac{Ms}{\left( L_s C_s s^2 + \left( \frac{L_s}{R} + R_s C_s \right) s + \frac{R_s}{R} + 1 \right)} \quad (16)$$

No domínio do  $s$  tem-se a seguinte relação:

$$V_s(s) = I_1(s) \times G(s) \quad (17)$$

Através da transformada inversa de Laplace da Eq.(17) pode-se determinar analiticamente o impulso de saída da bobina.

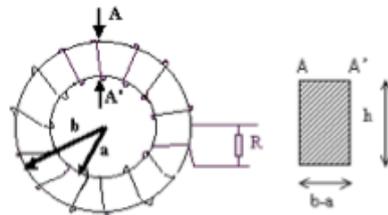
#### 4.1.4 Características Físicas de uma Bobina

##### 4.1.4.1 Indutância Própria

A indutância própria  $L_s$  pode ser calculada através das características físicas da bobina. Tem-se, então, que a indutância própria da bobina é dada por:

$$L_s = N^2 \frac{\mu}{2\pi} h \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (18)$$

em que, tal como mostra a figura 22,  $a$  é o valor do raio interno,  $b$  o do raio externo,  $h$  a espessura e  $N$  o número de espiras.



**Figura 22** – Desenho esquemático das características físicas da bobina [Delben, G. 2008]

Uma vez que a indutância mutua é dada por:

$$M = \frac{\mu}{2\pi} Nh \ln\left(\frac{b}{a}\right) \quad (19)$$

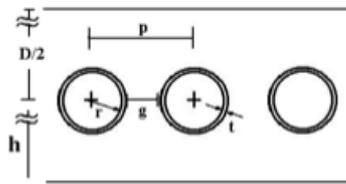
tem-se que:

$$L_s = MN \quad (20)$$

#### 4.1.4.2 Capacidade Parasita

A capacidade parasita está relacionada com a proximidade entre os fios do enrolamento da bobina. A bobina de Rogowski não se comporta igualmente ao longo de todo o espectro de frequências e, se estivermos a lidar com altas frequências, a capacidade parasita não pode ser desprezada, pois, com a indutância da bobina, é directamente responsável pelo surgimento de ressonância no circuito.

Para se conseguir minimizar os efeitos da capacidade parasita, os indutores são normalmente feitos de enrolamentos simples e não há utilização de núcleos ferromagnéticos. Também, núcleos constituídos por materiais não ferromagnéticos ou de ar permitem que a bobina não sofra efeitos de histerese. A distância entre espiras é também aumentada para reduzir capacidades entre espiras.



**Figura 23** – Desenho esquemático da secção transversal da bobina [Delben, G. 2008]

Se fizermos um corte transversal ao longo da bobina, como representa a figura 23, tem-se que a capacidade entre duas espiras adjacentes  $C_{ee}$  pode ser calculada utilizando a mesma fórmula para a determinação da capacidade de dois condutores paralelos, infinitamente longos e imersos num meio homogéneo.

Neste pressuposto e considerando que a espessura  $t$  (espessura do revestimento isolante do fio) é relativamente pequena quando comparada com a distância  $g$  (distancia entre duas espiras), onde  $g = (p - 2r)$ , pode-se chegar à expressão analítica 21 onde  $C_{ee}$  é a capacidade espira-espira,

$$C_{ee} = \frac{\pi D \varepsilon_0}{\ln \left( \frac{p}{2\pi} + \sqrt{\left( \frac{p}{2\pi} \right)^2 - 1} \right)} \quad (21)$$

onde  $D$  é o diâmetro da espira,  $p$  a distancia entre os centros dos fios de duas espiras adjacentes e  $r$  é o raio do fio.

Por outro lado, se a espessura do revestimento isolante do fio ( $t$ ) é comparável com a distância entre espiras  $g$ , a expressão 21 toma outra forma, uma vez que se assume o surgimento de um campo radial na superfície isolante:

$$C_{ee} = \frac{\pi D \varepsilon_0}{\ln \left( F + \sqrt{F^2 - \left( 1 + \frac{t}{r} \right)^{\frac{2}{\varepsilon_r}}} \right)} \quad (22)$$

onde

$$F = \frac{\frac{p}{2\pi}}{\left( 1 + \frac{t}{r} \right)^{\frac{1}{\varepsilon_r}}} \quad (23)$$

e  $\varepsilon_r$  representa a permissividade relativa do material constituinte da espira.

Outros efeitos, para além da capacidade parasita, como o Efeito Pelicular (significativo para muito altas frequências, o que está longe de ser o caso presente) e os efeitos de proximidade causam nos enrolamentos um aumento na resistência, havendo assim uma diminuição da indutância com a frequência.

#### 4.1.4.3 Resistência Interna

Como para qualquer condutor, a resistência interna da bobina depende da resistividade  $\rho$  do fio condutor utilizado para o seu enrolamento, do comprimento ( $l$ ) e da espessura do mesmo ( $A$ ). Matematicamente tem-se:

$$R_s = \rho \frac{l}{A} \quad (24)$$

#### 4.1.5 Situações de Predominância

As propriedades físicas da bobina condicionam o impulso de reposta desta. Isto é perceptível quando verificamos que quanto maior a resistência equivalente  $R_s$ , menor a intensidade do sinal.

Por outro lado, a resistência de carga  $R$  e a indutância própria  $L_s$ , determinam a forma do sinal. Assim iremos analisar a resposta esperada em situações de predominância quer da indutância quer da resistência de carga.

##### 4.1.5.1 Predominância da Resistência de Carga ( $R$ )

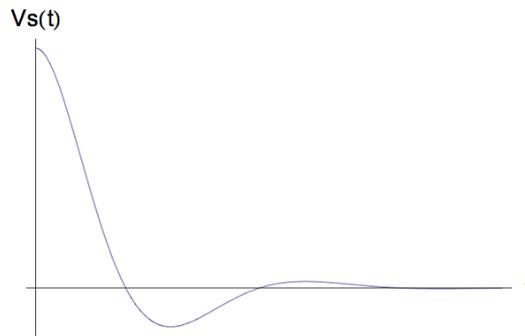
No caso da predominância da resistência de carga relativamente à indutância e considerando um impulso de corrente unitário à entrada, utilizando (11) tem-se:

$$v_s(s) \approx \frac{s}{s^2 + s + 1} \quad (25)$$

Calculando a transformada inversa de Laplace, tem-se o sinal de saída dado por:

$$v_s(t) \approx \frac{1}{3} e^{-\frac{t}{2}} \left[ 3 \cos\left(\frac{\sqrt{3}t}{2}\right) + \sqrt{3} \sin\left(\frac{\sqrt{3}t}{2}\right) \right] \quad (26)$$

Graficamente:



**Figura 24** – Sinal de saída da bobina quando existe predominância da resistência de carga na função de transferência [Delben, G. 2008]

ou seja, a saída da bobina apresenta uma oscilação onde quanto menor for a carga, maior o período de oscilação.

#### 4.1.5.2 Predominância da Indutância Própria ( $L_s$ )

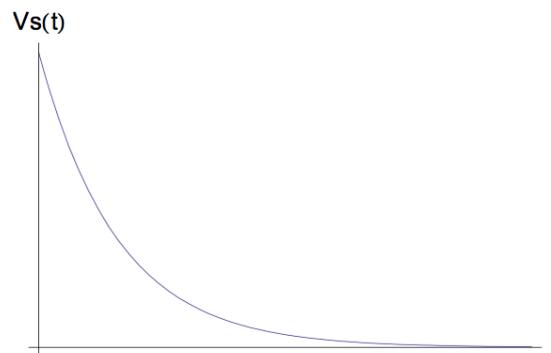
Considerando a predominância da indutância própria da bobina, assim como a entrada como um impulso de corrente Unitário, a equação (11) fica:

$$v_s(s) \approx \frac{s}{s^2 + s} \quad (27)$$

Aplicando a transformada inversa de Laplace na equação (27), tem-se que o sinal de saída da bobina é dado por:

$$v_s(t) \approx \frac{e^{-t}}{2} \quad (28)$$

Graficamente:



**Figura 25** – Sinal de saída da bobina quando existe predominância da indutância própria da bobina na função de transferência [Delben, G. 2008]

Aqui, o sinal de saída da bobina é uma descida exponencial onde, quanto maior a indutância, menor vai ser o tempo de queda.

#### 4.1.6 *Frequência de Ressonância*

Num circuito RLC diz-se que há ressonância quando as reactâncias indutivas e capacitivas são iguais em módulo, resultando assim numa impedância puramente resistiva. Assim, é característica a existência de um ponto de amplitude máxima na frequência de ressonância.

Considerando o circuito equivalente da bobina de Rogowski representado na figura 21 como um circuito RLC paralelo e a partir da definição de admitância Y tem-se:

$$Y = \frac{I}{V} = \frac{1}{R} + j\omega C_s + \frac{1}{j\omega L_s} = \frac{1}{R} + j\left(\omega C_s - \frac{1}{j\omega L_s}\right) \quad (29)$$

A ressonância ocorre quando a parte imaginária de Y é zero:

$$\omega_0 C_s - \frac{1}{\omega_0 L_s} = 0 \quad (30)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = 2\pi f_0 \quad (31)$$

De (31) tem-se:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (32)$$

A equação 32 dá-nos a frequência de ressonância.

#### 4.1.7 Determinação dos limites de frequência

Como já visto anteriormente, o circuito equivalente do sensor é semelhante a um circuito ressonante RLC paralelo para pequenos sinais de corrente. A máxima potência dissipada ocorre quando:

$$I = \frac{V_{Max}}{R} \quad (33)$$

Logo:

$$P(\omega) = \frac{1}{2} \frac{V_{Max}^2}{R} \quad (34)$$

A largura de banda de frequência do sensor tem um limite inferior dado por  $f_L$ , ( $\omega_L = 2\pi f_L$ ) e um limite superior  $f_H$  ( $\omega_H = 2\pi f_H$ ), valores de frequência a que a potencia dissipada é metade do valor máximo, ou seja, a corrente cai a  $0,808V_{MAX}/R$ .

Os limites da frequência e a largura de banda são dados pelas seguintes equações:

$$\omega_L = \frac{R + R_s}{L_s + R_s C_s R} \approx \frac{R_s + R}{L_s} \quad (35)$$

$$\omega_H = \frac{L_s + R_s R C_s}{C_s L_s R} \approx \frac{1}{R C_s} \quad (36)$$

$$\omega_H - \omega_L = \left( \frac{L_s + C_s R_s R}{C_s L_s R} - \frac{R_s + R}{L_s + C_s R_s R} \right) \quad (37)$$

onde  $B = \omega_H - \omega_L$  (largura de banda).

A relação entre a frequência de ressonância e a largura de banda é denominada pelo factor de qualidade (Q). Para o circuito RLC paralelo, o factor de qualidade Q é dado por:

$$B = \frac{\omega_0^2 L_s}{R} \quad (38)$$

$$Q = \frac{\omega_0}{B} \quad (39)$$

Substituindo (36) em (37) tem-se:

$$Q = \frac{R}{\omega_0 L_s} \quad (40)$$

A selectividade de um circuito RLC representa a capacidade do circuito responder a certas frequências, discriminando-as em relação a outras.

Se a banda de frequências em que queremos operar é estreita, o factor de qualidade Q deve ser alto. Por outro lado, se a essa banda for larga, Q deve ser baixo.

#### 4.1.8 Energia Transferida

Através da resistência de carga, a energia transferida pela bobina pode ser estimada. A potencia dissipada na carga é dada por:

$$P(t) = \frac{v(t)^2}{R} \quad (41)$$

onde R é a resistência da carga e v(t) a tensão instantânea do impulso.

A energia transferida é dada por toda a potência dissipada na carga ao longo do tempo:

$$E = \int P(t)dt \quad (42)$$

#### 4.2– *Análise da emissão acústica*

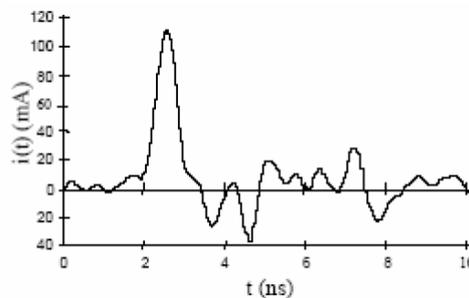
Um dos fenómenos que as descargas parciais originam é a emissão acústica, complementando os fenómenos de natureza eléctrica que estão na origem dos métodos mencionados anteriormente.

O método acústico tem a vantagem, em relação aos métodos baseados em fenómenos eléctricos, de permitir a localização dos pontos em que ocorrem as descargas parciais. Já os métodos baseados em fenómenos eléctricos permitem uma melhor quantificação da intensidade destas mesmas descargas.

Neste caso, não se torna necessário localizar uma descarga parcial num isolador, uma vez que o isolador ou é para ser substituído no seu todo, ou então é mantido, deixando assim de fora qualquer tipo de solução parcial.

É por este motivo que a detecção de emissão acústica será um método complementar ao método proposto ao longo desta dissertação, uma vez que irá servir apenas como meio de confirmação de ocorrência de descargas parciais, aumentando assim a robustez do sistema.

O tempo de duração de uma descarga parcial é da ordem de nano-segundos (ns), o que caracteriza as descargas parciais como um fenómeno de alta-frequência. As descargas parciais são ditas intermitentes, o que significa que após o seu surgimento, elas se extinguem rapidamente. Este fenómeno origina impulsos no circuito eléctrico.

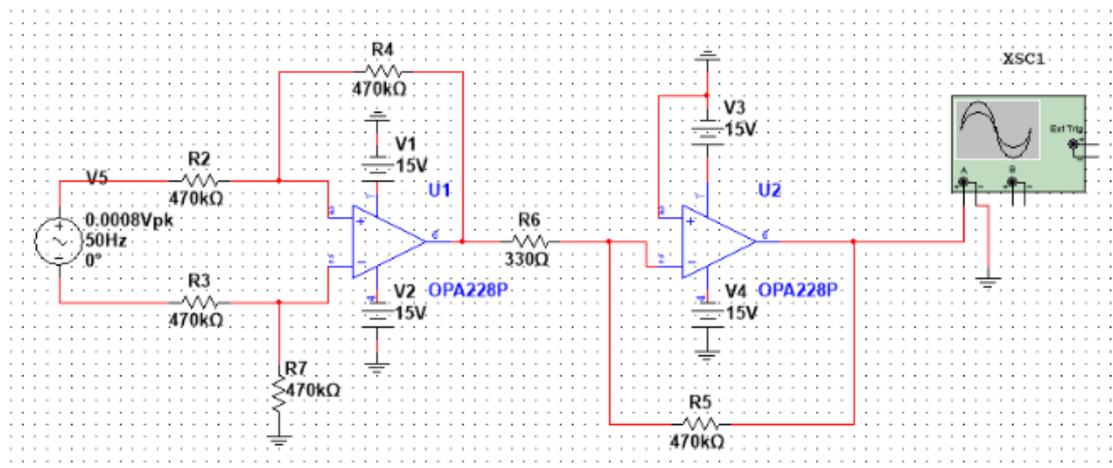


**Figura 26** – Pulso de uma descarga parcial medida através da corrente no tempo [Sampa, D. 2013].

Geralmente opta-se por analisar o som proveniente na banda dos ultra-sons, com a finalidade de filtrar toda a emissão acústica que não é proveniente das descargas parciais e, sobretudo, porque estas descargas têm uma “assinatura” bastante expressiva neste domínio de frequência. Medindo a taxa de ocorrências de descargas parciais, assim como a respectiva amplitude, torna possível medir o estado de degradação do isolador.

### 4.3– Simulação

Foi feita uma simulação no MultiSim, de modo a comparar uma situação ideal com uma situação real e, assim, compreender melhor a influência do ruído no sistema projectado. Uma vez que pretendíamos uma situação ideal, nesta simulação não introduzimos ruído. Apenas foi considerada a tensão induzida esperada na bobina de Rogowski, sem que existisse nenhuma outra variável para afectar a saída do circuito em análise.

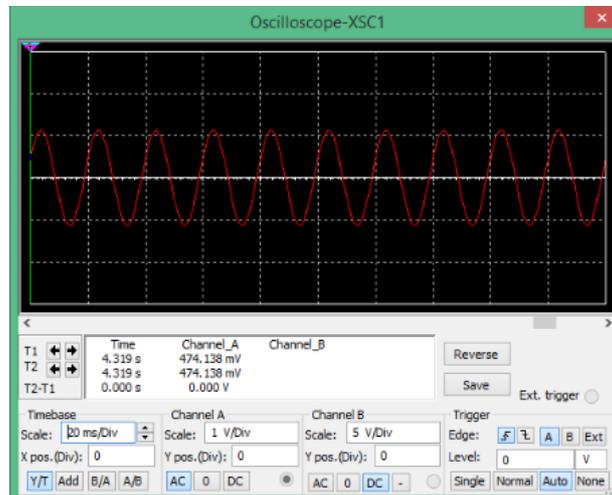


**Figura 27** – Circuito proposto para condicionamento de sinal da Bobina JRF -55B

Simulou-se que a Bobina de Rogowski JRF -55B da HQ SENSING <sup>[Sensing, HQ]</sup> com a relação 50mV AC/500 A @ 50Hz estivesse abraçada a um condutor de alimentação de um irradiador de 1800W. Feitas as contas, esperava-se que à saída da bobina estivesse cerca de 0,8mV.

Utilizou-se uma fonte de sinal sinusoidal com essa amplitude, com frequência de 50 Hz. O circuito da Figura 27 é constituído por um andar diferencial de terminação de sinal e por um andar amplificador onde é feita uma integração activa,

que como foi visto no capítulo 2, é um procedimento necessário dado que à saída da bobina de Rogowski se tem um sinal proporcional à derivada da corrente em ordem ao tempo. O ganho do segundo andar é de  $G=1424$ .

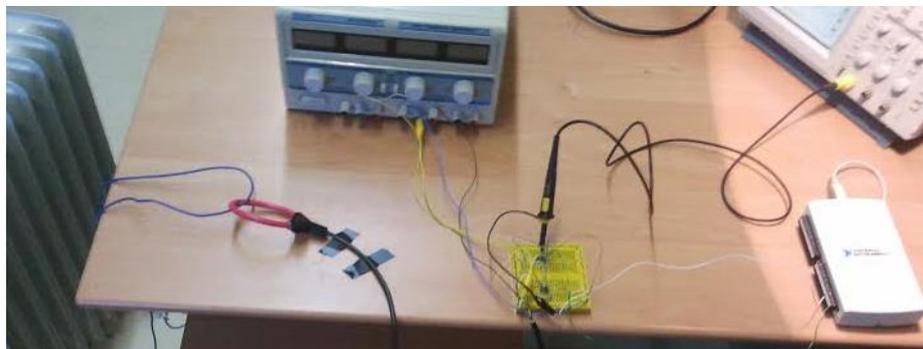


**Figura 28-** Sinal de saída do circuito de condicionamento de sinal

Analisando o resultado obtido na figura 28, como seria de esperar, o sinal de saída tem uma amplitude de cerca de 1,14V.

#### 4.4– Testes e Resultados

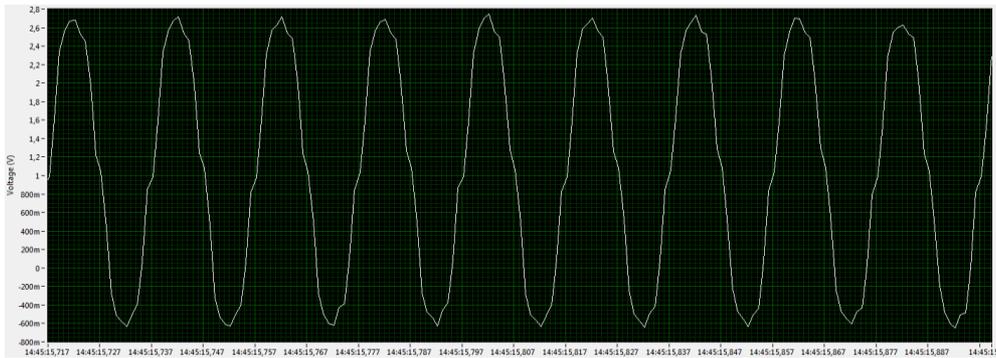
Para os primeiros testes, ao circuito da Figura 27 foi retirada a fonte de tensão V5 e acrescentado um condensador de 1nF em paralelo com a resistência R5, de modo a filtrar frequências superiores a 340Hz.



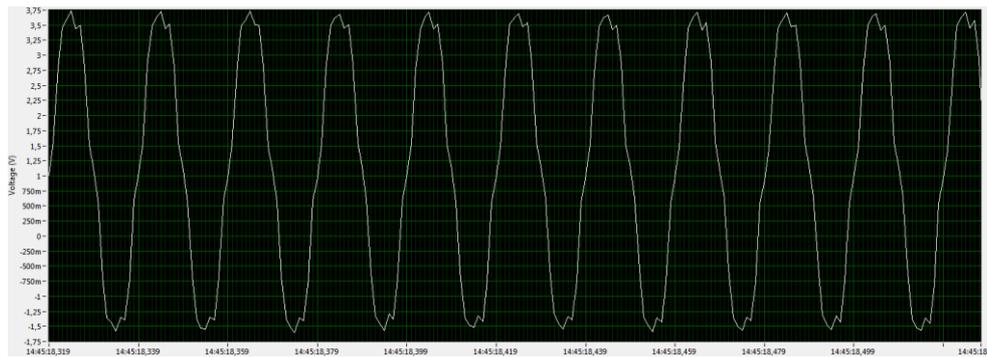
**Figura 29-** Aspecto da montagem utilizada para execução dos primeiros testes

Estes testes foram realizados para avaliar o nível do sinal de saída para correntes de poucos Amperes, utilizando a Bobina de Rogowski JRF -55B.

Para este efeito, para além dos instrumentos mencionados, utilizou-se um irradiador de potência de 1800-2000 W. Obtiveram-se os seguintes resultados:



**Figura 30-** Sinal de saída da B. de Rogowski com o irradiador desligado



**Figura 31-** Sinal de saída da B. de Rogowski com um dos interruptores do irradiador ligado



**Figura 32-** Sinal de saída da B. de Rogowski com os dois interruptores do irradiador ligados

Feitos os cálculos recorrendo à relação de transformação da bobina utilizada (50mV AC/500 A @ 50Hz) e ao ganho (cerca de 1424), chegaram-se às seguintes conclusões:

- A figura 30 representa o sinal obtido à saída do circuito de condicionamento de sinal para a situação de irradiador desligado. Este sinal tem cerca de  $3.35V_{\text{pico-pico}}$  e encontra-se centrado em 1 V. Isto é, se fosse considerado que o circuito não havia sido afectado por ruído, a saída deste indicaria que existe uma corrente de quase 11 A a percorrer o irradiador. Claramente o ruído provoca um deslocamento do que supostamente deveria ser o “0” do sistema, isto é, um *offset*.
- Ao ligar um interruptor (Figura 31), a amplitude do sinal aumentou cerca de 0,95V, indicando uma corrente superior à anterior em 6,7A. Ao ligar os dois interruptores (Figura 32), a amplitude do sinal aumentou cerca de 1,6V comparativamente com a situação ilustrada na figura 31. Isto indica que, relativamente à situação ilustrada na figura 30, a corrente é superior em 11,2A. Estes resultados serão discutidos na secção seguinte.
- Tendo em conta que para correntes da ordem dos Ampere já tínhamos um erro bastante grande na medição devido ao ruído, para correntes inferiores a esta ordem de grandeza o ruído iria claramente sobrepor-se ao sinal que se desejava adquirir.

Por isso mesmo decidiu-se recorrer a um módulo de avaliação e desenvolvimento CDB5484U [Logic, Cirrus 2012]. Este sistema de desenvolvimento é uma ferramenta disponível para avaliar a funcionalidade e performance do microcontrolador para medição de energia eléctrica CS5484, da *Cirrus Logic*.

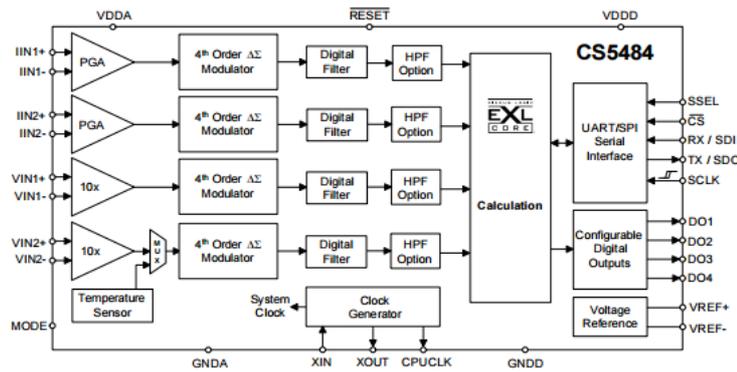


Figura 33- Diagrama do microprocessador CS5484 [Logic, Cirrus 2013]

A CDB5484U contém várias entradas analógicas, assim como um microcontrolador programável, entre outras componentes. O *software* associado a esta placa permite programar o dispositivo CS5484 de forma a ler tensões, recorrendo a um ADC interno. Com as devidas configurações, através desse *software* consegue-se fazer a análise no domínio do tempo, da frequência e com recurso a histogramas.

Esta placa já vem preparada para rejeitar fenómenos parasitas como o mencionado anteriormente, permitindo, assim, um sinal mais limpo à saída.

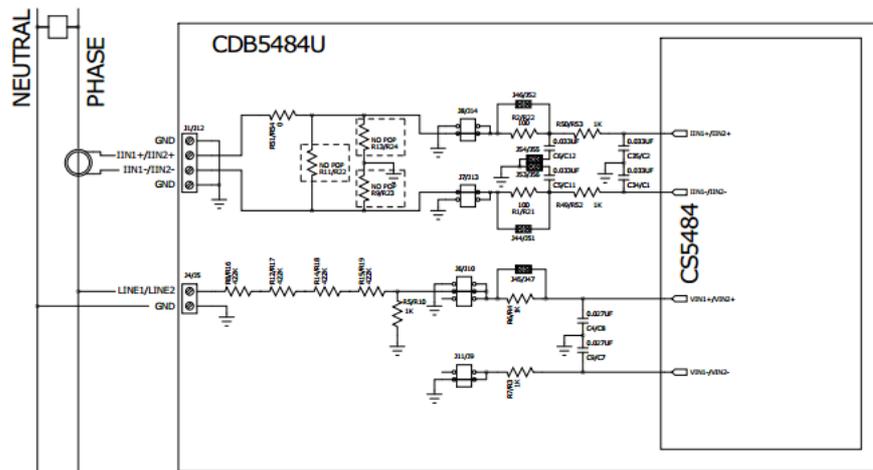


Figura 34- Diagrama da placa CDB5484U para medições com a bobina de Rogowski [Logic, Cirrus 2012]

Utilizámos a aplicação “*Standalone Meter*”, que faz uso do LCD para indicar, no nosso caso, a leitura do ADC. O valor que é mostrado no LCD é em termos de fracção da tensão máxima suportada pelo ADC, 250mV. O menor intervalo de leitura que o LCD mostra é 0,00001, o que corresponde a 25mA na relação de transformação

da nossa bobina. Ou seja, a menor variação que este sistema consegue detectar é de 25 mA.

Configurou-se adequadamente o *software* de aquisição, com o devido filtro e integração. Ainda utilizando o irradiador, obtiveram-se os seguintes resultados:

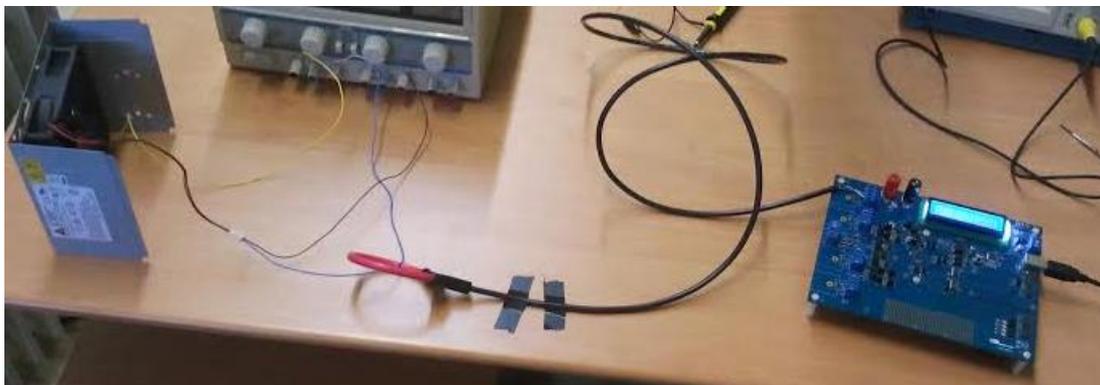
**Tabela 3** – Tabela comparativa entre valores teóricos e valores obtidos com recurso à placa CDB5484U

| Modo | Teórico             | Medido  |
|------|---------------------|---------|
| (1)  | 0 A                 | 0,025 A |
| (2)  | 0 A                 | 0,075 A |
| (3)  | Entre 3,26 e 3,91 A | 3,45 A  |
| (4)  | Entre 7,83 e 8,7 A  | 8,4 A   |

**Legenda:**

- Modo (1): Irradiador desligado na ficha
- Modo (2): Irradiador ligado na ficha mas desligado nos interruptores
- Modo (3): Irradiador com 1 interruptor ligado
- Modo (4): Irradiador com os 2 interruptores ligados

É, ainda, do nosso interesse medir correntes da ordem das centenas ou, até mesmo, das dezenas de mA. Para isso, utilizou-se uma ventoinha de computador cujo funcionamento se faz com correntes até 300 mA, para avaliar a resposta que a placa CDB5484U apresenta para correntes desta gama. Os resultados experimentais estão sistematizados na Tabela 4.



**Figura 35-** Aspecto da montagem utilizada com recurso à placa CDB5484U da Cirrus Logic

**Tabela 4** – Comparação entre valores teóricos e valores obtidos com recurso à placa CDB5484U, para correntes baixas

| <b>Esperado<br/>(mA)</b> | <b>Obtido<br/>(mA)</b> | <b>Esperado<br/>(mA)</b> | <b>Obtido(mA)</b> |
|--------------------------|------------------------|--------------------------|-------------------|
| 30                       | 50                     | 180                      | 325               |
| 40                       | 50                     | 190                      | 350               |
| 50                       | 50                     | 200                      | 375               |
| 60                       | 50                     | 210                      | 350               |
| 70                       | 50                     | 220                      | 350               |
| 80                       | 75                     | 230                      | 375               |
| 90                       | 75                     | 240                      | 375               |
| 100                      | 125                    | 250                      | 375               |
| 110                      | 150                    | 300                      | 500               |
| 120                      | 225                    | 340                      | 575               |
| 130                      | 225                    | 380                      | 600               |
| 140                      | 225                    | 420                      | 675               |
| 150                      | 275                    | 460                      | 650               |
| 160                      | 300                    | 500                      | 675               |
| 170                      | 300                    |                          |                   |

Nota: Para se ter à disposição correntes superiores a 300mA, enrolou-se na bobina, as vezes necessárias, o fio condutor cuja corrente foi medida.

Tanto os valores da tabela 3 como os da tabela 4 serão discutidos na secção seguinte.

#### 4.5– *Discussão e Conclusões*

O sinal que se espera medir é sem dúvida muito baixo. Qualquer fonte de ruído irá perturbar fortemente os resultados das medidas, uma vez que o ruído será amplificado com um ganho próximo do milhar e meio.

Inicialmente foram utilizados os amplificadores operacionais LM318P [Instruments, Texas 2013], cujo *offset* máximo era cerca de 10 mV. O sinal esperado à saída da bobina, quando o irradiador estava à máxima potência, era de cerca de 0,8 mV. Claramente, estes amplificadores introduziam um ruído cuja amplitude era bastante superior à do nosso sinal. Daí a necessidade da utilização de amplificadores operacionais de precisão, com um baixo *offset* e deriva térmica (ordem da dezena dos  $\mu\text{V}$  no caso dos OPA228 [Instruments, Texas 2005], utilizados no circuito de teste), sem necessidade de calibração (e recalibração) através de *trimmers*.

Como se viu, os resultados obtidos com a utilização do circuito da Figura 27 não foram satisfatórios, desde logo pelo fenómeno parasita que provocou o sinal de saída apresentado na figura 30. Mesmo admitindo calibrar o nosso sistema de modo a admitir que a situação retratada na figura 30 era o 0 do sistema, os valores calculados a partir daí estavam ainda longe dos esperados.

Apesar de se ter constatado que a saída do sistema reagia com a maior ou menor corrente no irradiador, procurou-se recorrer a um sistema mais preciso e sensível: os resultados das tabelas 3 e 4 foram obtidos utilizando o sistema baseado na placa CDB5484U.

Dos resultados constantes na Tabela 3, os valores obtidos estão dentro do esperado; os valores apresentados no LCD da placa CDB5484U, no modo “*Standalone meter*” para o modo 1 e modo 2, oscilavam ligeiramente, por se tratar de correntes de fraca intensidade e visto que o menor intervalo de correntes que o nosso sistema consegue detectar é de 25mA. Por este motivo, trata-se de um sistema pouco preciso para correntes da ordem das dezenas e até mesmo de algumas centenas de mA. Deve-se notar, contudo, que o sistema conseguiu diferenciar entre o modo 1 e o modo 2: esta diferença explica-se pelo facto de que, quando o irradiador está ligado

na tomada, existirem pequenas correntes de fuga neste, que foram detectadas pelo sistema.

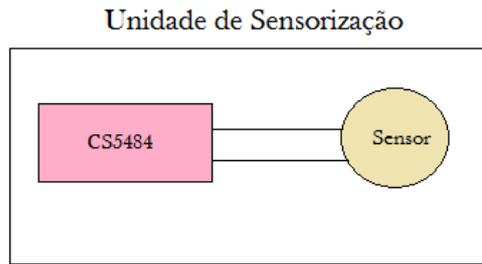
Ainda relativamente ao modo 1, a placa apresenta sempre o valor 0.00001 mesmo quando a bobina nada está a abraçar, donde este valor deverá ser tomado como 0; com isto, conclui-se que a nossa placa tem um *offset* de 25 mA.

Nos modos 3 e 4, os valores obtidos encontram-se no intervalo dos valores esperados. Nestes modos, os valores apresentados no LCD permanecem invariáveis num primeiro instante, e depois decrescem gradualmente. Este resultado é justificado pelo facto de, ao aquecer, a resistência do irradiador progressivamente aumentar, o que acarreta diminuição de corrente.

Em resumo: para correntes da ordem do Ampère, o nosso sistema tem uma boa capacidade de detecção e medição das correntes que passam pelo condutor abraçado pela bobina de Rogowski.

Quanto aos resultados constantes na Tabela 4, os valores obtidos diferem dos resultados esperados. No entanto, consegue-se perceber uma relação qualitativa, isto é, o sistema consegue detectar que a corrente que anteriormente era  $x$  agora é  $x + \Delta x$ . Pode-se concluir que quanto maior e mais rapidamente  $\Delta x$  variar mais vulnerável se encontrará o isolador. Embora a divergência a nível quantitativo seja verificada, pode-se reduzi-la através de um *software* de calibração, na fase de produção industrial.

Ainda com base nos resultados da tabela 4 concluímos que já a partir de correntes de 30 mA o sistema reage, i.e., dá indicações positivas. Analisando as duas tabelas em conjunto, percebe-se que o nosso sistema é mais preciso quanto maior for a corrente, como seria de esperar. Assim, o módulo de sensorização será constituído pelo nosso sensor, Bobina de Rogowski, e pelo microcontrolador responsável pelo condicionamento de sinal, CS5484 da *Cirrus Logic* (Figura 36).



**Figura 36-** Constituintes da unidade de sensorização.

Em suma: o nosso sistema é particularmente sensível a taxas de variação da corrente eléctrica, tornando-se capaz de detectar e diferenciar diversas gamas de corrente para que, seguindo a evolução temporal, um diagnóstico inequívoco possa ser feito, apenas com base nos resultados localmente obtidos, deste modo satisfazendo o objectivo primordial desta solução.

# 5. Mecanismo de Comunicação para Integração Local

---

## 5.1 Introdução

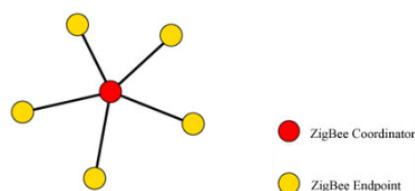
Em geral, hoje em dia, já não é satisfatório que a informação esteja apenas localmente disponível, antes se procura que ela seja acessível a partir de qualquer ponto (acesso remoto), com as devidas medidas que possam garantir a integridade e segurança dos dados. Daí a imprescindibilidade da comunicação em qualquer sistema inteligente.

Neste projecto, este requisito torna-se crucial, visto que se pretende ter uma rede de sensores espalhada por uma vasta área no País. Isto leva a que seja natural termos de concentrar a informação em pontos específicos, para que se possa tomar uma acção mediante a análise desta.

Neste capítulo, é descrito o mecanismo de comunicação para uma integração local bem-sucedida, incluindo uma discussão sobre qual o protocolo de comunicação mais adequado a utilizar.

## 5.2 Topologia

A topologia a ser adoptada será a Estrela, como está representado na figura 37:



**Figura 37** – Topologia de rede em Estrela [Silva, A. 2007]

De facto, as unidades de diagnóstico, uma por cada isolador, colhem dados e processam-nos localmente para determinar o estado dos isoladores e ocorrências de contornamento. Havendo contornamentos a relatar, ou desvios na corrente de fuga (em intensidade e/ou taxa de variação temporal), a respectiva informação é

transmitida à unidade integradora de apoio/*gateway*, Em resultado desta alocação funcional e, também, dada a localização relativa destas unidades, distando menos de 10 metros e sem obstáculos físicos de permeio, não há necessidade de redes emalhadas ou repetidores.

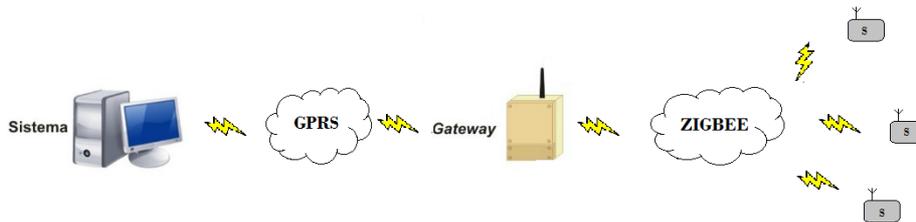
Conhecedora de toda a informação relativa às cadeias de isoladores de um apoio, a *gateway* respectiva fica responsável pela comunicação de avisos e alarmes a um sistema de informação central, por GPRS.

A impossibilidade de passar cabos implica a autonomia de energia de cada unidade instalada. Em particular, uma *gateway* permanentemente ligada à rede GPRS teria um consumo elevado o bastante para comprometer o requisito de autonomia energética, cuja fonte é a única possível nestas circunstâncias: um painel solar. Por outro lado, em cada vez que a *gateway* se instala na rede celular, existirá um “custo” de energia necessário à sua “inscrição” numa estação-base (numa célula da rede): a pesquisa tem um custo energético elevado, na medida em que a transmissão é feita à potência máxima (cerca de 2 W, com picos de corrente próximos de 1A). Depois, dependendo dos obstáculos e da distância à estação-base, esta potência consumida vai baixando e, quando em regime normal de comunicação, a corrente consumida baixa para os 200-300mA.

Em todo o caso, como irá ser referido no capítulo seguinte, toda a electrónica correspondente ao condicionamento e processamento de sinal vai acabar por ter um baixo consumo quando comparados com o consumo associado à comunicação. Assim, no sentido de economizar no consumo energético, algumas decisões de projecto são necessárias:

- Os módulos de sensorização estarão permanentemente ligados. Em caso de detecção anómala, a *gateway* liga-se por GPRS ao sistema central e informa-o desta situação;
- Na ausência de situações anómalas, os módulos de sensorização executam comunicações de “prova de vida” 2 vezes por dia. Os resultados serão encaminhados até chegarem à *gateway* e esta, por sua vez, comunica com o

sistema central, com o objectivo de o informar que tudo está funcionando regularmente.



**Figura 38** – Modelo de comunicação proposto

### 5.3 Bidireccionalidade da comunicação

A comunicação é bidireccional em todas as redes. Na comunicação entre as unidades de diagnóstico e a *gateway* isto é estritamente necessário, uma vez que:

- Pretende-se que os módulos de sensorização sejam capazes de medir correntes de fuga consideráveis ou, em último caso, contornamento no caso dos isoladores cerâmicos/vidro. Caso ocorra uma das situações enunciadas anteriormente, o módulo de sensorização deve prontamente sinalizar a *gateway*;
- A *gateway*, que desempenha o papel de intermediário entre o sistema central e as unidades locais, é responsável por pedir a estas um *check-up* (que irá funcionar também como “prova de vida”) 2 vezes por dia.

Também, uma comunicação bidireccional entre cada *gateway* e o sistema central é necessária uma vez que:

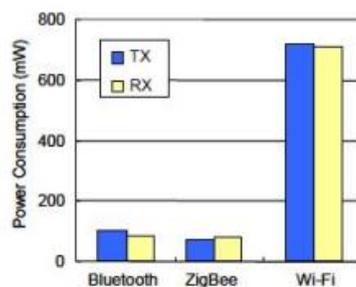
- A *gateway* é responsável por enviar os dados provenientes das unidades de diagnóstico para a central;
- A central poderá enviar um pedido para a *gateway*, de modo a que esta dê uma ordem de recolha de dados unidades de diagnóstico e os envie consequentemente para a central.

### 5.4 Rede de sensores sem fios

Em termos de comunicação sem fios para curto alcance, a nossa discussão centrar-se-á em torno de três possíveis protocolos: Bluetooth, ZigBee e Wi-Fi.

Como será referido no capítulo seguinte, este sistema tem de ter a capacidade de colher a energia necessária, sem que o seu funcionamento fique, de alguma forma, comprometido. Visto que existem limitações quanto a essa recolha, tem-se de reduzir tanto quanto possível o consumo energético.

A figura 39 representa os consumos energéticos associados aos diferentes tipos de protocolos de comunicação:



**Figura 39** – Comparação da energia consumida para os diferentes tipos de protocolo (adaptado)  
[Pothuganti, K. 2014]

Assim, facilmente se compreende a razão de rejeição liminar do mecanismo de comunicação Wi-Fi para esta aplicação. Reduz-se, assim, o nosso leque de opções, ficando com Bluetooth e ZigBee.

#### 5.4.1 Bluetooth vs. ZigBee

Actualmente o Bluetooth e o ZigBee são, normalmente, associados a aplicações distintas [Costa, R 2006].

De facto, a tecnologia Bluetooth é normalmente associada a aplicações como:

- Sincronização de PC, telemóveis, *tablets*, etc;
- Aplicações de áudio como auriculares sem fio;
- Transferência de arquivos entre PC e Impressoras;
- Instrumentação médica.



Figura 40 – Aplicações Bluetooth [Costa, R 2006]

Por outro lado, a aplicabilidade da tecnologia ZigBee está normalmente associada a:

- Rede de sensores;
- Redes com muitos dispositivos;
- Tráfego reduzido de dados;
- Situações onde o consumo de bateria é crítico.

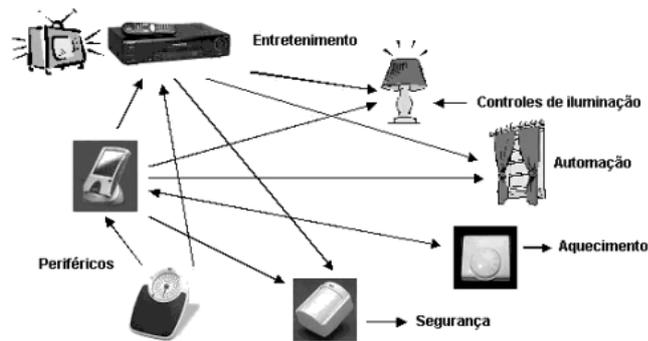


Figura 41 – Aplicações ZigBee [Costa, R 2006]

Resumindo: a tecnologia Bluetooth é utilizada em aplicações Homem-Máquina (H2M), em que, de alguma forma, o utilizador humano tem contacto directo com o dispositivo que comunica neste protocolo.

Por outro lado, a tecnologia ZigBee tem um forte papel no domínio das aplicações Máquina-Máquina (M2M), em que o utilizador humano não está presente.

A tabela seguinte destaca as principais diferenças entre estes dois protocolos:

**Tabela 5** – Principais diferenças entre ZigBee e Bluetooth <sup>[Costa, R 2006]</sup>

|  | <i>Bluetooth</i> | <i>ZigBee</i> |
|--|------------------|---------------|
| Taxa de Transferência                                | 1Mbps-3Mbps      | 250Kbps       |
| Corrente de Transmissão                              | 40mA             | 30mA          |
| Corrente em Standby                                  | 200 $\mu$ A      | 3 $\mu$ A     |
| Memória  | < 100KB          | > 32KB        |
| Tempo de Acesso a Rede                               | 3s               | 30ms          |
| Tempo de Transição de Escravos (dormindo para ativo) | 3s               | 30ms          |
| Tempo de Acesso ao Canal                             | 2ms              | 15ms          |
| Alcance  | 1m-100m          | 1m-100m+      |
| Número de Dispositivos                               | 8                | 65535         |
| Consumo de bateria                                   | dias             | anos          |

Como já foi dito, pretende-se reduzir, tanto quanto possível, o consumo energético. Uma vez que a solução ZigBee apresenta uma menor corrente, tanto na transmissão como em *standby*, e a sua aplicabilidade se enquadra neste projecto, optou-se por esta tecnologia. O facto de a taxa de transferência ser menor no protocolo ZigBee não acarreta qualquer tipo de transtorno, uma vez que o tráfego de dados é muito reduzido.

É pertinente, ainda, referir a mais recente tecnologia *Bluetooth Low Energy* (LE) <sup>[Bluetooth 2015]</sup>, cujo consumo consegue ser menor que a tecnologia Zigbee. Não obstante, a preferência continua a recair sobre a tecnologia Zigbee devido a hábitos de mercado neste domínio de aplicação. Esta escolha é meramente por questões tradicionais, uma vez que uma solução Zigbee está melhor colocada para ser aceite no mercado em questão.

#### 5.4.2 ZigBee

Apesar de ser uma tecnologia relativamente recente, o ZigBee tem uma vasta área de aplicação, desde o controlo industrial à automação de residências (domótica).

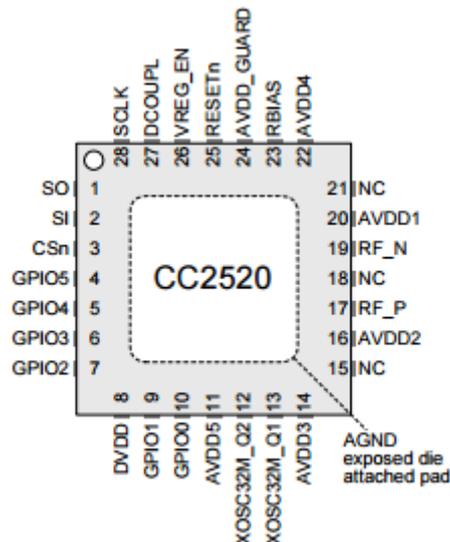
Este protocolo possui determinadas características que sustentam assim a sua preferência <sup>[Silva, A 2007]</sup>:

- Reduzido consumo de potência;

- Pilha de protocolo de implementação simplificada, conduzindo assim a interfaces de baixo custo;
- Admitir diferentes topologias da rede: estrela, malha ou árvore, permitindo o estabelecimento de redes de nós “ad-hoc”;
- Possuir um tempo de ligação à rede menor que os outros protocolos e apresentar maior rapidez na passagem do modo *standby* ao modo activo;
- Possuir dois estados de operação: activo, suportando a comunicação e *sleep*. Assim a aplicação não terá de se preocupar em seleccionar o mais adequado.

Tendo em conta as considerações referidas em 5.4.1 e uma vez que estamos a lidar com distâncias relativamente reduzidas (< 10 metros ), com a inexistência de obstáculos, optou-se por utilizar a tecnologia ZigBee.

Como referido anteriormente, o transceptor utilizado é o CC2520 da Texas Instruments.



**Figura 42** - Pinagem do transceptor CC2520 vista de cima [Instruments, Texas 2007]



# 6. Unidade de Diagnóstico: Alimentação em Potência

---

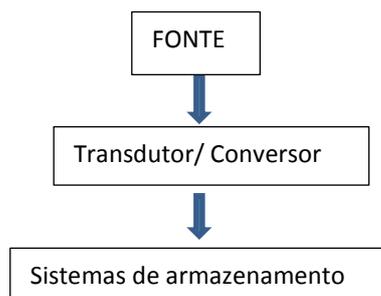
## 6.1 Introdução

A alimentação é um ponto incontornável em qualquer sistema electrónico sem fios. Como já especificado anteriormente, o sistema está projectado para operar de modo remoto e contínuo. Para tal, há necessidade de uma alimentação constante, para tal colhendo energia do meio envolvente, dado que esta opção tanto permite reduzir custos associados ao consumo energético e à manutenção como aumenta a autonomia do sistema.

Existem diferentes formas de colher energia do meio em que a electrónica se encontra, sendo que umas são mais apropriadas que outras dependentemente do meio e da aplicação: pode-se ter como fonte energética a radiação solar, gradientes térmicos, variações de campo magnético, vibrações, etc..

Para transformar a energia proveniente dessas fontes em energia utilizável em equipamentos electrónicos, é necessário recorrer a transdutores, nomeadamente painéis solares, geradores termoeléctricos (TEG), transformadores de corrente, módulos piezoeléctricos, etc..

Uma vez que, frequentemente, o meio está em constante alteração, podem existir situações em que se está parcialmente ou até mesmo totalmente privados da fonte energética. Assim surge a necessidade de sistemas de armazenamento, onde se armazena o excedente durante o período de disponibilidade da fonte energética para posterior uso ou suprimento das necessidades durante a sua indisponibilidade.



**Figura 43** – Esquema alusivo à captação da energia

Neste caso, a escolha da radiação solar como fonte energética é facilmente percebida, visto que o sistema em causa estará nas torres de apoio das linhas eléctricas, permitindo assim uma posição privilegiada em relação à exposição solar.

## 6.2 Consumo energético

Nesta secção serão apresentados os consumos energéticos inerentes à unidade de diagnóstico e à comunicação da *gateway* por-GPRS.

**Tabela 6** – Valores médios do consumo em modo activo e em modo adormecido.

| Modo              | CS5484  | MSP430F2618   | CC2520 | Gateway-GPRS |
|-------------------|---------|---------------|--------|--------------|
| <b>Activo</b>     | 3,9 mA  | 365µA (1 Mhz) | 22,1mA | 300mA*       |
| <i>Sleep Mode</i> | 1,36 mA | 0,5 µA        | <1 µA  | 2 mA         |

As considerações seguintes estão na base de decisões de projecto, no respeitante à alimentação em potência:

- As unidades de diagnóstico encontrar-se-ão permanentemente ligadas, e a informação proveniente destas só chegará ao sistema central se a *gateway* assim o decidir.
- (\*) A comunicação entre a *gateway* e o sistema central chega a consumir 500 a 800 mA numa fase de ligação à rede, sendo que após essa ligação ser efectuada o consumo baixa para o intervalo de 200 a 300 mA. A *gateway* terá uma política de funcionamento de acordo com a especificada no capítulo da Comunicação;

A corrente média necessária para o funcionamento do nosso sistema por um período de  $t_{total}$  é dada por:

$$\bar{I} = \frac{I_{on} \times t_{on} + I_{sleep} \times t_{sleep}}{t_{total}} \quad (1)$$

Parâmetros vários dimensionam esta corrente, nomeadamente:

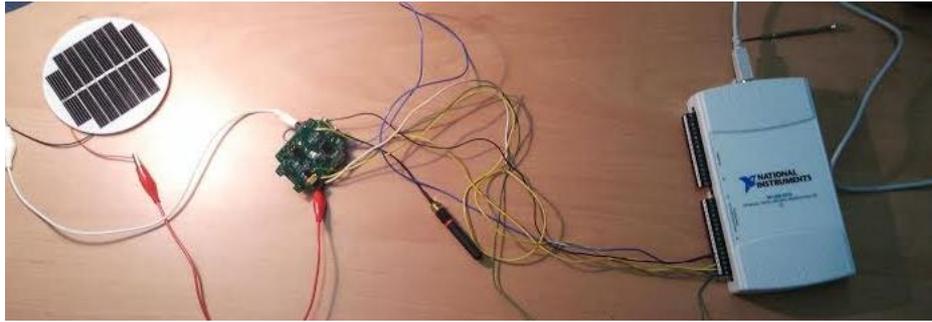
- Os valores característicos do consumo em modo activo e adormecido das diversas unidades intervenientes, encontram-se discriminados na tabela 6;
- O tempo em que os dispositivos estão em modo activo e em modo adormecido.

Para além de depender da velocidade de comunicação e do tamanho da mensagem a comunicar, o tempo em que os dispositivos de comunicação estão em modo activo está directamente relacionado com o estado dos isoladores. Isto acontece posto que, quanto pior for a condição do isolador, mais vezes irão ser despertados todos os intervenientes na comunicação do fenómeno até ao sistema central.

### *6.3 Perfis de armazenamento de energia*

Foram traçados perfis de armazenamento de energia, utilizando um sistema já desenvolvido cujo consumo energético é inferior ao do sistema estudado neste projecto. Este estudo permitiu compreender como três tensões distintas estão relacionadas entre si ao longo do tempo, a saber: tensão à saída de um painel fotovoltaico, tensão aos terminais de um supercondensador e tensão à entrada do sistema. Desta forma torna-se possível projectar a autonomia de um sistema.

Para levar a cabo esta bateria de testes recorreu-se a uma placa de aquisição de dados NIUSB 6211 da *National Instruments*, a um painel solar KS-Q100G <sup>[Solar, China]</sup>, a um arranjo de dois supercondensadores em série cuja capacidade total do sistema é de 5 F e tensão máxima total de 5,4V, e a um sistema (constituído por um sensor de temperatura com o respectivo condicionamento de sinal e módulo de comunicação), sendo que uma comunicação sem fios da leitura do respectivo sensor é enviada a um outro módulo a uma frequência pré-definida.



**Figura 44-** Montagem utilizada para execução dos testes relativos aos perfis de armazenamento de energia

Para simular a luz solar utilizou-se a luz proveniente de um candeeiro incidindo directamente no painel solar, a fim de carregar os supercondensadores (inicialmente estes encontravam-se parcialmente descarregados).

De seguida, fez-se a recolha de pontos de funcionamento durante a descarga. As seguintes situações foram simuladas:

- 1) *Os isoladores encontram-se num estado degradado, sendo que se admite a existência de uma descarga parcial de hora a hora, e, portanto, a transmissão de uma mensagem com a mesma frequência.*

Na presença da fonte de luz obteve-se o seguinte perfil:



**Figura 45** – Curva obtida na presença da fonte de luz, para uma comunicação de hora a hora

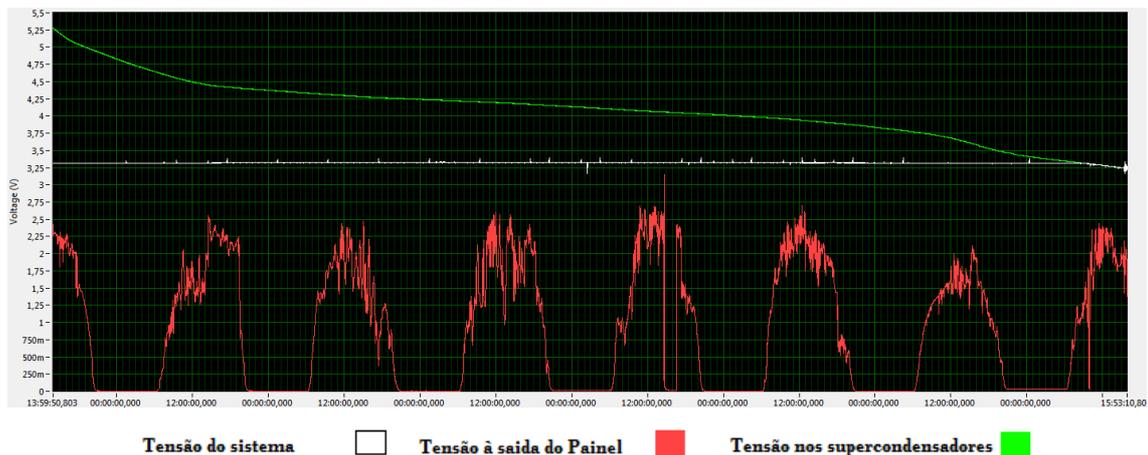
A tensão do sistema ( $V_{\text{sis}}$ ) acompanha o crescimento da tensão dos supercondensadores ( $V_S$ ), até aos 3,3 V. A partir daqui,  $V_{\text{sis}}$  permanece constante, uma vez que tem um regulador, enquanto a tensão disponível nos supercondensadores aumenta.

Quando os supercondensadores atingem a sua carga máxima, sob a acção do controlador de carga que vai gerindo a tensão nos terminais destes, não é permitida mais carga. Como o sistema continua a consumir, a carga existente nos supercondensadores começa a diminuir, e, quando o valor desta carga diminui até um valor pré-definido, o supercondensador passa a ser carregado novamente, como apresentado na figura 45.

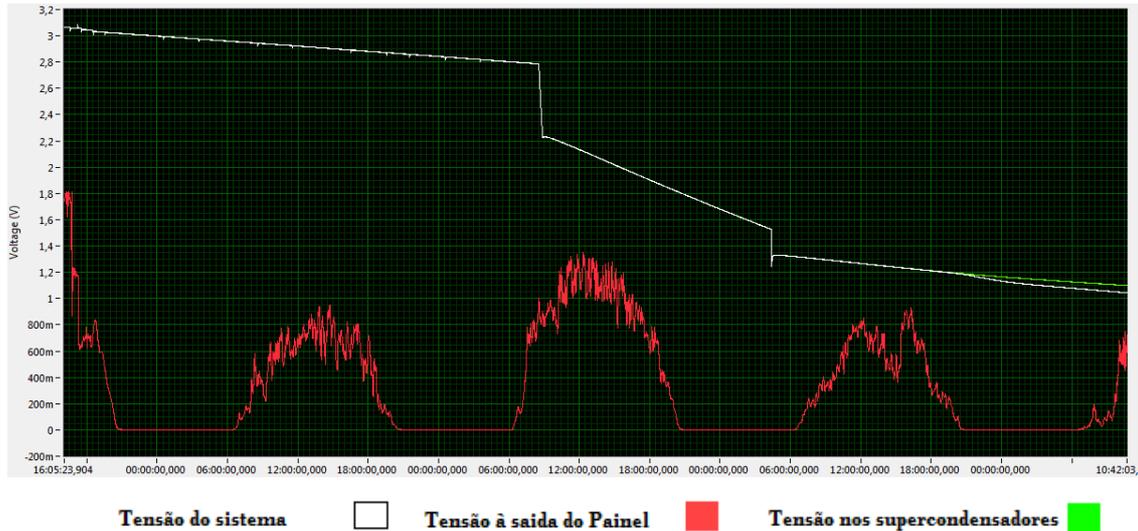
Quando nenhuma carga é exigida ao painel solar, a tensão neste é superior à tensão em funcionamento. Ou seja, quando o painel solar não tem que carregar os supercondensadores, a sua tensão à saída é superior à verificada com carga aplicada, como ilustrado na figura 45.

Estas justificações são válidas para as restantes situações simuladas.

Na ausência da fonte de luz obteve-se o seguinte perfil de descarga:



**Figura 46** – Curva obtida na ausência da fonte de luz para uma comunicação de hora a hora



**Figura 47** – Continuação da curva obtida na ausência da fonte luz para uma comunicação de hora a hora

O regulador regula uma tensão superior para uma tensão inferior estável. A partir do momento em que a tensão de entrada é igual ou inferior à tensão regulada, pode-se depreender que um aumento de consumo ocorre, o que traduz um maior declive na recta.

Esta justificação é válida para as restantes situações simuladas.

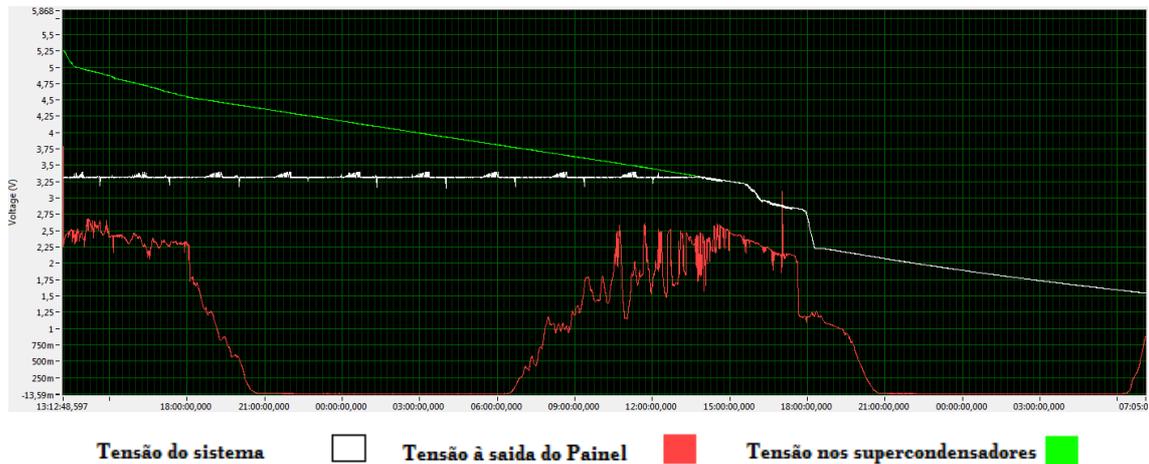
2) *Os isoladores encontram-se num estado bastante degradado, sendo que se admite que existe uma descarga parcial de minuto em minuto, e, portanto, a transmissão de uma mensagem com a mesma frequência.*

Perfil de carga:



**Figura 48** – Curva obtida na presença da fonte luz para uma comunicação de minuto a minuto

Na ausência da fonte de luz obteve-se o seguinte perfil:

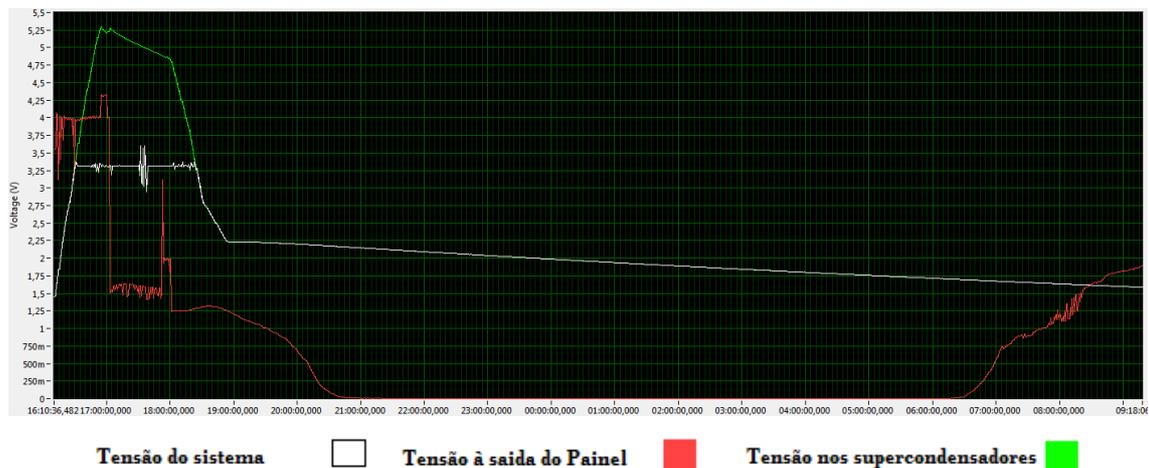


**Figura 49** – Curva obtida na ausência da fonte luz para uma comunicação de minuto a minuto

3) *Os isoladores encontram-se num estado crítico, sendo que admite-se que existe uma descarga parcial de 10 em 10 segundos, e, portanto, a transmissão de uma mensagem com a mesma frequência.*

Teoricamente, esta situação nunca chega a acontecer. Apenas foi simulada para uma melhor compreensão quanto à autonomia do sistema.

Obteve-se o seguinte perfil para uma situação inicial de presença de fonte de luz, seguida da ausência da mesma:



**Figura 50** – Curva obtida na presença da fonte luz seguida da ausência da mesma para uma comunicação de 10 em 10 segundos

Embora tenha havido luz artificial incidente no painel durante o dia, não houve transferência de energia considerável no processo de descarga.

A análise destes dados permite prever a autonomia do sistema utilizado e, em particular, conhecer a resposta a nível energético quando o sistema tem de suportar comunicações repetidas na ausência de sol.

### 6.4 Autonomia

A tabela seguinte resume os dados obtidos para as diferentes situações mencionadas anteriormente:

**Tabela 7** – Dados obtidos nas simulações

| <b>Frequência</b> | <b>Autonomia</b>    |
|-------------------|---------------------|
| <b>10 S</b>       | 1 Hora e 20 minutos |
| <b>1 Minuto</b>   | 1 Dia e 50 minutos  |
| <b>1 Hora</b>     | 6 Dias e 21 Horas   |

Assim, preparando o sistema para um cenário de Inverno em que se está completamente privado de luz solar entre as 16 horas e as 10 da manhã do dia seguinte, dever-se-á ter uma capacidade de armazenamento suficiente para, no mínimo, uma autonomia de 18 horas. Na verdade, por mais espessa que a cortina de nuvens esteja, existe sempre uma componente de luz ultravioleta que chega ao painel solar. Contudo, ir-se-á desprezar este facto para que se possa ter uma margem de segurança quanto à autonomia do sistema.

Fora deste período, o painel fotovoltaico é capaz de alimentar o sistema e, ao mesmo tempo, ir aumentando o armazenamento de energia.

## 6.5 Captura e armazenamento de energia

Como foi referido no início deste capítulo, pretende-se fazer a captura da energia solar. O transdutor é um painel fotovoltaico dimensionado consoante as necessidades da carga.

Uma vez que existem necessidades energéticas diferentes nos dois tipos de unidade (de diagnóstico e *gateway*), foram utilizados painéis solares de dois tipos:

- O painel KS-Q100G (figura 51,  $I_{mp}= 215mA$ ) que será responsável por garantir a potência necessária ao circuito de condicionamento e processamento de sinal assim como à comunicação entre as unidades de diagnóstico e a *gateway*.
- O painel KS-M165165G (figura 52,  $I_{mp}= 600mA$ ) que será responsável por garantir a potência necessária ao funcionamento da comunicação *gateway* - sistema central.

A escolha destes painéis deve-se ao facto de preencherem os requisitos pretendidos, quanto às necessidades da carga como em termos de dimensão, eficiência e durabilidade. Teve-se, ainda, em conta os níveis de funcionamento dos demais componentes constituintes do sistema. A juntar a estes motivos, tem-se que estes painéis já haviam sido previamente estudados, caracterizados e utilizados no âmbito dos trabalhos referentes a uma tese de doutoramento [Semedo, S. 2015], daí estarem facilmente acessíveis.



**Figura 51-**Painel solar KS-Q100G [Solar, China]

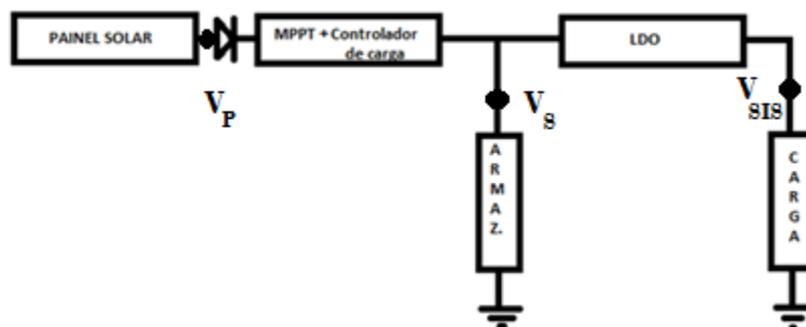


**Figura 52-** Painel solar KS-M165165G [Solar, China]

Relativamente aos sistemas de armazenamento, existem duas hipóteses: supercondensadores ou baterias. A escolha recaiu sobre a primeira alternativa, uma vez que em relação às baterias, os supercondensadores apresentam as vantagens seguintes [Santos, N. 2014].

- Maior período de vida útil (> 20 anos).
- Baixa resistência interna, que proporciona uma potência de saída superior;
- Resistência interna que acarreta uma eficiência de 95% por ciclo;
- Possuem um tempo de carga inferior (0,3 a 30 segundos), devido à resistência interna;
- Possuem um ciclo de vida claramente superior (> 500 000 enquanto que nas baterias este valor ronda os 1 000);
- Possuem uma eficiência de carga e descarga superior (85% a 98%, enquanto que nas baterias este valor se situa entre 70% e 85%), uma vez que tem menos perdas internas (resistência interna inferior);
- Gama de temperatura (-40°C a 65°C) de operação, que é superior à apresentada pela maior parte das baterias no mercado.

O esquema seguinte representa o sistema proposto para captação de energia e respectivo armazenamento:

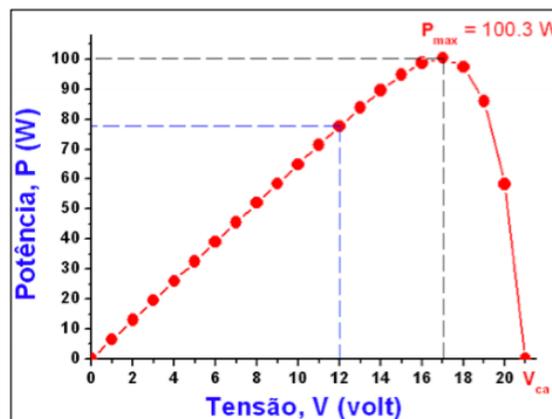


**Figura 53** – Sistema proposto alusivo à captação da energia

Em aplicações DC, como é o caso, o painel fotovoltaico pode alimentar directamente a carga DC; porém, é uma boa prática o uso do *LDO* (*low dropout*), um

dispositivo de regulação para fornecer uma tensão controlada e estável para a carga (LDO), que permite adequar eficientemente o nível da tensão do painel fotovoltaico à sua carga.

A energia gerada pelo painel fotovoltaico está dependente da irradiância solar e da temperatura, que afectam o valor máximo da potência instantânea que o painel fotovoltaico consegue gerar ao longo do dia. O MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) consiste num algoritmo que permite controlar o ponto de funcionamento do painel fotovoltaico, procurando capturar o máximo de energia possível fornecida pelo painel em cada instante. Existem vários métodos MPPT [Carneiro, J. 2009], sendo os mais comuns: Perturbação e Observação (P&O), Condutância Incremental, Linearização das características I-V, Tensão em circuito Aberto ( $V_{OC}$ ), Corrente em Curto-Circuito ( $I_{SC}$ ), Controlo por Lógica Difusa, Controlo com Redes Neurais, Correlação de Ondulação e Varrimento do Valor da Corrente.



**Figura 54** – Curva de potência do módulo *Shell SM 100-12* em função da tensão aos terminais [Carneiro, J. 2009]

A figura acima representa a curva de potência do módulo *Shell SM 100-12* em função da tensão nos seus terminais. Analisando a figura, verifica-se:

- Se o módulo estivesse ligado directamente a uma bateria de 12 V, seria extraído do primeiro um valor de potência igual a 77,6 W.
- Se entre o painel fotovoltaico e a bateria aplicássemos um algoritmo MPPT, seria extraído do primeiro um valor de potência igual a 100,3 W, correspondente à potência máxima  $P_{max}$ .

As necessidades de consumo podem requerer um sistema de armazenamento de grande capacidade. Porém, acontece que é difícil encontrar supercondensadores com capacidade e tensão altas. Como muitas vezes pretendemos valores de tensão superior a 2,7V (valor típico para supercondensadores com tensões elevadas), torna-se necessário associá-los em série para aumentar a tensão do conjunto, a expensas da capacidade. Assim, é necessário utilizar um sistema de balanceamento activo para proteger os supercondensadores (o LTC3225 [Technology, Linear 2010], por exemplo), entre o MPPT e a cadeia de condensadores, que permite o balanceamento das células.

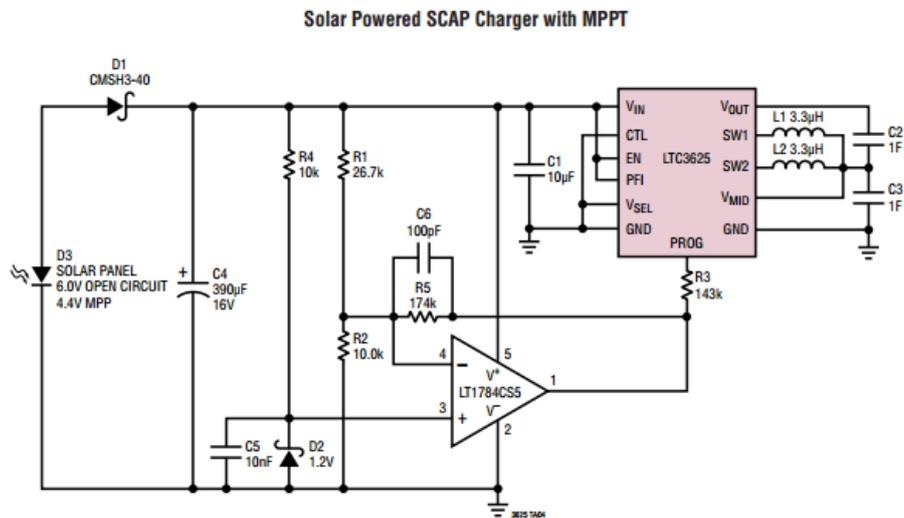


Figura 55 – Diagrama de uma aplicação típica de um LTC3625 utilizando MPPT [Technology, Linear 2010]

Este balanceamento baseia-se na compensação das células mais fracas igualando a carga em todas as células. Deste modo as células mais fracas não estarão sujeitas a um maior *stress* que, por sua vez, poderia levar a danos.

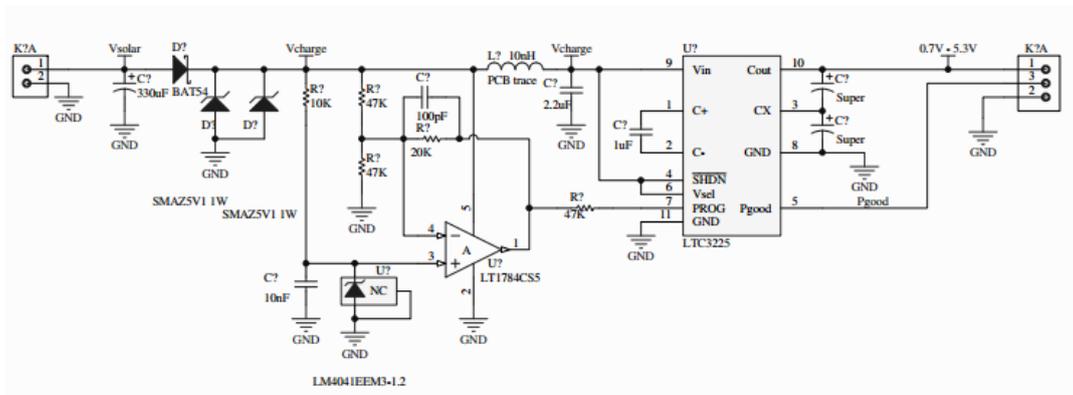


Figura 56 – Diagrama esquemático de um circuito utilizado para a captura solar e respectivo armazenamento [Technology, Linear 2010]

Utilizando os valores da tabela 6, estima-se que a corrente média associada ao consumo do módulo de sensorização mais a comunicação entre este e a *gateway* seja, no máximo, de 5 mA. Utilizando as seguintes relações é possível dimensionar a capacidade total dos supercondensadores a utilizar:

$$E = (\bar{I} + I_Q) \cdot V_{sis} \cdot \Delta t \quad (2)$$

$$\frac{1}{2} \cdot C \cdot (V_S - V_{sis})^2 = E \quad (3)$$

Em que  $\bar{I}$  é a corrente associada ao consumo global do sistema,  $I_Q$  a corrente quiescente do controlador de carga,  $V_S$  a tensão aos terminais do arranjo de supercondensadores,  $V_{sis}$  a tensão do sistema e  $C$  a capacidade total do arranjo de supercondensadores.

Como  $I_Q \ll \bar{I}$ , a expressão 2 toma a forma:

$$E = \bar{I} \cdot V_{sis} \cdot \Delta t \quad (4)$$

Surge, assim, o valor  $C = 485$  F. Como foi dito anteriormente, irá ser utilizado um arranjo de dois supercondensadores em série. Logo, considerando dois supercondensadores com a mesma capacidade, será necessário que cada supercondensador tenha uma capacidade igual  $C \times 2$  no mínimo. Um valor típico para a capacidade de um supercondensador que satisfaça os requisitos anteriores é de 1200 F.

Os supercondensadores com esta capacidade têm tipicamente grandes dimensões, o que pode vir a ser menos viável por parte do cliente. Uma outra abordagem poderia ser tomada recorrendo a utilização de um comutador de fonte aliado a um regime de medições previamente controlado por *software*. Isto iria permitir reduzir a capacidade dos supercondensadores utilizados, embora afectando a taxa de medição de corrente eléctrica.

Para dimensionar a capacidade de armazenamento do supercondensador responsável pela comunicação *gateway*-sistema central considera-se:

- A *gateway* demora 300ms a registar-se na rede pública;
- O envio de informação da *gateway* para o sistema central demora 500ms;
- Período máximo sem luz solar: 18 horas;

- No pior dos casos, em cada um dos seis isoladores sustentados no poste eléctrico ocorrerá uma descarga parcial durante as 18 horas de ausência de luz solar. Isto levará a que a gateway comunique 6 vezes durante esse período.

Ainda considerando a validade da expressão 1 e os valores que constam na tabela 6, tem-se que a corrente média consumida nesse período pela *gateway* é cerca de 2 mA.

Recorrendo às expressões 3 e 4 tem-se  $C = 198 F$ . Novamente, um arranjo de dois supercondensadores em série será utilizado. Logo, considerando dois supercondensadores com a mesma capacidade, um valor típico para a capacidade de um supercondensador que satisfaça os requisitos anteriores é de 400 F.

## 7. Conclusão

---

Inicialmente existiram alguns problemas na medição de correntes na ordem das dezenas ou até mesmo centenas de mA. Isto porque na bobina de Rogowski JRF-55B da HQ SENSING o sinal de saída tem uma amplitude relativamente baixa (50mV para 500 A no condutor principal) concomitante com a presença de ruídos eléctricos sobrepostos ao sinal medido. Tentou-se projectar um circuito de raiz, com filtragem e elevado ganho, para ultrapassar esse impasse; porém havia sempre ruído que acabava por ter um enorme peso no sinal de saída. Utilizou-se ainda uma bobina de Rogowski (FLUKE i3000s Flex) com uma placa de condicionamento de sinal fornecida pelo próprio fabricante contudo sem nenhum sinal de saída coerente.

Após um período de pesquisa de solução para o problema descrito acima, acabou-se por encontrar o microcontrolador CS5484 da *Cirrus Logic*, cujos resultados obtidos após os testes assentavam no objectivo pretendido desde o início do projecto.

A oferta de mercado relativa a bobinas de Rogowski dos distribuidores internacionais como a Farnell e a RS é limitada, em resultado da gama de correntes eléctricas em que são correntemente aplicadas. Posto isto, sugere-se pedir o fabrico de bobinas de Rogowski com as características adequadas a esta aplicação.

Procurou-se ainda abordar todas as restantes unidades constituintes do sistema, assim como a sua inter-relação com a profundidade adequada a uma dissertação. Desta forma, garante-se que o sistema satisfaça os requisitos exigidos a um sistema eficiente e autónomo.

No que toca ao consumo energético da unidade de diagnóstico, a componente CS5484 da *Cirrus Logic* é o dispositivo que mais o penaliza, apesar de desempenhar bem a sua função. Tendo isto em conta, faria sentido analisar num trabalho futuro uma alternativa que possibilitasse um menor consumo energético, para a mesma função.

Outra sugestão passa por aumentar a inteligência da solução, permitindo adaptar as oportunidades de medir a corrente de fuga às condições atmosféricas, sobretudo da humidade e da temperatura ambiente. Dotando a unidade *gateway* de sensores para

essas grandezas (e.g., *Sensirion SHT20*), informação relevante seria transmitida a todas as unidades de diagnóstico do respectivo apoio.

Como o título sugere, esta dissertação procura resolver um problema específico das empresas de transporte de energia eléctrica. Uma vez que o sistema aqui apresentado constitui uma solução, será indispensável realizar testes em condições reais de exploração: só assim poderão ser feitas melhorias, para que exista uma solução comercial.

Ao longo deste projecto procurou-se que o universo académico estivesse de mãos dadas com o universo empresarial: tudo indica que este propósito foi atingido.

# Referências bibliográficas

---

- [Amploc, 2002] **Amploc.** *Amploc current sensors – Engineer’s Reference Handbook.* 2002.
- [Bezerra, R. 2003] **R. C. Bezerra, D.R. de Mello, D. M. Porfírio, F. E. R. de Araújo, J. M. T. Teixeira Jr, J. C. Pinheiro, J. A. S. Andrade, O. F. Alves Neto and R. C. Leite.** *Avaliação de Isoladores poliméricos em Linha de Transmissão de 138 KV – Estudo de Caso.* COELCE, 2003
- [Bluetooth 2015] **Bluetooth.** *The Low Energy Technology Behind Bluetooth Smart.* 2015
- [BUSHONG, S. 2010] **BUSHONG, S. C.,** *Ciência Radiológica para tecnólogos – Física, Biologia e Protecção,* tradução 9a ed, Rio de Janeiro, 2010
- [Cardoso, F. 2015] **Professor Doutor Francisco José de Almeida Cardoso.** Diálogos.
- [Carneiro, J. 2009] **Carneiro, J.** *Dimensionamento de Sistemas Fotovoltaicos.* Universidade do Minho, 2009.
- [Chaves, C. 2008] **Chaves, C.** *Transformador de Corrente Electrónico utilizando Bobina de Rogowski e Interface Óptica com POF para aplicação em Sistemas de Potência.* COPPE/UFRJ, Rio de Janeiro, 2008
- [Colunga, M. 2008] **Colunga, M.** *Vantagens e desvantagens das redes sem fio.* 2008
- [Costa, R. 2006] **R. Costa and L. Mendes.** *Evolução das Redes Sem fio. U estudo comparativo entre Bluetooth e Zigbee.* Fundação Presidente António Carlos, Dezembro, 2006.
- [Delben, G. 2008] **Delben, G.** *Avaliação da resposta da Bobina de Rogowski para aplicação em Sensor de Descargas Eléctricas em Isoladores..* Universidade Federal do Paraná, Curitiba,2008.
- [Delgado, M. 2011] **Delgado, M.** *Protecção das redes eléctricas de distribuição, transporte e interligação: fundamentos e aplicações práticas.* Porto: Publindústria, 2011.
- [Distrib., EDP 2007] **Distribuição, EDP.** *INSTALAÇÕES AT E MT. SUBSTAÇÕES DE DISTRIBUIÇÃO. Isoladores de suporte AT e MT. Características e ensaios. 1ª Edição,* Fevereiro 2007.

- [Electrónica, Saber 2011]      **Electrónica, Saber.** *Substituição de Baterias por Supercapacitores + Carregador em Aplicações Electrónicas.* 2011
- [Electronics, SK P.]      **Electronics, SK Pang.** *GSM/GPRS Module datasheet.*
- [Figueiredo, M. 2009]      **Figueiredo, M.** Projecto de Linha Aérea de Alta Tensão com Estudo do Comportamento Longitudinal das Cadeias de Isoladores. Junho, 2009.
- [Godoi, W. 2005]      **Godoi, W.** *Detecção de defeitos em Isoladores Poliméricos por Radiografia Digital.* Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2005.
- [Godoi, W. 2009]      **W. Godoi, K.Geus, R. Silva and V. Swinka-Filho.** *Detecção automática de vazios em isoladores poliméricos por tomografia industrial 3D.* Espaço Energia, Outubro, 2009.
- [Instruments, Texas 2005]      **Instruments, Texas.** *OPA227 OPA 228 High Precision, Low Noise OPERATIONAL AMPLIFIERS.* Revised: Janeiro, 2005.
- [Instruments, Texas 2007]      **Instruments, Texas.** *CC2520 DATASHEET. 2.4 GHZ IEEE 802.15.4/ZIGBEE RF TRANSCEIVER.* Revised: Dezembro, 2007.
- [Instruments, Texas 2012]      **Instruments, Texas.** *MSP430F241x, MSP430F261x Mixed Signal Microcontroller.* Revised: Novembro, 2012.
- [Instruments, Texas 2013]      **Instruments, Texas.** *LM 118-N/LM218-N/LM318-N Operational Amplifiers.* Revised: Março, 2013.
- [Khaligh, A. 2010]      **A. Khaligh and O. Onar.** *Energy Harvesting – Solar, Wind and Ocean Energy Systems.* Taylor and Francis Group, 1ª Edição, 2010.
- [Logic, Cirrus 2012]      **Logic, Cirrus.** *CDB5484U Engineering Board and GUI Software.* Revised: Abril, 2012
- [Logic, Cirrus 2013]      **Logic, Cirrus.** *CS584 – Four Channel Energy Measurement IC.* Revised: Março, 2013

- [Mello, D. 2001] **D. Mello, R.Costa, J.Batista and M. Melo.** *Avaliação do Grau de Poluição em Instalações de Transmissão, Subestações e Distribuição.* ANEEL, Brasil, 2001.
- [Oliveira, J 2014] **J. Oliveira, S. Semedo, D. Raposo and F. Cardoso.** *Place-&-Play Industrial Router addressing Potential Explosive Atmospheres.* IEE, Coimbra, Portugal, 2014.
- [Oliveira, R. 2009] **Oliveira, R.** *Linhas de Transmissão.* Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Junho, 2009.
- [Oliveira, S. 2008] **Oliveira, S.** *Sistema de Detecção Óptica de Descargas Parciais em Cadeias de Isoladores de Linhas de Transmissão de Alta Tensão.* Universidade Federal de Pernambuco, Recife, 2008.
- [Portela, C. 1970] **Portela, C. Medeiros.** *Análise de redes eléctricas: algumas aplicações.* Lisboa: Gráfica de Coimbra, 1970.
- [Pothuganti, K. 2014] **K. Pothuganti and A. Chitneni.** *A Comparative Study of Wireless Protocols: Bluetooth, UWB, ZigBee, and Wi-Fi.* ISSN 2231-1297, Volume 4, Number 6, pp.655-662 (2014).
- [REN 2014] **REN.** *Relatório de Qualidade de Serviço 2013.* Maio,2014.
- [Sampa, D. 2013] **Sampa, D.** *Estimação dos Sinais Eléctricos das Descargas Parciais através da Deconvolução dos Sinais Acústicos gerados por estes..* Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2013.
- [Santos, N. 2014] **Santos, N.** *SUPERCONDENSADORES. O que são? Como funcionam? .* Marinha Portuguesa, Junho, 2014.
- [Semedo, S. 2015] **Semedo, S.** *Gestão de Energia em Rede de Sensores Sem Fios* (ainda não concluída). 2015
- [Sensing, HQ] **Sensing, HQ.** *Clamp-on Flexible Rogowski coil CT JRF-55B/80B/105B Series.*
- [Silva, A. 2007] **Silva, A.** “Porquê ZigBee?” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Julho, 2007

- [Silva, R. 2014] **Silva, R.** *Trilhamento Eléctrico Sobre Materiais Poliméricos pela Análise da Energia Absorvida devido às Descargas Eléctricas Superficiais*. Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2014
- [Solar, China] **Solar, China.** *KS-Q100G solar painel model datasheet*.
- [Solar China] **Solar, China.** *KS-M165165GB solar painel model datasheet*.
- [Sousa, P. 2006] **Sousa, P.** *Problemática do Isolamento nas Linhas de Muito Alta Tensão nas Zonas Poluídas*. Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, Porto, 2006.
- [Tallner, C. 2005] **Tallner, C.** *Batteries or supercapacitors as energy storage in HEVs?* Dept. of Industrial Electrical Engineering and Automation, Lund University, Sweden, 2005.
- [Technology, Linear 2010] **Technology, Linear.** *LTC3625 datasheet*. Revised: 2010
- [Consultoria, V&V 2015] **Consultoria, V&V.** *Transformadores de Corrente*. 2015.