



Mestrado em Engenharia Eletrotécnica

Desenvolvimento de Soluções baseadas em Wake-up Radio

Relatório de estágio apresentado para a obtenção do grau de Mestre
em Engenharia Eletrotécnica
Especialização em Automação e Comunicações em Sistemas Industriais

Autor

João Pedro Carvalho Simões

Orientador

Doutor Victor Daniel Neto dos Santos

Professor do Departamento de Engenharia Eletrotécnica
Instituto Superior de Engenharia de Coimbra

Supervisor

Mestre Bernardino Pinto Neves

ENEIDA W&S

Coimbra, Março, 2017

“Patience and preserverance have a magical effect before which difficulties disappear and obstacles vanish”

John Quincy Adams

AGRADECIMENTOS

O bom desempenho no decorrer deste estágio não teria sido possível sem a ajuda e apoio de algumas pessoas, às quais gostaria de prestar o meu agradecimento.

Agradeço ao meu orientador do ISEC o Doutor Victor Santos a disponibilidade e apoio dispensado nas diversas fases do estágio, permitindo assim que a realização do mesmo fosse um sucesso.

Um agradecimento a todos os colegas da ENEIDA W&S com os quais tive o prazer de trabalhar e aprender durante os meses de estágio. Uma palavra especial para o meu supervisor na empresa de acolhimento do estágio, o Mestre Bernardino Neves por todo o conhecimento que me transmitiu e pela excelente pessoa que demonstrou ser, e também agradecer ao responsável pelo departamento I&D da empresa, o Doutor José Oliveira pelo apoio e disponibilidade demonstrada ao longo do estágio.

À minha família e amigos, em especial aos meus pais e à minha irmã, pela forma como sempre me apoiaram e me ajudaram a ultrapassar os momentos menos bons.

A todos os que de alguma forma contribuíram para o meu sucesso durante, não só estes meses de estágio, mas durante toda a vida académica, um muito obrigado.

RESUMO

O presente documento foi realizado no âmbito da unidade curricular Estágio /Projeto/ Dissertação, do Mestrado em Engenharia Eletrotécnica (MEE), ramo Sistemas Industriais, leccionada no Departamento de Engenharia Eletrotécnica (DEE), do Instituto Superior de Engenharia de Coimbra (ISEC). O estágio foi realizado na ENEIDA Wireless & Sensors, empresa sediada no edifício ‘E’ do Instituto Pedro Nunes (IPN) em Coimbra. O trabalho realizado no âmbito do referido estágio consistiu no desenvolvimento de soluções baseadas em *wake-up radio*, para aplicação em projetos, desenvolvidos pela empresa, que empreguem redes de sensores sem fios.

Uma ideia promissora para otimizar o consumo de energia de dispositivos de comunicação móvel compreende o uso de uma unidade recetora de ultra-baixo consumo, que seja capaz de controlar o *transceiver* principal de forma a reduzir o consumo de energia global do sistema. A unidade *wake-up receiver* (WuRx) está à escuta e liga as interfaces de comunicação somente quando há uma solicitação externa. Caso contrário, todos os componentes do sistema de comunicação estão completamente desligados. Especialmente no domínio dos recursos limitados e uso embutido, as tecnologias *wake-up radio* permitem ultrapassar as limitações inerentes aos paradigmas de comunicação em ambientes adversos.

Neste documento descrevem-se as atividades desenvolvidas ao longo do estágio, salientando-se as metodologias adotadas, os testes realizados, o *hardware* e as ferramentas utilizadas, os problemas encontrados e as soluções propostas.

ABSTRACT

This document was prepared and written under the discipline of Traineeship Project, of the Master's degree in Electrical Engineering Industrial Systems branch, taught in the Department of Electrical Engineering of the Instituto Superior de Engenharia de Coimbra. The traineeship was performed at Building E, Instituto Pedro Nunes (IPN) in Coimbra, consisting of the research and development of products and solutions in the areas of Instrumentation and Industrial Communications.

A promising idea for optimising the power consumption of mobile communication devices represents the usage of an additional ultra-low-power receiver unit, which is able to control the main transceiver in order to reduce the standby power consumption of the overall system. Such a Wake-Up-Receiver (WURx) unit senses the medium and switches on the communication interfaces in case of an external request. Otherwise, all system components for the network communication are completely switched off. Especially in the domain of resource-limited and embedded devices, WUR technologies enable novel communication paradigms.

This document is intended to describe the activities carried out during the internship, the adopted methodologies, tests carried out, the hardware and the tools used, the problems encountered and the solutions proposed.

ÍNDICE

AGRADECIMENTOS	iii
RESUMO	v
ABSTRACT	vi
ÍNDICE	vii
ÍNDICE DE FIGURAS	ix
ÍNDICE DE QUADROS	xi
ABREVIATURAS	xii
INTRODUÇÃO	- 1 -
ENQUADRAMENTO.....	- 1 -
OBJETIVOS	- 4 -
EMPRESA DE ACOLHIMENTO	- 4 -
CARACTERIZAÇÃO	- 4 -
LOCALIZAÇÃO DO ESTÁGIO	- 5 -
PLANO DE TRABALHO	- 7 -
CRONOGRAMA DO ESTÁGIO.....	- 7 -
ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO.....	- 9 -
MINIMIZAÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM REDES SEM FIOS	- 11 -
PROTOCOLOS DE COMUNICAÇÃO	- 11 -
REDE SEM FIOS ZIGBEE	- 12 -
DESCRIÇÃO DOS NÓS SENSORES	- 14 -
PROBLEMAS ENERGÉTICOS	- 16 -
SOLUÇÕES TÉCNICAS PARA O PROBLEMA	- 18 -
DUTY-CYCLE.....	- 18 -
COLHEITA DE ENERGIA.....	- 20 -
WAKE-UP RADIO	- 22 -
IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA: ESTADO DA ARTE.....	- 24 -
WAKE-UP RADIO	- 24 -
DUTY-CYCLE.....	- 28 -
RESUMO.....	- 30 -
IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	- 31 -
CENÁRIO DE APLICAÇÃO	- 31 -
FLUXOGRAMA DA COMUNICAÇÃO	- 32 -

REQUISITOS FUNCIONAIS	- 33 -
BALANÇO DE POTÊNCIA	- 34 -
CONSUMO DE ENERGIA.....	- 35 -
SOLUÇÃO DESENVOLVIDA NA ENEIDA	- 38 -
MICROCONTROLADOR DA TEXAS INSTRUMENTS	- 40 -
MÓDULO DE WAKE-UP – AS3933	- 40 -
FILTRO SAW B3780 E SWITCH ADG918.....	- 41 -
CONFIGURAÇÃO DO AS3933	- 44 -
FIRMWARE.....	- 50 -
FREQUÊNCIA E ANTENAS	- 51 -
STACK SIMPLICITI.....	- 56 -
DESENVOLVIMENTO DE SOFTWARE DE APOIO A TESTES	- 57 -
TESTES E ENSAIOS	- 58 -
TESTE DA POTÊNCIA DO SINAL.....	- 59 -
TESTE DE ALCANCE	- 60 -
MELHORAMENTO DA SOLUÇÃO EXISTENTE	- 61 -
CIRCUITO IMPLEMENTADO.....	- 61 -
TESTES DE SIMULAÇÃO	- 64 -
TESTES PRÁTICOS	- 66 -
CONCLUSÕES	- 68 -
CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO	- 69 -
REFERÊNCIAS	- 72 -
ANEXOS	- 75 -
ANEXO I – DATASHEET DAS ANTENAS	- 75 -
ANT-433-CW-RH - ANTENNA FACTOR	- 75 -
FLEXI-SMA-433–ANTyENNA – RFSOLUTIONS.....	- 77 -
W3127 ISM 433 MHZ HELICAL ANTENNA - PULSE ELETRONICS	- 79 -
ANEXO II – DATASHEET DO BF199.....	- 83 -
ANEXO III – DATASHEET DO ADG918/ADG919	- 85 -
ANEXO IV – DATASHEET DO B3780	- 87 -
ANEXO V – DATASHEET DO CC430F5137	- 90 -
ANEXO VI – DATASHEET DO AS3933	- 92 -

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 – Vista área da cidade de Coimbra com a localização da ENEIDA.	6 -
Figura 2 – Vista área do Instituto Pedro Nunes.....	6 -
Figura 3 – Topologias de uma rede de sensores sem fios [8].	13 -
Figura 4 – Hardware constituinte de um nó sensor.	14 -
Figura 5 – Arquitetura de uma rede de sensores sem fios [9].	15 -
Figura 6 – Consumo dos vários módulos do CC430 [11].	17 -
Figura 7 – Esquema da comunicação pseudo-assíncrona do método duty cycling [12].	19 -
Figura 8 – Esquema de funcionamento do método Colheita de Energia [13].	20 -
Figura 9 – Estrutura do micro-supercondensador, inserido dentro de uma pastilha de silício.....	21 -
Figura 10 – Esquema da comunicação assíncrona usando um recetor wake-up radio [12].	23 -
Figura 11 – Arquitetura do recetor wake-up MSP430.	24 -
Figura 12 – Circuito eletrónico do recetor ALBA-WUR.	25 -
Figura 13 – Diagrama de blocos de um recetor wake-up genérico.	26 -
Figura 14 – Esquema de comunicação assíncrona usando wake-up radio.	27 -
Figura 15 – Períodos modo ativo e adormecido de uma frame.	28 -
Figura 16 – Slots comuns ativos (CAS) entre recetor e transmissor.	29 -
Figura 17 – Cenário de aplicação do dispositivo WUR a desenvolver.	31 -
Figura 18 – Fluxograma do funcionamento do nó sensor.	33 -
Figura 19 – Barreira na comunicação entre o transmissor e o receptor (dB's).	34 -
Figura 20 – Consumo da TAG em modo adormecido	35 -
Figura 21 – Consumo da TAG em modo de escuta	35 -
Figura 22 – Um ciclo completo do método duty-cycle.	36 -
Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema wake-up radio existente.	39 -
Figura 24 – Esquema da constituição interna do CC430.	40 -
Figura 25 – Esquemático do chip AS3933.	41 -
Figura 26 – Esquemático da parte de adaptação de impedâncias e do switch RF.	42 -
Figura 27 – Função de transferência do filtro SAW [22].	42 -
Figura 28 – Pin-out do filtro SAW B3780 [22].	43 -
Figura 29 – Diagrama de blocos funcional do switch ADG918 [23].	43 -
Figura 30 – Diagrama de blocos funcional do switch ADG919 [23].	43 -
Figura 31 – Pin-out dos switches [23].	44 -
Figura 32 – Comutação da onda portadora 433 MHz para geração de sinal OOK [16].	45 -
Figura 33 – Pinos do AS3933 [24].	45 -
Figura 34 – Escrita de um byte num registo do AS3933 [24].	47 -
Figura 35 – Formatação dos comandos enviados por SPI [16].	48 -
Figura 36 – Sinal enviado ao AS3933 [24].	48 -

Figura 37 – Escrita e leitura de registros enviados por SPI - 49 -

Figura 38 – Função para enviar um byte por SPI - 51 -

Figura 39 – Modelo W3127 ISM 433 MHz Helical Antenna [28]. - 53 -

Figura 40 – Geometria de uma antena helicoidal [29]...... - 53 -

Figura 41 – Diagrama de radiação eixo XZ. - 54 -

Figura 42 – Diagrama de radiação eixo ZY. - 54 -

Figura 43 – Diagrama de radiação eixo XY. - 55 -

Figura 44 – Diagrama de eixos XYZ...... - 55 -

Figura 45 – Máximo ganho da antena do modelo W3127 [30]. - 56 -

Figura 46 – Protocolo SimpliciTl [31]. - 57 -

Figura 47 – Software de apoio a testes. - 58 -

Figura 48 – Material usado para a realização dos testes. - 59 -

Figura 49 – Cenário para a realização dos testes indoor...... - 60 -

Figura 50 – Andar amplificador em emissor comum. - 62 -

Figura 51 – Esquema equivalente às altas frequências da montagem de EC [34]...... - 62 -

Figura 52 – Esquema equivalente às altas frequências da montagem de EC, simplificado usando o teorema de Miller [34]...... - 63 -

Figura 53 – Análise AC do circuito...... - 64 -

Figura 54 – Análise de ganho do andar amplificador por simulação (433 MHz). - 65 -

Figura 55 – Consumo total do circuito apresentado...... - 65 -

Figura 56 – Cenário dos testes práticos...... - 66 -

Figura 57 – Circuito ressonante paralelo. - 67 -

ÍNDICE DE QUADROS

<i>Quadro 1 – Planeamento de Tarefas.....</i>	<i>- 8 -</i>
<i>Quadro 2 – Resultados apresentados no artigo [16].</i>	<i>- 27 -</i>
<i>Quadro 3 – Ciclo duty-cycle.....</i>	<i>- 29 -</i>
<i>Quadro 4 – Especificações do cenário e módulos utilizados.</i>	<i>- 33 -</i>
<i>Quadro 5 – Teste da potência de sinal dentro do edifício da empresa.</i>	<i>- 59 -</i>
<i>Quadro 6 – Teste de alcance dentro do edifício da empresa.</i>	<i>- 60 -</i>
<i>Quadro 7 – Teste do circuito de amplificação de sinal.....</i>	<i>- 67 -</i>

ABREVIATURAS

ADC	Analog-to-Digital Converter
AMS	Austria Micro Systems
ASK	Amplitude Shift Keying
CAS	Common Active Slot
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
DEE	Departamento de Engenharia Eletrotécnica
EES	ENEIDA Engineering Services
ENEIDA	Energia Natural, Eletricidade e Instrumentação do Alentejo
EWS	ENEIDA Wireless & Sensors
FFD	Full Function Device
I&D	Investigação e Desenvolvimento
IDE	Integrated Development Environment
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IPN	Instituto Pedro Nunes
ISEC	Instituto Superior de Engenharia de Coimbra
ISM	Industrial, Scientific and Medical
MCU	Microcontroller Unit
MEE	Mestrado em Engenharia Eletrotécnica
OOK	On-Off Keying
PCB	Printed Circuit Board
RF	Radiofrequência
RFD	Reduced Function Device

RSSI	Received Signal Strength Indicator
SAW	Surface Acoustic Wave
SNR	Signal-to-Noise Ratio
SoC	System on Chip
SPI	Serial Peripheral Interface
TI	Texas Instruments
TXEN	Transmit Enable bit
UC	Universidade de Coimbra
WLAN	Wireless Local Area Network
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WUR	Wake-Up-Radio
WURx	Wake-Up-Receiver
WWAN	Wireless Wide Area Network

INTRODUÇÃO

ENQUADRAMENTO

As redes de sensores sem fios têm vindo a desempenhar um papel cada vez mais importante na nossa sociedade, nos mais diversos domínios das nossas vidas. Os avanços recentes nos semicondutores, na tecnologia de redes e na ciência em geral permitiram a implantação de redes de sensores sem fios em grande escala e a sua utilização em domótica, agricultura, transportes, saúde, vigilância militar, entretenimento, etc.

As primeiras redes de sensores usadas na indústria eram cabladas, apresentando dessa forma desvantagens relativamente às suas congéneres sem fios, designadamente custo mais elevado, maior complexidade e menor flexibilidade de expansão.

A implementação sem fios tornou possível o desenvolvimento significativo dos nós sensores, os quais procedem à aquisição local de dados. Após o seu processamento estes são enviados para uma ou mais localizações de destino através de ligações rádio as quais são por natureza sem fios. As redes de sensores sem fios atuais apresentam uma profunda redução de custos de implementação e de manutenção, sendo sistemas mais robustos e duradouros que os seus predecessores [1].

Uma rede de sensores sem fios é constituída usualmente por um conjunto de nós. Cada nó contém pelo menos um sensor, o qual procede à monitorização de uma grandeza física e/ou de um ou vários parâmetros ambientais, tais como: temperatura, humidade, pressão, vibrações, campo eléctrico, sons, etc. Os nós comunicam os seus dados através da rede de uma forma cooperativa para um elemento principal.

Além do sensor, cada nó possui tipicamente vários outros componentes: um *transceiver* rádio com uma antena interna ou conexão para uma antena externa, um microcontrolador (MCU), um circuito electrónico de interface com os sensores e uma fonte de energia, geralmente uma bateria ou um circuito que realiza a recolha de energia do meio ambiente. A implementação da rede é realizada usando diversas topologias, de entre elas refira-se a topologia em estrela, em malha ou usando o conceito *multi-hop*.

De entre os diferentes problemas e limitações existentes numa rede de sensores sem fios existem três que se destacam dos restantes, tendo em conta o seu impacto no desempenho do sistema. São eles o consumo de energia dos diferentes nós da rede, a latência na transmissão de dados e a fiabilidade do sistema e das suas comunicações.

O primeiro parâmetro a analisar numa rede de sensores sem fios é o consumo de energia dos diferentes nós, tendo em conta o seu impacto e importância na maioria das aplicações. Os nós sensores são geralmente alimentados por baterias, tendo estas um tempo de vida muito limitado, caso não existam mecanismos de gestão de energia implementados na rede. Além disso, a substituição dos sensores e/ou das baterias é, em muitas aplicações, simplesmente irrealizável ou pelo menos pouco rentável do ponto de vista económico. Assim sendo, é crucial minimizar o consumo de energia de uma rede de sensores sem fios e estender ao máximo a sua vida útil.

A latência é uma medida do tempo de atraso que é definido como o intervalo de tempo compreendido desde o instante em que um pacote de dados é transmitido a partir do sensor de origem até este ser processado no seu destino final. Verifica-se que esta grandeza é geralmente dependente da aplicação. A título de exemplo, nos sistemas de automação industrial a comunicação com os diferentes atuadores da rede deve ser feita em tempo real [2]. Numa rede sem fios a transferência de informação é realizada através da comunicação entre os diferentes nós da rede, utilizando para o efeito pacotes de dados. Assim sendo, a medida do atraso dos pacotes assume uma relevância acrescida.

O último parâmetro a analisar numa rede sem fios, mas não menos importante, é a fiabilidade ao sistema. Tendo em conta que as redes de sensores sem fios são normalmente implantadas num ambiente muito adverso e variável, existem diversos fatores que podem levar a uma variação significativa do seu desempenho, de entre eles refira-se as colisões entre os dados provenientes de diferentes *transceivers*. Esta situação pode ocorrer, devido ao elevado número de nós de uma mesma rede.

Parâmetros como o valor da potência recebida e a qualidade das ligações rádio variam também significativamente devido à natureza do canal rádio. O projeto de uma rede sem fios robusta deve incluir mecanismos capazes de lidar com todas as incertezas, através da monitorização dos níveis de potência do sinal recebido e da relação sinal ruído, da inclusão

de margens significativas nos balanços de potência das ligações rádio e de mecanismos de diversidades espacial.

O trabalho desenvolvido no presente estágio teve por objectivo o estudo, análise e desenvolvimento de soluções técnicas baseadas em *wake-up radio*, a implementar nas redes de sensores sem fios, que permitam a minimização do consumo dos diversos nós do sistema, maximizando dessa forma o tempo de vida das baterias. Para o referido efeito estão descritas na literatura três abordagens distintas: a colheita de energia (*energy harvesting*), a redução do *duty cycle* e o *wake-up radio*.

O método mais usado na prática para a redução do consumo de energia do modo de escuta é o *duty cycling*. Este método consiste na transição entre um estado ativo, de elevado consumo, para um estado de muito baixo consumo (*sleep mode*) durante um período significativo de tempo, após o qual o sistema regressa ao estado ativo [3]. Esta transição é efetuada com recurso a um temporizador interno que desliga os diversos componentes do sensor de acordo com um esquema predefinido e específico do microcontrolador utilizado.

Existem três tipos de sincronização de acordo com os três esquemas principais: o esquema de comunicação síncrono, o esquema de comunicação pseudo-síncrono e o esquema de comunicação assíncrono puro. O *duty cycling* é, em geral, um esquema síncrono, onde os rádios dos nós que comunicam estão sincronizados, ligam e desligam no mesmo instante de tempo, permitindo assim o estabelecimento de comunicações, ou um esquema pseudo-síncrono, onde um dos nós envia um sinal com largura suficiente a informar o nó com o qual quer comunicar [4].

A colheita de energia é uma das técnicas mais promissoras para alimentar equipamentos eletrónicos de baixo consumo. A produção de energia neste processo deriva de fontes de energia externas, por exemplo: energia térmica, energia eletromagnética, energia cinética ou mesmo aproveitando as vibrações do ambiente usando materiais piezoelétricos. A energia capturada pelos nós é armazenada e está disponível para alimentar pequenos dispositivos eletrónicos pertencentes aos respectivos nós das redes de sensores sem fios.

Recentemente, surgiu outra solução para efetuar a gestão eficiente da energia, que se adequa a cenários assíncronos. O conceito principal dessa técnica compreende a activação dos sensores por radiofrequência (*wake-up radio*). A implementação desta técnica pressupõe

o acoplamento ao nó sensor de um circuito que pode ter uma antena dedicada ou partilhar a antena utilizada pelo próprio nó sensor, que ao receber um sinal rádio, com certas características, gera uma interrupção no microcontrolador que ativa o nó. Dessa forma permite-se que o nó permaneça desligado até que seja necessário executar alguma ação de medição ou de comunicação por parte deste.

OBJETIVOS

O objetivo principal do estágio compreendeu a realização de um conjunto de tarefas com vista ao desenvolvimento de soluções proprietárias baseadas em *wake-up radio*, em cooperação com a equipa de Investigação e Desenvolvimento (I&D) da empresa.

Assim sendo, estabeleceram-se no início do estágio os seguintes objetivos:

- Realização de um estudo prévio do estado de arte dos sistemas de *wake-up radio* e *duty-cycle*;
- Teste de um protótipo existente na ENEIDA;
- Projecto e desenvolvimento de novas soluções tecnológicas;
- Programação do módulo implementado;
- Realização de testes de campo e análise dos resultados obtidos.

EMPRESA DE ACOLHIMENTO

CARACTERIZAÇÃO

O trabalho realizado e descrito neste relatório de estágio compreende um conjunto de tarefas realizadas na empresa ENEIDA, com vista ao desenvolvimento de soluções técnicas a implementar nos produtos por ela desenvolvidos e comercializados.

O aluno realizou o seu estágio na empresa ENEIDA Wireless & Sensors (EWS), localizada em Coimbra, nas instalações da aceleradora de empresas do Instituto Pedro Nunes (IPN), durante o período compreendido entre 24 de novembro de 2015 e 22 de julho de 2016.

De um ponto de vista histórico refira-se que a empresa Energia Natural, Eletricidade e Instrumentação do Alentejo (ENEIDA) iniciou a sua atividade em Sines, em 2006, com uma unidade designada de *ENEIDA Engineering Services* (EES). Esta unidade exerce a sua atividade nas áreas da instrumentação em ambiente industriais, nomeadamente em projetos e prestação de serviços aos seus clientes.

A expansão da empresa motivou a criação, em 2007, de uma filial designada por ENEIDA Wireless Solutions (EWS), a qual foi posteriormente redenominada para ENEIDA Wireless & Sensors. Esta unidade tem como principais objetivos a oferta de produtos e soluções nas áreas da instrumentação e das comunicações industriais.

A EWS tem competências na área do projeto, desenvolvimento e fabrico de sensores inteligentes fiáveis e robustos para redes de sensores industriais e redes sem fios baseadas em protocolos existentes. Os produtos desenvolvidos são certificados e testados para operar em diversos ambientes, alguns dos quais agressivos, e para suportar uma panóplia de serviços e aplicações em tempo real.

O principal produto da empresa engloba as redes sem fios para aplicações industriais, de forma a eliminar os cabos nas instalações industriais dos clientes, passando assim a receber informação dos diferentes equipamentos de produção de uma forma simples, fiável e integrada em salas de controlo de produção.

Refira-se que a EWS está presente em diversos mercados, como é o caso do mercado Português, Espanhol, Árabe e Africano.

LOCALIZAÇÃO DO ESTÁGIO

O presente estágio foi realizado nas instalações da ENEIDA Wireless & Sensors as quais se encontram sediadas no Edifício E do IPN – Instituto Pedro Nunes, sendo a sua localização representada nas figuras 1 e 2.

Refira-se que a incubadora IPN surgiu em 2002 por iniciativa do IPN e da Universidade de Coimbra (UC), sendo uma associação destinada ao desenvolvimento de atividades de incubação de ideias e empresas, e uma instituição de direito privado sem fins lucrativos [5].

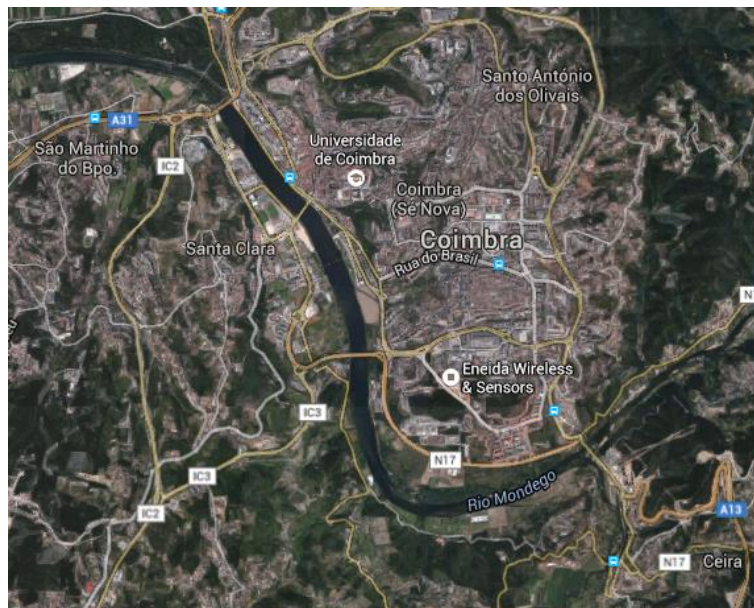


Figura 1 – Vista área da cidade de Coimbra com a localização da ENEIDA.

A incubadora fornece suporte para a fase inicial de novos projetos de negócios de serviços tecnológicos avançados e/ou inovadores. As *spin-offs* decorrentes da Universidade de Coimbra e as *startups* que asseguram uma forte ligação com o ambiente universitário, seja através de estudantes, professores ou de atividades de investigação e desenvolvimento tecnológico são consideradas projectos prioritários.



Figura 2 – Vista área do Instituto Pedro Nunes.

PLANO DE TRABALHO

O presente estágio teve o seguinte plano de trabalhos que englobou os seguintes passos:

1. Pesquisa bibliográfica, preparação do estágio, relatórios intermédios (estado da arte e tecnologias relevantes);
2. Tarefas no âmbito do estágio na empresa ENEIDA, nomeadamente a colaboração nas seguintes áreas:
 - a. Estudo e análise das técnicas de *duty-cycle* e *wake-up radio*;
 - b. Desenvolvimento e testes do protótipo da ENEIDA, na banda *Industrial, Scientific and Medical (ISM)* a 433 MHz;
 - c. Proposta de novas abordagens de projeto de eletrónica;
 - d. Programação do módulo resultante da implementação das novas abordagens.
3. Realização de medidas experimentais relativas às soluções implementadas;
4. Escrita do relatório final definitivo do projecto.

CRONOGRAMA DO ESTÁGIO

O presente estágio decorreu no departamento de I&D da empresa ENEIDA, sediada no edifício E do IPN, teve início no dia 24 de novembro de 2015 e terminou no dia 22 de julho de 2016. Durante esse período o estagiário executou diariamente as tarefas presentes no plano de estágio num horário de trabalho compreendido das 9:00 h às 18:00 h durante os dias da semana.

O estagiário deslocou-se ao ISEC, designadamente ao DEE, pelo menos duas vezes por mês, para resolver situações diretamente ligadas com o estágio, na forma de reuniões, de trabalho prático laboratorial ou para proceder à escrita e correcção do relatório de estágio. As referidas reuniões tinham uma duração média de três horas.

O estágio compreendeu cinco fases distintas, as quais tiveram lugar nas datas presentes no cronograma da tabela 1.

Quadro 1 – Planeamento das tarefas a realizar.

Mês	Nov.15	Dez.15	Jan.16	Fev.16	Mar.16	Abril.16	Mai.16	Jun.16	Julho.16
Fase 1	X	X							
Fase 2			X						
Fase 3				X	X	X			
Fase 4							X		
Fase 5								X	X

As diferentes fases compreenderam a realização das seguintes tarefas:

- Fase 1: Preparação do estágio, estudo do estado da arte e pesquisa bibliográfica.
 - Leitura e análise de artigos e relatórios sobre *wake-up radio* e *duty-cycle*;
- Fase 2: Definição da tecnologia a implementar, experimentação e testes.
 - Compreensão e análise de esquemáticos de uma placa existente baseada em *wake-up radio*;
 - Leitura e análise de *datasheets* e de *firmware*;
 - Instalação de *software* (CCS, SharpDevelop, IAR).
- Fase 3: Desenvolvimento da tecnologia *wake-up*, *hardware* e *firmware*.
 - Melhoramento do *hardware* existente;
 - Desenvolvimento de *firmware* para a solução desenvolvida;
- Fase 4: Testes e ensaios dos requisitos funcionais.
 - Realização de testes, registo dos dados e análise dos resultados obtidos.
- Fase 5: Elaboração e entrega do relatório de estágio.
 - Escrita do relatório de estágio.

ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O presente relatório apresenta ao longo de quatro capítulos as principais tarefas efetuadas durante o estágio. No primeiro capítulo estão expostos todos os pontos relevantes do trabalho desenvolvido, designadamente o enquadramento, assim como a caracterização da instituição de acolhimento e as metodologias de funcionamento adotadas por esta.

No segundo capítulo é apresentado um protocolo de comunicação destinado a cenários em que o consumo energético dos módulos rádio e os aspetos de propagação rádio são os pontos mais relevantes. A parte final do capítulo é destinada à apresentação do estado da arte dos conceitos *wake-up radio* e *duty-cycle*, referindo para o efeito artigos e trabalhos realizados por outros autores.

No terceiro capítulo é apresentado o trabalho de desenvolvimento e testes realizados durante o estágio. De entre os tópicos abordados refira-se a caracterização do cenário de aplicação do módulo a desenvolver, a apresentação das especificações técnicas utilizadas na comunicação rádio e as limitações no valor do consumo energético do módulo. Depois desta breve introdução é apresentada a solução desenvolvida durante o estágio. Segue-se a caracterização individual dos seus componentes e das suas capacidades de operação, e logo de seguida os resultados e conclusões dos testes efetuados ao módulo desenvolvido. Na parte final deste capítulo são apresentados os melhoramentos realizados à solução anteriormente desenvolvida e a sua validação por meio de simulações e testes laboratoriais.

As considerações finais, assim como as propostas de melhoria e trabalho futuro constituem o quarto capítulo.

MINIMIZAÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM REDES SEM FIOS

PROTÓCOLOS DE COMUNICAÇÃO

Os avanços recentes das redes sem fios possibilitaram o aparecimento de diversas alternativas e padrões de implementação. A grande maioria deles tinha como premissa principal promover um conjunto de protocolos que garantissem a qualidade na transmissão de voz ou de dados com altas taxas de transferência, o que tornava os equipamentos caros e pouco atraentes para outras aplicações simples [6].

As recomendações do *Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)*, particularmente as recomendações da série IEEE 802.11, são os exemplos mais conhecidos para os padrões de redes sem fios, permitindo que se considere a existência de quatro grandes grupos [6]:

- Wireless Personal Area Network (WPAN) – Este grupo engloba as tecnologias *wireless* de pequeno alcance (entre 10 e 100 metros). É um padrão para redes pessoais, definido pelo IEEE 802.15, para o endereçamento de redes sem fios que utilizam dispositivos portáteis ou móveis tais como PC's, PDA's, periféricos, telemóveis, etc;
- Wireless Local Area Network (WLAN) – Este grupo engloba as tecnologias sem fios destinadas à interligação de redes locais com alcance entre 100 e 300 metros. Trata-se de um padrão implementado como extensão ou alternativa para as redes com cablagem convencional (par metálico ou fibra óptica);
- Wireless Metropolitan Area Network (WMAN) – Neste grupo temos as tecnologias que providenciam o acesso de banda larga para redes em áreas metropolitanas, com alcance aproximadamente de 6 km;

- WWAN (Wireless Wide Area Network) – Neste grupo estão as tecnologias vocacionadas para redes de longa distância em telecomunicações, proporcionando serviços de voz e alguns serviços de dados.

REDE SEM FIOS ZIGBEE

O *ZigBee* é uma tecnologia que foi homologada pelo IEEE em 2003, desenvolvida sobre o sistema IEEE 802.15.4 para redes WPAN, um dos grupos apresentados anteriormente. É uma tecnologia de redes sem fios que pretende realizar a interligação de pequenas unidades de comunicações de dados em áreas limitadas. Foi projetada para poder ligar pequenas unidades de recolha de dados e de tele-acção recorrendo a sinais de rádio em bandas de frequência não licenciadas *Industrial, Scientific and Medical* (ISM).

A tecnologia utilizada é comparável às redes *Wi-Fi* e *Bluetooth* e diferencia-se destas por necessitar de um menor consumo, por ter um alcance reduzido (cerca de 10 metros) e pelo fato das comunicações entre duas unidades poder ser efetuada recorrendo a unidades existentes na rede da origem até ao destino final. Todos os pontos da rede funcionam como retransmissores de informação, logo uma malha de unidades *ZigBee* pode ser considerada como uma extensão de uma rede doméstica sem necessidade de utilizar ligações físicas entre elas [7].

A *ZigBee Alliance* é um grupo formado por várias empresas, como é o caso da Motorola, Philips, Mitsubishi Eletronic Industrial, Agere Systems e muitas outras.

O *ZigBee* opera nas seguintes bandas de frequência e canais, na Europa na banda 868 MHz (1 canal), nos Estados Unidos na banda 915 MHz (10 canais) e noutras partes do mundo na banda 2.4 GHz (16 canais), e não requer licença para funcionamento. As redes *ZigBee* oferecem uma excelente imunidade contra interferências, e a capacidade de hospedar milhares de dispositivos numa rede (até 65.000 unidades), com taxas de transferências de dados que variam entre os 20 kbps e os 250 kbps, mais especificamente, 250 kbps em 2.4 GHz, 40 kbps em 915 MHz e 20 kbps em 868 MHz [7].

Os módulos rádio do padrão *ZigBee* foram concebidos com o intuito de economizar ao máximo a energia. Assim, é possível criar dispositivos remotos alimentados com pilhas ou baterias comuns, que durarão meses ou mesmo anos sem precisarem de ser substituídas. Isso verifica-se porque, os módulos *ZigBee* quando não estão a transmitir/receber dados, entram num estado de dormência designado por "*sleep mode*", no qual consomem um valor mínimo de energia.

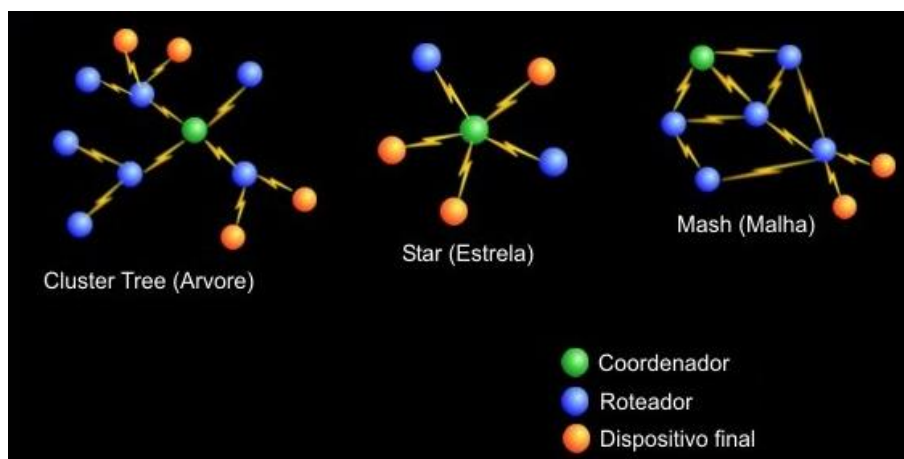


Figura 3 – Topologias de uma rede de sensores sem fios [8].

As redes *ZigBee* podem ser estabelecidas de três formas (topologias) distintas: em estrela, em árvore ou em malha, como se pode observar na figura 3. Como integrantes dessas redes vamos ter os clientes (*end devices*), os roteadores (*routers*) e o coordenador (*coordinator*). O coordenador é o dispositivo que gere e armazena toda a informação relativa dos nós da rede, inicializa a rede e define o canal de comunicação a ser utilizado. Os roteadores são os dispositivos responsáveis pelo envio de mensagens entre os diferentes nós da rede. Os clientes são dispositivos simples que apenas comunicam com um outro nó da rede, não disponibilizando qualquer capacidade de reencaminhamento de pacotes.

Numa rede *ZigBee* são identificados dois tipos de dispositivos, os *Full Function Devices* (FFD) e os *Reduced Function Devices* (RFD). Os dispositivos FFD são mais complexos e precisam de um *hardware* mais potente, que permita a implementação completa da pilha de protocolos, podendo consumir mais energia. Numa topologia de rede *ZigBee* eles podem assumir o papel de coordenador, roteador ou mesmo de um dispositivo final (*end device*).

Refira-se que os dispositivos FFD podem comunicar com quaisquer membros da rede. São implementados em microcontroladores com um mínimo de 32KBytes de memória de programa, no entanto têm de ter uma certa quantidade de memória RAM adicional, para armazenar as tabelas de rotas e configurações de parâmetros [8].

Os dispositivos RFD são por seu lado mais simples, sendo que a sua pilha protocolar pode ser implementada usando os mínimos recursos possíveis de *hardware*. A título de exemplo, refira-se que se podem implementar este tipo de dispositivos em microcontroladores de 8 bits com memória de programa próxima a 6Kbytes. Numa topologia de rede *ZigBee* eles assumem o papel de dispositivo final (*end device*), sendo utilizados em iluminação, *dimmers*, atuadores diversos, sensores, entre outros [8].

DESCRIÇÃO DOS NÓS SENSORES

As redes de sensores sem fios são sistemas autónomos e cooperantes que permitem a monitorização de grandezas físicas tais como temperatura, iluminação, humidade, pressão, nível de ruído, etc. Estas redes compreendem usualmente um conjunto de nós sensores encarregues de transmitir e armazenar os dados previamente adquiridos.

Esses nós sensores são dispositivos eletrónicos com capacidade de aquisição, processamento e comunicação de dados. Cada um deles é constituído por um transdutor e/ou sensor, um microcontrolador, um módulo de comunicação e evidentemente, uma fonte de alimentação (bateria, condensadores, etc.), como se pode observar na figura 4.

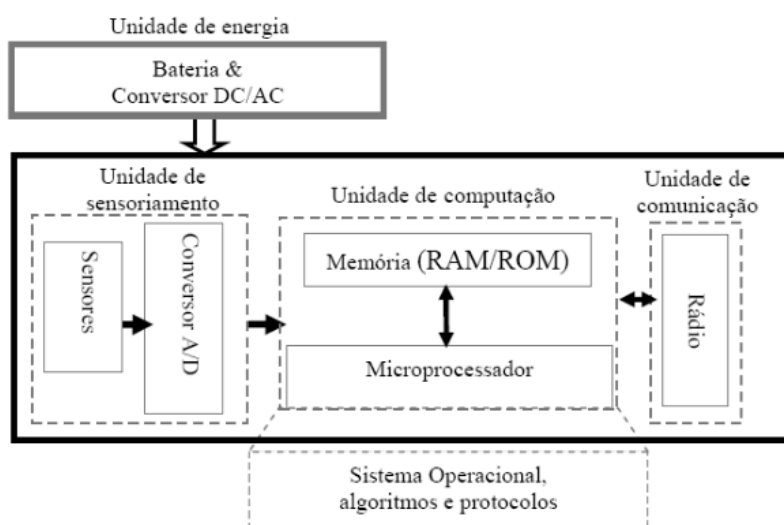


Figura 4 – Hardware constituinte de um nó sensor.

O transdutor/sensor é o dispositivo responsável pela monitorização de um dado fenómeno físico estando ligado a um pino do microcontrolador que dispõe de um conversor analógico/digital (ADC).

O microcontrolador é o dispositivo que processa e analisa os dados relativos ao fenómeno que se encontra em monitorização, podendo estes ser acedidos e controlados por um utilizador. O utilizador ou observador caracteriza-se como sendo o utilizador final que deseja obter informações disseminadas pela rede de sensores sobre o fenómeno observado.

O módulo de comunicação permite que toda a informação recolhida pelo sensor e desejada pelo utilizador seja transmitida, por meio de uma comunicação rádio, para um dispositivo final, como se observa na figura 5. Refira-se que quando os nós são dispostos em rede de um modo *ad hoc*, formam uma rede de sensores.

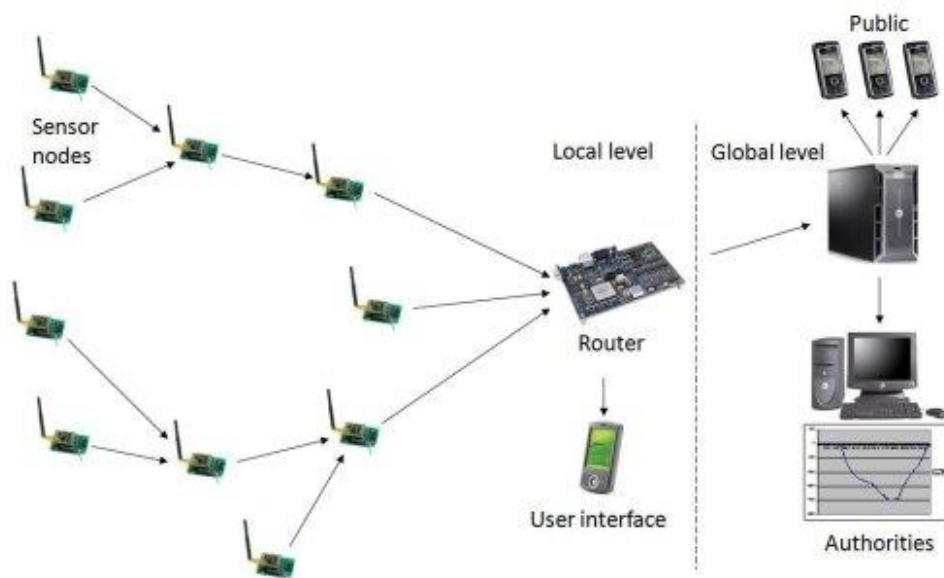


Figura 5 – Arquitetura de uma rede de sensores sem fios [9].

PROBLEMAS ENERGÉTICOS

Os nós de uma rede sem fios possuem uma fonte de alimentação a qual fornece a energia necessária ao sensor para o seu normal funcionamento. A limitação de energia disponível é o maior dos problemas neste tipo de redes de sensores onde os sensores são colocados em áreas remotas de difícil acesso para manutenção, que é o cenário do nosso problema.

O tempo de vida do sensor depende da quantidade de energia disponibilizada pela fonte de alimentação. Assim sendo, as aplicações, protocolos e algoritmos das redes de sensores sem fios devem ser escolhidos tendo em conta a quantidade de energia consumida em cada cenário em detrimento de outras métricas de desempenho.

Quando o nó da rede de sensores é alimentado por uma bateria, esta apresenta usualmente uma capacidade limitada. Em alguns cenários particulares a substituição das referidas fontes de energia pode não ser realizável, pelo que o tempo de vida útil de um nó da referida rede de sensores está fortemente dependente da capacidade da bateria. Acresce a isto referir que numa rede de sensores *ad hoc* com comunicações *multihop* cada nó efectua duas tarefas distintas o de fonte de dados e o de router de dados [10].

Logo, um dos desafios mais importantes no projecto de uma rede de sensores consiste no prolongamento do tempo de vida útil do sistema usando *hardware* adicional e/ou soluções de *software* desenvolvidas para o efeito.

A redução do consumo de energia efectuado pelos módulos de comunicação terá um impacto significativo uma vez que o *transceiver* rádio é o elemento que consome o maior valor de potência numa rede de sensores sem fios, como se pode observar dos dados de consumo dos diferentes módulos do CC430 presentes na figura 6. A otimização do consumo de energia do *transceiver* rádio diminui o consumo total da rede sem fios, proporcionando dessa forma a oportunidade para adicionar mais funcionalidades.

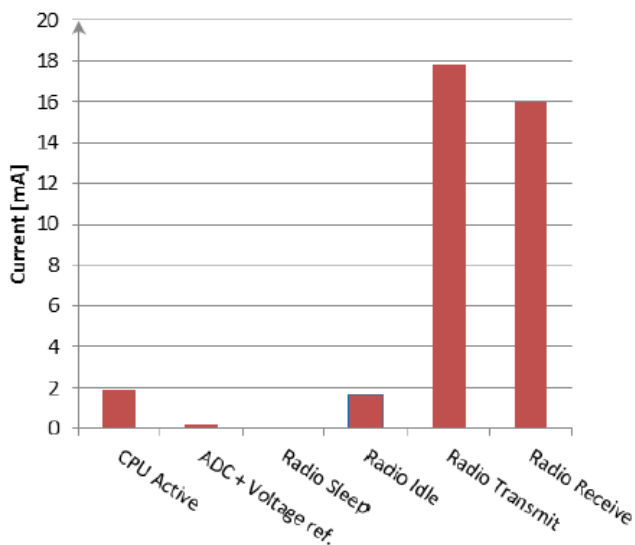


Figura 6 – Consumo dos vários módulos do CC430 [11].

De forma a resolver o problema apresentado, foram analisadas e propostas diversas técnicas que permitem minimizar a energia que é desperdiçada quando o *transceiver* se encontra em modo de escuta (*idle listening*). Este modo de escuta acontece quando o *transceiver* está à espera de receber uma mensagem no canal rádio. Infelizmente uma mensagem só pode ser recebida quando o módulo rádio está em modo de escuta, consumindo nesse modo um valor significativo de energia. Assim sendo, o projeto desenvolvido na ENEIDA pretende minimizar esse gasto de energia. Para o efeito, foram estudadas três técnicas para resolver este problema, designadamente: a colheita de energia, o *duty cycling* e a utilização de um dispositivo *wake-up radio*. No capítulo seguinte será apresentado com mais detalhe informação relativa a cada um deles.

Com o intuito de minimizar o consumo de energia da rede de sensores sem fios são utilizadas diversas técnicas específicas. Na construção do sensor deve ser utilizada eletrónica de baixo consumo para que cada componente consiga desempenhar as funções que lhe são atribuídas consumindo o menor valor possível de energia.

Tendo em conta que a maior parte do consumo de energia é na comunicação de dados, conclui-se que a energia usada na escuta do canal de rádio deve ser minimizada. Assim sendo, deve-se induzir o sensor em modos controlados de adormecimento profundo. O controlo deste adormecimento pode ser efetuado usando mecanismos de reativação destes circuitos integrados para o modo ativo.

SOLUÇÕES TÉCNICAS PARA O PROBLEMA

DUTY-CYCLE

O *Duty-cycling* é um método muito poderoso com vista à redução do consumo energético e ao aumento do tempo de vida das baterias de uma rede de sensores sem fios. Ativando os nós por curtos períodos de tempo para realizar funções necessárias de aquisição, processamento e envio da informação e de seguida entrando em modo de baixo consumo, mais conhecido por modo adormecido, o consumo médio de energia pode ser facilmente reduzido várias ordens de grandeza [12].

O problema inerente a esta abordagem é a determinação do instante de tempo no qual os nós devem acordar. Para o efeito tem de existir algum método de controlo do mecanismo de *duty-cycle*, de forma a que dois nós vizinhos estejam ativos em simultâneo de forma a estabelecer a comunicação. Na literatura a esse método designa-se por *rendezvous*.

Na solução baseada em *duty-cycle* enquadram-se dois métodos de funcionamento distintos que se adaptam a diferentes tipos de problemas os quais são designados por: sincronismo puro e pseudo-assíncrono.

A utilização de uma solução baseada num sistema de sincronismo puro consiste em manter os relógios dos nós de uma rede de sensores sempre sincronizados, isto é, o tempo de acordar de cada nó é previamente conhecido. Este esquema requer uma sincronização temporal constante, o que compreende um consumo considerável de energia. Além disso, os sensores acordam mesmo que não tenham dados para enviar ou receber.

Por outro lado, o sistema baseado num método pseudo-assíncrono evita a referência temporal global. Dependendo do protocolo implementado, a comunicação pode ser iniciada pelo nó de transmissão ou pelo nó receptor. A figura 7 apresenta um exemplo de um protocolo iniciado pelo transmissor. Neste esquema é usado um temporizador para ativar periodicamente o nó receptor para que este monitorize o canal de comunicação. Caso não seja recebido nenhum sinal, o nó retorna para o modo adormecido. Quando o nó de transmissão pretende iniciar uma comunicação este vai enviar repetidamente solicitações, *beacons*, até que o receptor acorde e escute o pedido, nesse momento procede-se à transferência de dados.

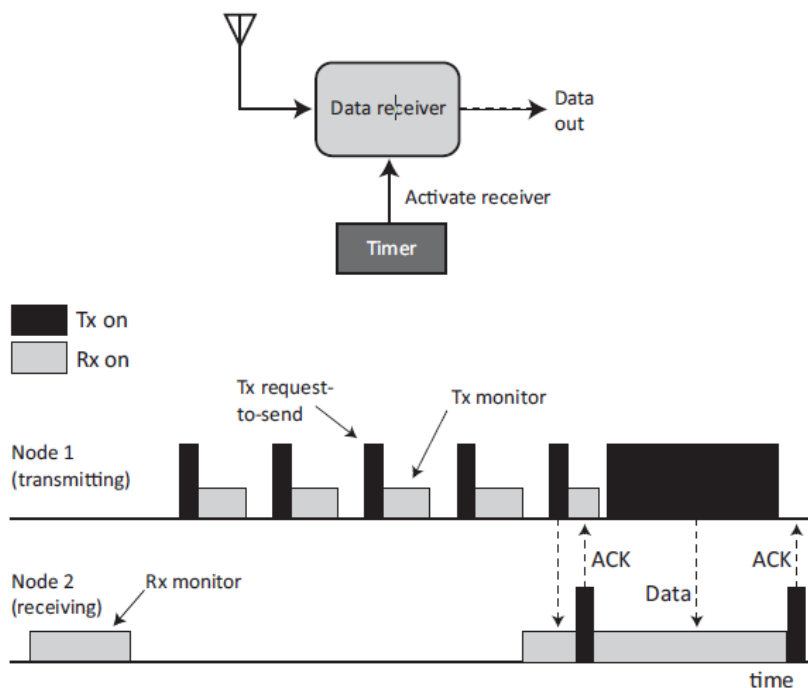


Figura 7 – Esquema da comunicação pseudo-assíncrona do método duty cycling [12].

Embora este método evite a necessidade de sincronismo entre os dois nós, o gasto de energia pode ser significativo tanto pelo receptor, responsável pela monitorização, como pelo transmissor (*beacon*). Refira-se que existe um compromisso inerente entre o consumo médio de potência e a latência da comunicação.

A implementação do método *duty cycling* possui muitas vantagens, no entanto encerra também algumas desvantagens, uma vez que os rádios não conseguem receber mensagens enquanto estão desligados, (*sleep mode*), ficando durante esses períodos limitada a atividade da rede. Apenas quando o emissor e o recetor estiverem simultaneamente acordados é que se poderá efetuar a comunicação, significando que estes têm de estar sincronizados. Esta desvantagem cria ainda a necessidade de adaptação de cada algoritmo de *duty cycling* a cada função específica, o que aliado à possibilidade de mesmo assim ainda existirem perdas de dados importantes torna esta técnica pouco atraente para cenários assíncronos.

COLHEITA DE ENERGIA

Como foi referido anteriormente a colheita de energia (*energy harvesting*) é um método que permite melhorar o desempenho das redes sem fios ao nível do consumo energético, permitindo o aumento do tempo de vida das baterias. Este método consiste na transformação da energia existente no meio ambiente, como por exemplo, energia solar, térmica, vibrações, ou outra, em energia útil para o sensor.

O acoplamento de componentes, (células fotovoltaicas, materiais piezoelétricos, bobinas) e respetivos circuitos de acondicionamento aos sensores, permitem a captura desta energia existente e a sua transformação em energia elétrica. Na maior parte dos casos a energia colhida é utilizada para recarregar a bateria do nó. A energia armazenada é usada pelo sensor quando este necessite de operar, como se pode observar na figura 8.

Caso os requisitos energéticos do sensor assim o permitam, ou seja, sempre que o sensor tenha um consumo de energia inferior aquele fornecido pelo circuito de captura, pode ser mesmo excluída a utilização de uma bateria.

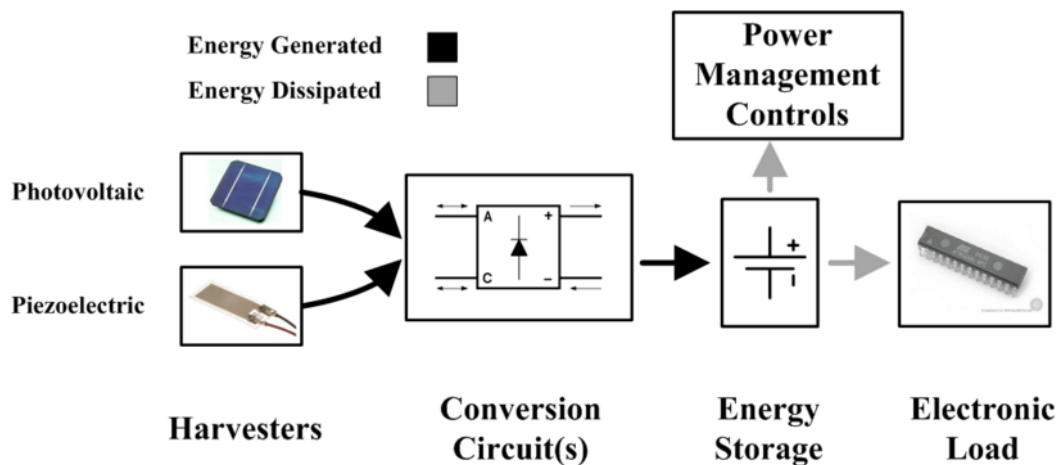


Figura 8 – Esquema de funcionamento do método Colheita de Energia [13].

Para além das possibilidades apresentadas para a melhoria do consumo de energia através da colheita energética, este conceito abrange muito mais soluções, como por exemplo, K. Grigoras desenvolveu uma técnica que permite fabricar supercondensadores minúsculos no interior dos circuitos integrados ou das placas PCB, sem atrapalhar a inserção dos restantes componentes.

A título de exemplo refira-se que K. Grigolas desenvolveu um nanomaterial que consiste em silício poroso recoberto com uma camada de nitreto de titânio com poucos nanômetros de espessura. O resultado é um elétrodo com uma superfície condutora recorde, e de pequeno volume, como se pode observar na figura 9 [14].

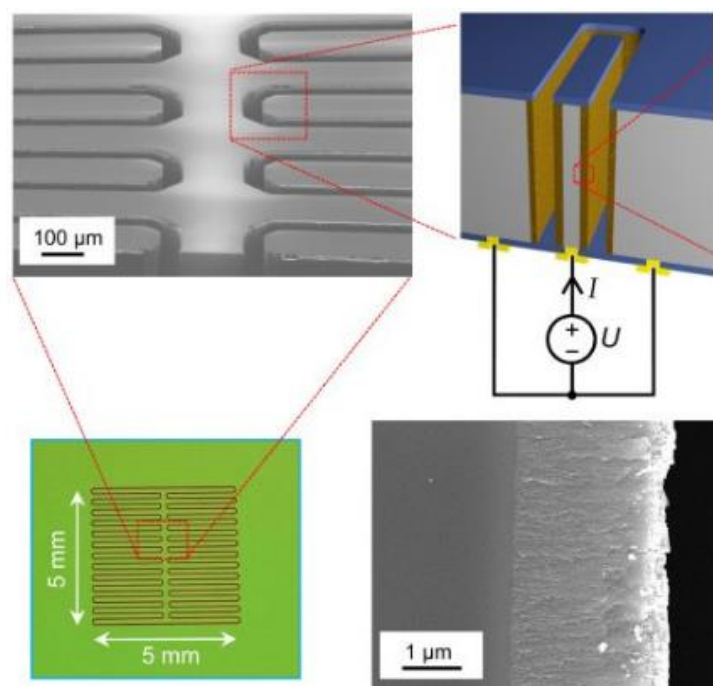


Figura 9 – Estrutura do micro-supercondensador, inserido dentro de uma pastilha de silício.

Para cenários exteriores, a fonte de energia mais óbvia talvez seja obtida através da utilização de soluções fotovoltaicas. A alimentação através de um painel fotovoltaico pode ser diferenciada dependendo da sua localização, se é colocado em ambiente aberto ou fechado, dependendo assim das condições de iluminação.

Forças mecânicas conseguem gerar energia se for utilizado um corpo para criar movimento, este movimento pode ser convertido em energia elétrica usando três forças mecânicas: eletrostática, piezoelétrica e eletromagnética [15].

WAKE-UP RADIO

Um terceiro método de funcionamento compreende os sistemas baseados em esquemas assíncronos. Os esquemas assíncronos são, de longe, considerados a solução mais eficiente, e a forma mais eficaz de realizar uma comunicação assíncrona usando um recetor *wake-up radio*. Este dispositivo está continuamente à escuta por um sinal de *wake-up*, o qual pode ser acoplado a um *transceiver* principal, que é usado apenas quando o sinal de *wake-up* é detetado. Se o recetor *wake-up* tiver consumos muito mais baixos que o *transceiver* do rádio principal, então serão alcançados valores significativos de poupança de energia.

Um recetor *wake-up radio* (WUR) tem de suportar um número de características para se tornar eficiente. Primeiramente, o consumo do WUR tem de ser bastante inferior ao consumo do *transceiver* do rádio principal em modo de escuta. Para além disso características como alta sensibilidade, robustez da interface, seletividade e latência são muito importantes no desempenho da solução final. A sensibilidade está relacionada diretamente com o alcance de comunicação, quanto maior for a sensibilidade (valor de potência mínimo para o qual ainda é possível detetar um sinal de rádio), maior será o alcance da comunicação. Infelizmente, quanto maior for a sensibilidade de um recetor, maior será também o seu consumo energético.

A figura 10 apresenta o esquema de comunicação assíncrona usada num recetor *wake-up radio*.

A ativação de sensores por radiofrequência pode ser realizada de duas formas distintas: coletiva e seletiva. Na primeira, o circuito acoplado ao sensor ativa o sensor sempre que este recebe um sinal dentro da gama de frequências predefinidas.

A energia presente na onda eletromagnética do sinal de radiofrequência emitido, é captada, amplificada, sendo esta utilizada para gerar o sinal de ativação que permitirá ativar o nó da rede. Este sistema, como o nome indica, efetua uma ativação global da rede de sensores, ou seja, acorda todos os nós que contenham este circuito sem qualquer tipo de discriminação. Apesar de apenas acordar com uma determinada frequência está sempre sujeita a um número significativo de falsos sinais de acordar em relação à ativação seletiva [16].

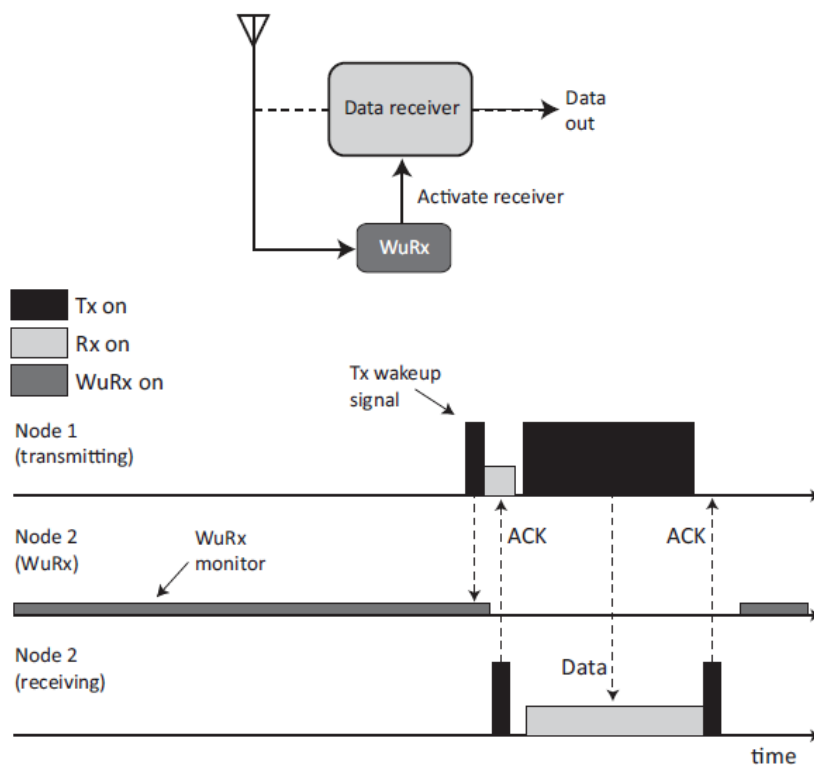


Figura 10 – Esquema da comunicação assíncrona usando um recetor *wake-up radio* [12].

Por outro lado, a ativação seletiva permite discriminar qual o nó da rede de sensores que se pretende acordar. Esta funcionalidade é possível uma vez que este tipo de sistema utiliza um circuito que tem capacidade de endereçamento (de armazenar um endereço que o identifique), e de reconhecer se os dados recebidos correspondem ou não a esse endereço. Desta forma, o emissor para além de enviar uma onda com uma determinada frequência, envia um sinal modulado que contém o endereço do nó que se pretende ativar. Este sistema é significativamente mais complexo que um acordar coletivo, mas por outro lado, apresenta vantagens a nível de discriminação de nós e diminuição de falsos acordar, características imprescindíveis em certos cenários e aplicações [16].

Estes sistemas que permitem acordar os sensores do modo adormecido por radiação de sinais rádio são comumente denominados de *wake-up radio* e portanto daqui em diante será esta a nomenclatura utilizada.

IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA: ESTADO DA ARTE

WAKE-UP RADIO

Relativamente a trabalhos já desenvolvidos na área dos sistemas de *wake-up radio* [17] que descreve a implementação de um recetor *wake-up* rádio eficiente, e o desenvolvimento do protocolo de comunicação. Este estudo foi realizado para aplicação nos sensores de um sistema de segurança. Os principais objetivos tomados em conta no desenvolvimento deste trabalho foram a eficiência energética e a velocidade de transmissão de dados do recetor.

Após a análise dos consumos de cada bloco em funcionamento do CC430, o autor concluiu que para diminuir o consumo energético teria de se minimizar o tempo em que o módulo estaria em comunicação (a transmitir ou a receber).

A placa desenvolvida nesse trabalho contém como principais componentes um microcontrolador MSP430F5137, um *transceiver* de radiofrequência (RF) ligado a uma antena 868/915 MHz e um dispositivo *wake-up* AS3932, como se pode observar na figura 11.

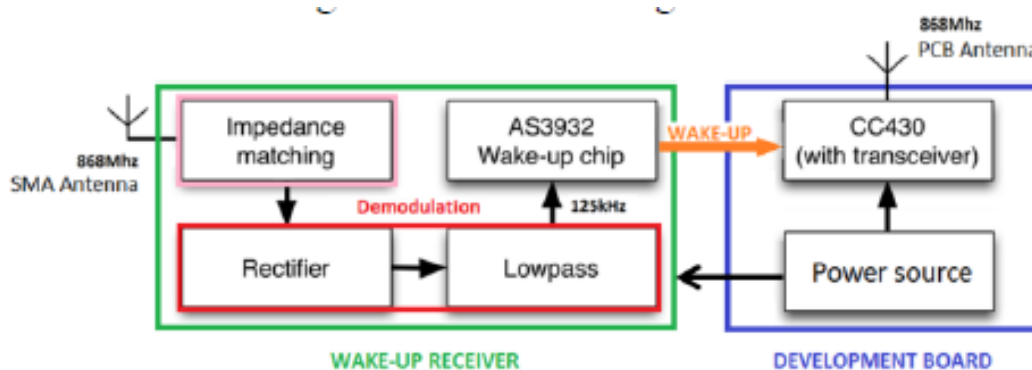


Figura 11 – Arquitetura do recetor wake-up MSP430.

Resumidamente o *hardware* apresentado funciona como um sistema *wake-up radio*, toda a placa estará adormecida até que um sinal modulado em *On-Off Keying* (OOK) de 125 kHz na portadora da frequência usada (868 MHz) seja recebido, e assim acorde o microcontrolador para posteriormente se iniciar a comunicação.

No estudo desenvolvido em [18] são apresentadas duas soluções de recolha de dados em sistemas com sensores e procede-se à sua análise individual e a uma comparação final. Foi desenvolvido também um protótipo que apresenta um bom desempenho em termos de consumo energético, sensibilidade, confiabilidade no endereçamento e alcance.

A primeira solução apresentada, ALBA-R, funciona da seguinte forma. Numa rede de sensores, os sensores dessa rede apresentam um *duty-cycle* de funcionamento, *duty-cycle* esse que é inicialmente configurado. Por exemplo se esse *duty-cycle* for definido para 1% significa que o receptor estará acordado apenas 1% do tempo. Nesse estudo o *duty-cycle* foi alterado tomando os seguintes valores [0.01 ; 0.03 ; 0.1 ; 1].

A segunda solução apresentada, ALBA-WUR, apresenta uma rede de sensores que utiliza o sistema de *wake-up radio*, descrito na figura 12.

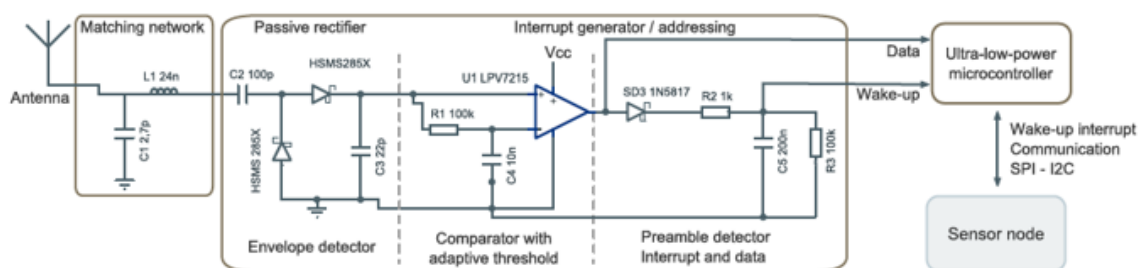


Figura 12 – Circuito eletrónico do recetor ALBA-WUR.

De forma a aferir o desempenho de ambas as soluções foram criados dois cenários de testes, no primeiro utilizou-se o microcontrolador PIC12LF1552, antenas com 3 dBi de ganho e um transmissor que envia 1000 mensagens a cada 500 ms e cada mensagem é enviada a um débito de 1 kbps para testar a latência do sistema *wake-up* e por fim utilizou-se um transmissor a enviar uma sequência predefinida de segundo a segundo para testar a probabilidade de *wake-up* vs distância.

Num segundo cenário considerou-se uma rede com 120 sensores distribuídos numa área de 200 m x 200 m que utilizam *transceivers* CC1101 a 1 kbps ou a 5 kbps, um transmissor responsável pela geração do sinal de *wake-up* com uma potência de sinal de -2 dBm, 60 m alcance e uma velocidade de transmissão de 250 kbps, um *duty-cycle* a variar nestes valores {0.01; 0.03; 0.1; 1.0}, sendo que a duração de cada teste compreende o período de uma hora.

Dos resultados presentes em [18], verifica-se que o sistema ALBA-WUR obteve os melhores resultados ao nível de consumo de energia, gastando 100 e 300 vezes menos do que ALBA-R ($d=0.01$) e ALBA-R ($d=0.03$), respetivamente.

O desempenho do sistema ALBA-WUR depende também da velocidade de transmissão de dados. Assim sendo, ao utilizar baixos valores de débito na transmissão obtém-se um menor gasto de energia devido à grande probabilidade do recetor acordar.

A combinação entre uma arquitectura de baixo consumo e um protocolo de encaminhamento de dados* projetado para o efeito são a chave para se alcançarem bons desempenhos a nível da durabilidade, consumo de energia e latência numa rede de sensores sem fios.

O recetor testado e apresentado garante-nos alta sensibilidade e consumos de energia muito baixos. O alcance do módulo que utiliza *wake-up radio* foi cerca de 45 metros, o que satisfaz as necessidades da maior parte dos cenários das redes de sensores *wireless*. Adicionalmente, foi possível implementar o acordar seletivo de sensores, evitando que os sensores não requisitados para a comunicação acordem.

O novo protocolo de roteamento (ALBA-WUR), permitiu uma enorme poupança de energia, uma diminuição na latência de dados e um aumento no tempo de vida da rede de sensores, comparado com a rede que utiliza a técnica *duty-cycle*.

O trabalho [19], apresenta uma arquitetura de muito baixo consumo que utiliza apenas como componentes ativos, um comparador de baixo consumo e um microcontrolador. Este trabalho tinha, no início, como objetivo alcançar uma sensibilidade elevada (pelo menos -35 dBm), com o mínimo consumo de energia possível (menos de 2 uW), uma reação rápida ao acordar (menos de 300 us) e com capacidade de endereçamento. O diagrama de blocos do sistema é apresentado na figura 13.

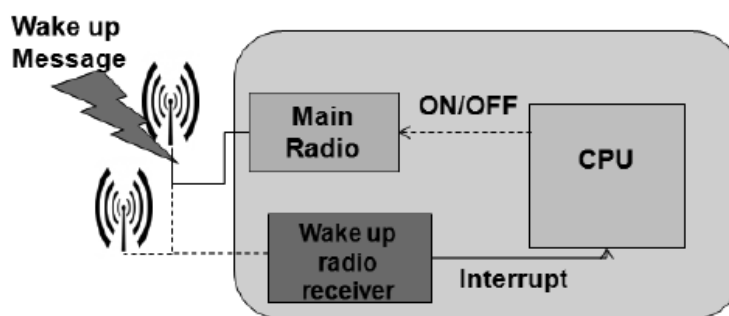


Figura 13 – Diagrama de blocos de um recetor wake-up genérico.

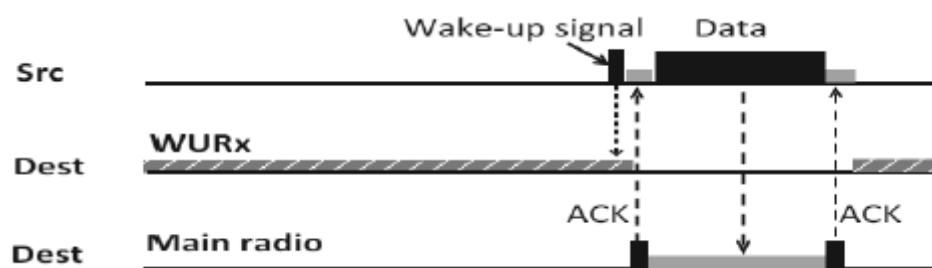


Figura 14 – Esquema de comunicação assíncrona usando *wake-up radio*.

O cenário de testes apresenta um transmissor EM430F6137RF900 com 0 dBm de potência, um recetor CC430F6137, sendo o valor de frequência utilizada igual a 868 MHz, o débito igual a 10 kbps, utilizada uma mensagem de 2 Bytes e 3 comparadores diferentes, um para cada teste (TLV 3691; AS1976; LPV7215).

Quadro 2 – Resultados apresentados no artigo [16].

WUR	Comparador	Potência Consumida (nW)	Sensibilidade (dBm)	Alcance (m)
1	TLV 3691	196	-32	7
2	AS1976	426	-42	22
3	LPV7215	1276	-55	45

Os resultados experimentais, presentes no quadro anterior, indicam que o sistema *wake-up radio* proposto no artigo permitiu uma descida significativa no consumo de energia e um melhor resultado no valor da sensibilidade obtida, em comparação com trabalhos da mesma área anteriormente realizados.

O sistema *wake-up radio* proposto conseguiu alcançar nos testes efetuados um consumo inferior a 200 nW e uma sensibilidade de -55 dBm no teste de maior consumo.

Por outro lado a evolução do protótipo desenvolvido, em testes reais, veio confirmar a possibilidade de implementação de uma solução de baixo consumo, alta sensibilidade e a obtenção de grandes alcances de comunicação.

DUTY-CYCLE

No trabalho [20] é proposta uma abordagem substancialmente diferente do usual para o *duty-cycle*. No esquema proposto, cada nó do sensor gera um vetor binário de agendamento, com base no seu ID, e usa esse vetor de agendamento para determinar os períodos de tempo em que está adormecido e à escuta. Esta abordagem é independente da topologia da rede e dos parâmetros locais, tais como o número de nós e dos seus vizinhos. Esta abordagem reduz significativamente a contenção do canal pois espalha, de uma forma uniforme, os períodos ativos do nó pelo tempo. Refira-se que esta solução minimiza também o consumo de energia do transmissor, uma vez que permite prever o tempo de *wake-up* do nó recetor.

Numa primeira fase foi realizado um trabalho em torno da implementação e estudo do algoritmo e das propriedades vetoriais para no fim resultar no vetor pretendido. De seguida foi mostrado como são usados estes vetores para os esquemas dos modos adormecido e de escuta (*wake-up*), e como é possível trocar mensagens com os nós da vizinhança através deste esquema proposto. São comparados os protocolos BMAC/LPL com o protocolo proposto, ao nível da razão de entrega de pacotes de dados, consumo energético e atrasos. Por último são apresentados os resultados de todos os estudos efetuados, uma discussão de conclusões e o trabalho futuro.

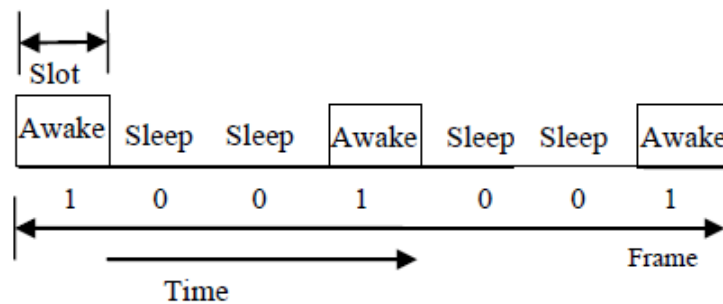


Figura 15 – Períodos modo ativo e adormecido de uma frame.

O algoritmo funciona de acordo com a seguinte fórmula, se um determinado nó tiver um pacote pendente para enviar, primeiro espera por um *slot* ativo. Depois de estar ativo, faz um *scan* ao ID do nó de destino para onde serão enviados os pacotes de dados, e verifica se existe algum nó de destino ativo no *slot* atual, se sim, o pacote é transmitido para um nó ativo da vizinhança.

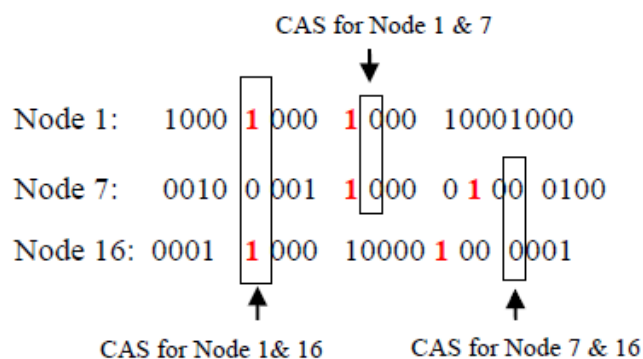


Figura 16 – Slots comuns ativos (CAS) entre recetor e transmissor.

A latência do protocolo SWAP proposto é muito maior que a do BMAC/LPL. Isto acontece porque os nós no protocolo SWAP só enviam dados quando existe um *Common Active Slot* (CAS) em que o recetor e o transmissor estejam ambos ativos. Para combater este problema, os pacotes de alta prioridade são transmitidos, assim que o nó de destino esteja ativo. Desta forma, o atraso de pacotes de alta prioridade pode ser reduzido de forma significativa.

Para a realização dos testes usou-se o microcontrolador CC2420, e a seguinte tabela de relação entre GF (*Galois Field*) do protocolo SWAP e o tempo de *duty-cycle* correspondente.

Quadro 3 – Ciclo duty-cycle.

SWAP Patterns: GF(p^m)	Duty Cycle (%)
GF(3)	33.33
GF(5)	20.00
GF(7)	14.28
GF(11)	9.09
GF(16)	6.25
GF(23)	4.34

Testes e Resultados:

O desempenho do protocolo SWAP é muito melhor do que o BMAC/LPL uma vez que o SWAP lida com a questão do modo IDLE de forma muito mais eficaz, prevendo os *slots* de *wake-up* do recetor. Com um *duty-cycle* muito alto (ciclo *duty-cycle* pequeno), o BMAC/LPL tem um consumo energético muito alto comparado com o SWAP. Isto acontece porque, no BMAC/LPL, todos os recetores dentro da escala de transmissão, mesmo não sendo o alvo dos dados, vão acordar e ouvir o canal até ao fim do preâmbulo.

Nos resultados apresentados no artigo [20] verifica-se que o impacto da variação do *duty-cycle* na entrega de pacotes de dados não é significativo em nenhum dos protocolos em estudo. De acordo com resultados de estudos experimentais, a razão da entrega de pacotes diminui com o aumento da densidade de tráfego, isto acontece porque com a existência de um alto valor de tráfego de carga, há uma maior probabilidade de ocorrerem colisões, e isto leva à perda de pacotes.

De acordo com os resultados obtidos podemos observar que o atraso dos pacotes de alta prioridade (SWAP_PR) é parecido ao BAMC/LPL, no entanto o atraso para pacotes normais (SWAP) é muito maior do que para o BMAC/LPL. Isto acontece porque o transmissor SWAP pode transmitir pacotes de alta prioridade em qualquer *slot* desde que o de destino esteja ativo, independentemente do estado do próprio *slot*. Baseado nos resultados conclui-se que o SWAP consegue entregar pacotes de alta prioridade tão rápido como o BMAC.

Concluindo, o artigo [20] apresenta um ciclo baseado nos esquemas de acordar para redes de sensores *wireless duty-cycle* de baixo consumo. Usando a propriedade de *Galois Field*, foi proposto um algoritmo para gerar um certo esquema de vetores binário com uma vasta gama de ciclos de *duty-cycle*. Um dos problemas deste esquema é a latência da entrega de pacotes de dados em baixo ciclo de *duty-cycle*. Para combater este problema, o esquema SWAP permite integrar o método proposto de priorização de pacotes, garantindo assim uma entrega muito mais rápida dos pacotes importantes. Os testes mostraram que o esquema SWAP é significativamente melhor do que o BMAC/LPL em termos de consumo energético, já no que diz respeito à razão de entrega dos pacotes, pode-se dizer que são semelhantes.

RESUMO

Este capítulo apresenta o conceito das redes de sensores sem fios, enunciando as vantagens e limitações decorrentes da sua utilização.

Dentro do conceito das redes sem fios são apresentados protocolos de comunicação, o estado da arte do conceito e são também apresentadas soluções e algumas limitações do conceito, como é o caso do consumo energético.

IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

CENÁRIO DE APLICAÇÃO

O tema subjacente ao estágio compreende o desenvolvimento de um dispositivo eletrónico eficiente e eficaz capaz de efectuar a monitorização da temperatura e humidade de um determinado local de difícil acesso. Após efectuada a recolha dos dados o dispositivo terá de os enviar para uma consola usando sinais rádio.

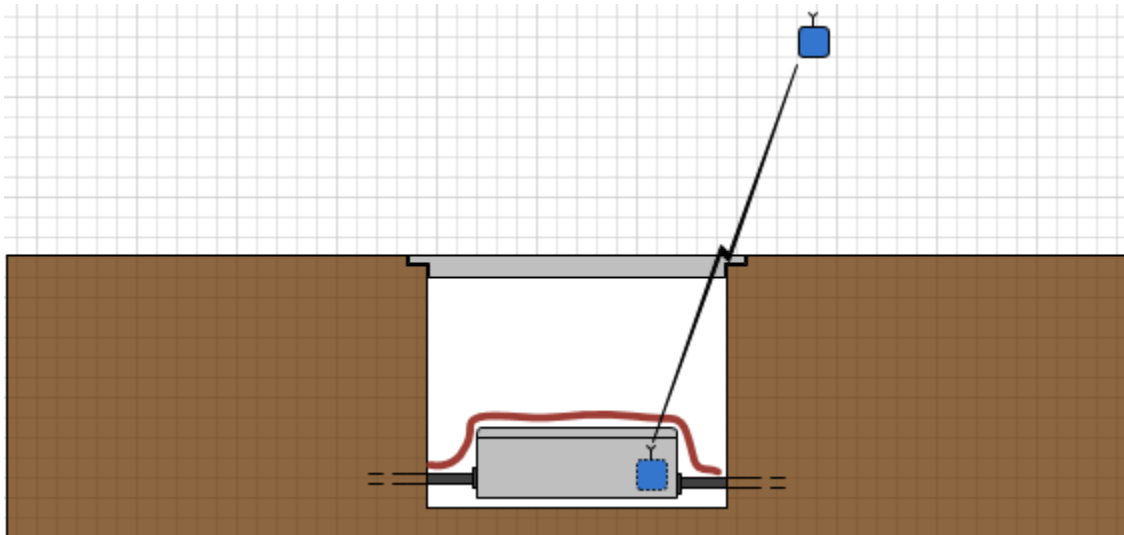


Figura 17 – Cenário de aplicação do dispositivo WUR a desenvolver.

Como se pode observar na figura 17, o cliente pretende inserir o dispositivo em desenvolvimento em passeios nas vias públicas, mais concretamente dentro de caixas dos postos de transformação que se encontram localizados em condutas subterrâneas.

Como já foi referido, um dos grandes desafios deste projeto decorre da existência de um balanço de potências desfavorável entre a consola (exterior) e o dispositivo sensor que se encontra localizado dentro da caixa. Importa referir que a caixa do cliente é revestida por uma tampa de metal e uma conduta de betão, produzindo assim um cenário de propagação rádio muito adverso.

Para além do elevado valor de atenuação existem outros problemas que têm de ser ultrapassados, nomeadamente o consumo energético dos nós sensores de forma a maximizar o tempo de vida útil das suas baterias. Desenvolver e testar soluções operacionais para a resolução destes problemas é o maior desafio do trabalho a realizar.

O sistema desenvolvido pela ENEIDA é constituído por dois módulos rádio que irão comunicar entre si.

Um dos módulos designa-se por “consola”, o qual servirá para recolher a informação desejada e assim permitir ao utilizador a análise dos dados previamente recolhidos pelo módulo que contém os sensores e que está localizado no local onde se pretendem efetuar as medições dos valores dos parâmetros ambientais seleccionados, e será designada como “sensor”, ao qual está associado o nosso *wake-up device*.

O nosso “sensor” está adormecido a maior parte do tempo e apenas vai acordar para efetuar a comunicação com a consola ou para efetuar medições. Um dos principais objectivos deste projeto em particular é prolongar ao máximo a duração das baterias do nosso nó “sensor”.

FLUXOGRAMA DA COMUNICAÇÃO

De forma a implementar o esquema de comunicação assíncrona representado na figura 10 foram desenvolvidas diversas funções, as quais implementam diferentes etapas do fluxograma presente na figura 18.

- 1) Consola acorda o sensor;
- 2) Sensor envia ACK;
- 3) Consola envia comando de tarefas;
- 4) Sensor envia mensagem de resposta ao comando;
- 5) Consola envia ACK;
- 6) Sensor fica a espera de novo comando;
- 7) Executa os comandos recebidos até receber o comando para voltar a entrar em modo adormecido, indicando o fim da comunicação.

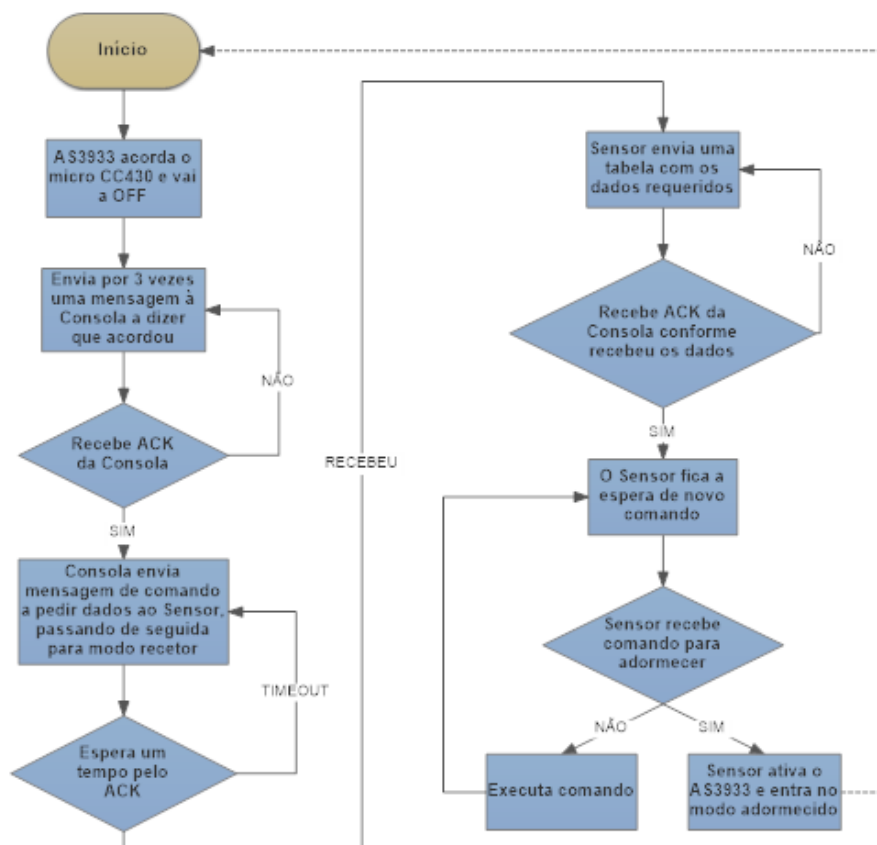


Figura 18 – Fluxograma do funcionamento do nó sensor.

REQUISITOS FUNCIONAIS

No desenvolvimento da solução para o problema apresentado, usou-se um módulo rádio a funcionar na banda de frequência ISM uma vez que esta banda tem canais rádio reservados para comunicação em bandas não licenciadas. A banda de frequência escolhida para a solução desenvolvida foi a banda ISM nos 433 MHz, visto que uma frequência mais baixa melhora a comunicação no cenário descrito do nosso projeto.

Quadro 4 – Especificações do cenário e módulos utilizados.

Tecnologia	Banda / Frequência	Perdas de propagação (máx)	Sensibilidade CC430	Sensibilidade AS3933
Rádio	ISM / 433 MHz	120 dB	-110 dBm	80 μ V _{RMS} (-68.9 dBm)*

*Cálculo da sensibilidade em dB, sabendo que a impedância do circuito são 50Ω .

$$P_{LINEAR} = \frac{V_{RMS}^2}{R} = \frac{(80 * 10^{-6})^2}{50};$$

$$P_{LINEAR} = 1.28 * 10^{-10} W = 1.28 * 10^{-7} mW ;$$

$$P_{dBm} = 10 \log(1.28 * 10^{-7}) = -68.9 dBm$$

O *transceiver* rádio do microcontrolador utilizado CC430F5137, apresenta uma sensibilidade de -110 dBm, valor satisfatório para o nosso cenário, permitindo uma boa transferência de dados. Por outro lado, o dispositivo *wake-up* (AS3933) tem uma sensibilidade mais baixa, cerca de -68.9 dBm, o que pode ser um problema no cenário do projeto visto o elevado valor de atenuação existente entre o sensor e a consola.

BALANÇO DE POTÊNCIA

Uma vez que a comunicação entre os dispositivos não é em linha de vista, os obstáculos vão diminuir significativamente o nível de potência de sinal recebido pelo módulo sensor, sendo que esse valor pode não ser suficiente para o estabelecimento da comunicação. Ao valor de potência mínima de sinal recebido para o qual o dispositivo funciona satisfatoriamente designa-se por sensibilidade do dispositivo.

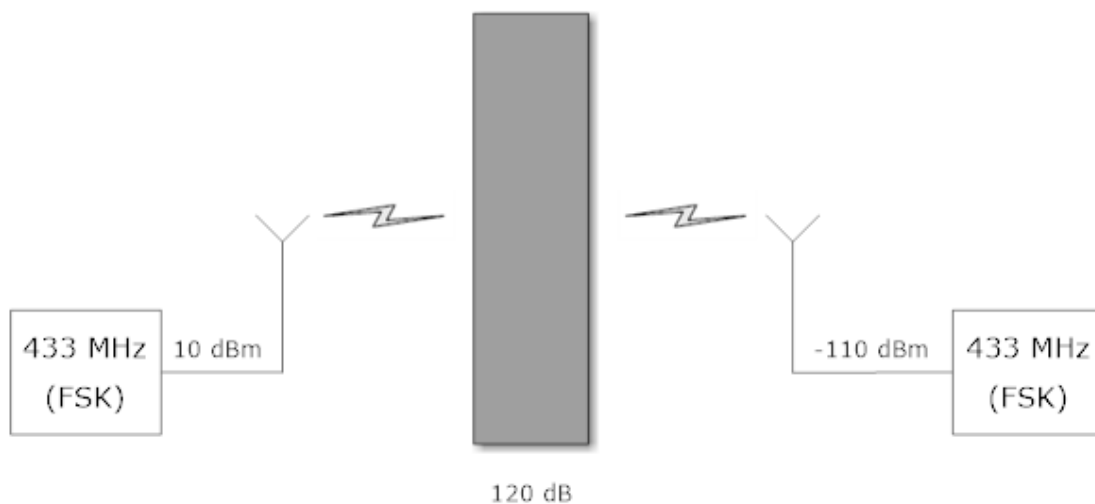


Figura 19 – Barreira na comunicação entre o transmissor e o receptor (dB's).

Como se pode observar da figura 19 existe uma barreira física entre a localização da consola e o sensor. Considera-se que o transmissor possui um valor de potência máxima igual a 10 dBm e que o *transceiver* rádio do receptor tem uma sensibilidade de -110 dBm, o que permite a existência de comunicação entre os dispositivos se existir uma atenuação inferior a 120 dB. No entanto, o sistema *wake-up* não funciona com um valor de atenuação desta magnitude, uma vez que a sensibilidade do dispositivo AS3933 é apenas de -68.9 dBm, restringindo dessa forma o valor da atenuação ao valor máximo de 78.9 dB.

CONSUMO DE ENERGIA

Os consumos apresentados nas figuras 20 e 21 foram medidos experimentalmente utilizando o módulo sensor. Dos resultados obtidos verificou-se que os valores de corrente eram, em modo de escuta e em modo adormecido, respetivamente iguais a $I_1 = 17.99 \text{ mA}$ e $I_2 = 4 \text{ } \mu\text{A}$. Assim sendo e de forma a prevenir algum tipo de erro nos cálculos a efetuar, considerou-se para o modo escuta um valor corrente mais conservador, igual a 20 mA.

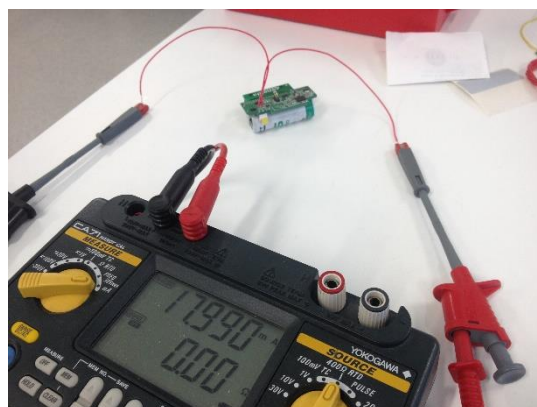
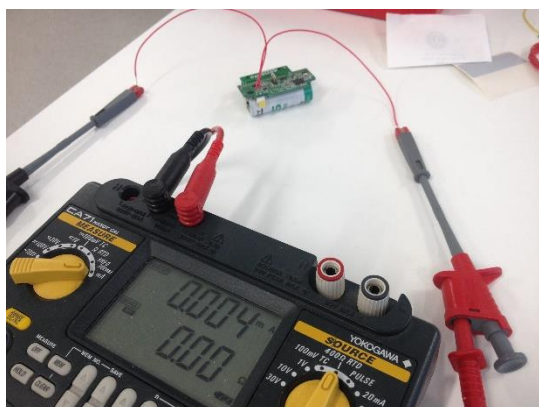


Figura 20 – Consumo da TAG em modo adormecido Figura 21 – Consumo da TAG em modo de escuta

Análise do consumo energético utilizando o método Duty-cycle:

O passo seguinte compreendeu o cálculo da capacidade da bateria a utilizar no nó da rede sem fios.

Sabemos que,

C é a capacidade da bateria e é equivalente a,

$$C = I_{med} * H;$$

I_{med} é o consumo médio do módulo;

H é o tempo de vida da bateria.

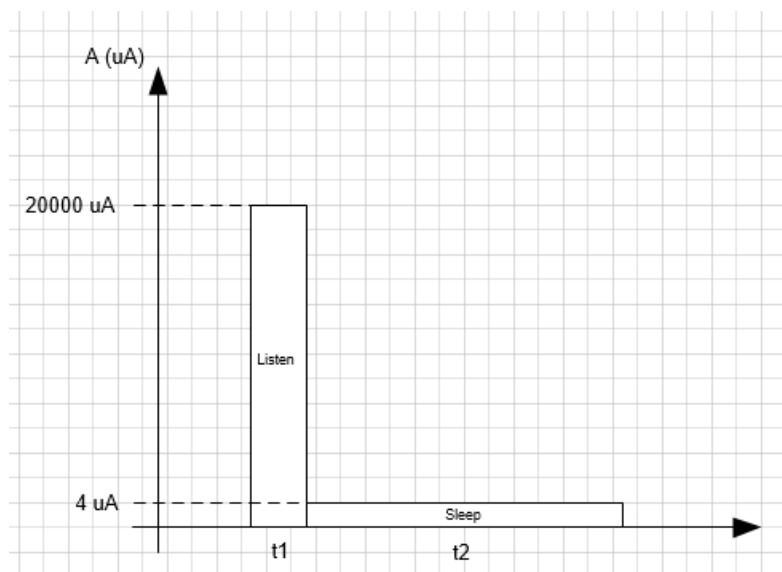


Figura 22 – Um ciclo completo do método *duty-cycle*.

As especificações do cliente indicam que este módulo deve funcionar durante um período mínimo de 10 anos. Esse valor juntamente com a capacidade da bateria utilizada resulta num valor médio de corrente consumida de $38.8 \mu A$.

$$H = 10 \text{ anos} = 87600 \text{ horas};$$

$$C = 3400 \text{ mAh};$$

$$I_{med} = 0.0388 \text{ mA} = 38.8 \mu A.$$

Considerando que o módulo tem de estar a escuta uma vez a cada 10 segundos, e considerando que $T_1 + T_2 = 10$, logo $T_2 = 10 - T_1$, $I_{med} = 38.8 \mu A$; $I_1 = 20 \text{ mA}$ e $I_2 = 4 \mu A$.

$$I_{med} = \frac{(I_1 * T_1) + (I_2 * T_2)}{T_1 + T_2};$$

$$\Leftrightarrow 0.0388 = \frac{(20 * T_1) + 0.004 * (10 - T_1)}{10};$$

$$\Leftrightarrow T_1 = 0.0174 \text{ s} = 17.4 \text{ ms}$$

Da análise efetuada conclui-se que no cenário de funcionamento estabelecido e no pressuposto de se utilizar o método *duty-cycle* e se este estiver configurado com um tempo de escuta de aproximadamente 17.4 ms a cada 10 segundos (0.174% de *duty-cycle*), verifica-se que a duração da bateria é igual a aproximadamente 10 anos.

Análise do consumo energético utilizando o método *wake-up*:

Este método é mais conveniente uma vez que ele só vai acordar uma vez por semana, quando o utilizador efetuar a recolha de dados. Assim sendo e considerando que a transferência de dados demora cerca de 100 ms, temos um $T_1 = 100 \text{ ms} = 0.1 \text{ s}$ e um $T_2 = 604\,800 \text{ s}$ (*correspondente a uma semana*) – $0.1 \text{ s} = 604\,799.9 \text{ s}$.

Neste caso sabendo que os valores de T_1 , T_2 e C são conhecidos, pretende-se calcular o H (tempo de duração da bateria).

$$C = I_{med} * H;$$

$$\Leftrightarrow H = \frac{C}{I_{med}}$$

Considerando que o módulo tem de estar à escuta uma vez a cada 604 800 segundos (1 semana), e considerando que $T_1 + T_2 = 604\,800$, com $T_2 = 604\,799.9 \text{ s}$ e $T_1 = 0.1 \text{ s}$; $I_1 = 20 \text{ mA}$ e $I_2 = 4 \mu\text{A}$.

$$I_{med} = \frac{(I_1 * T_1) + (I_2 * T_2)}{T_1 + T_2};$$

$$\Leftrightarrow I_{med} = \frac{(20 * 0.1) + 0.004 * 604\,799.9}{604\,800};$$

$$\Leftrightarrow I_{med} = 0.004 \text{ mA} = 4 \mu\text{A}$$

Sabendo que 8760 horas = 1 ano;

$$H = \frac{3400}{\frac{0.004}{8760}} = 97 \text{ anos}$$

Da análise anterior conclui-se que o método *wake-up* é muito melhor em termos de poupança energética do que o método *duty-cycle*. Apesar de serem apresentados apenas cálculos teóricos deve-se ter em conta que num cenário real vão existir variações relativamente à teoria, uma vez que existe um vasto número de interferências, como é o caso de falsos acordar, que irão perturbar o funcionamento pretendido para o sistema.

SOLUÇÃO DESENVOLVIDA NA ENEIDA

Relativamente ao problema apresentado, os engenheiros da empresa ENEIDA já tinham efetuado testes no local onde o dispositivo será implementado. Estes testes foram realizados com dispositivos previamente desenvolvidos pela empresa, para comunicarem numa outra aplicação, não estando otimizados para este cenário em particular.

De acordo com os responsáveis que efetuaram os testes, os resultados foram positivos, a comunicação entre os dispositivos foi efetuada com sucesso. No entanto verificou-se que era possível melhorar a comunicação, isto é, os dispositivos teriam de ser adaptados e otimizados para o cenário e para os requisitos da aplicação pretendida. Assim sendo, a empresa abraçou este projeto no qual o estagiário se inseriu.

O *hardware* utilizado para este projeto foi-me apresentado no início do estágio, assim como os respetivos esquemáticos. Analisados todos esses documentos desenvolvi numa primeira fase um diagrama de blocos para compreender melhor o funcionamento do sistema de *wake-up* o qual se encontra representado na figura 23.

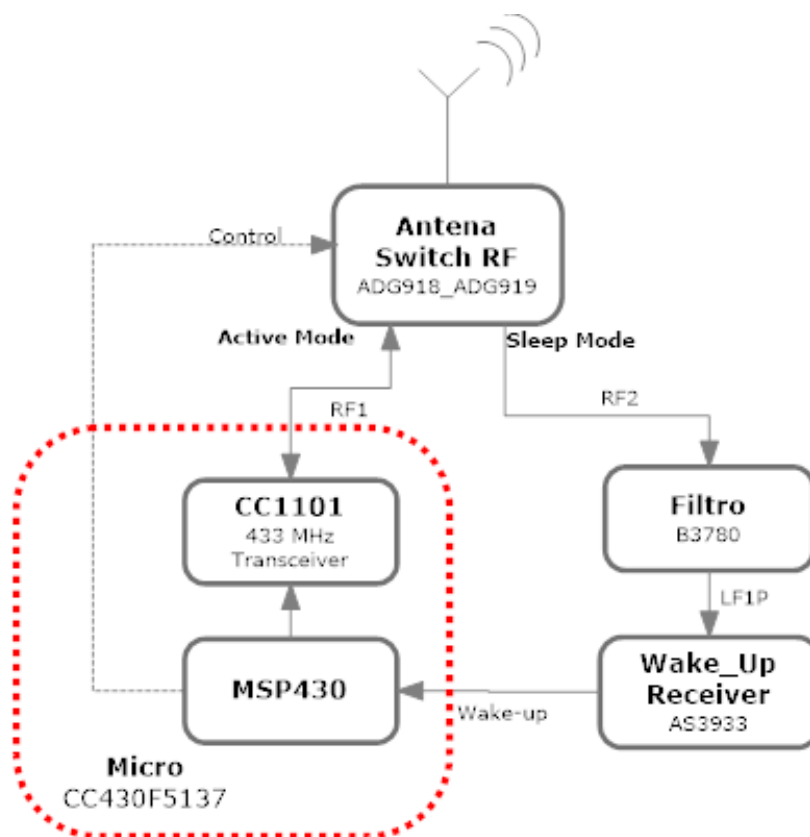


Figura 23 – Diagrama de blocos do sistema *wake-up radio* existente.

Relativamente aos componentes usados neste *hardware*, passo a apresentar os mais relevantes. O elemento fundamental à implementação do sistema *wake-up radio* é o circuito integrado AS3933, responsável pela identificação das condições de passagem do sistema de modo adormecido para o modo ativo e gerar as interrupções necessárias.

De acordo com o diagrama de blocos do sistema de *wake-up* anteriormente descrito, o módulo apresenta dois caminhos possíveis para o sinal RF recebido pela antena: um para o processamento do sinal de despertar e outro para a comunicação com o rádio principal. A escolha do caminho é definida pelo microcontrolador CC430F5137, mais concretamente pelo pino (CTRL) que controla o comutador ADG919.

O sinal RF depois de passar pelo circuito de adaptação de impedâncias, filtragem e rectificação, é analisado no AS3933. Caso a portadora corresponda ao intervalo de portadoras configurado anteriormente, é gerado um sinal de interrupção para acordar o microcontrolador. Nesta solução, o microcontrolador é também utilizado para configurar o modo de funcionamento do circuito integrado AS3933.

MICROCONTROLADOR DA TEXAS INSTRUMENTS

No que diz respeito à unidade de processamento e aquisição de dados utilizou-se um microcontrolador CC430F5137 da *Texas Instruments* (TI) existente na empresa o qual é constituído por um microcontrolador MSP430 e por um *transceiver* RF que é responsável pela comunicação de dados, como se pode observar na figura 24.

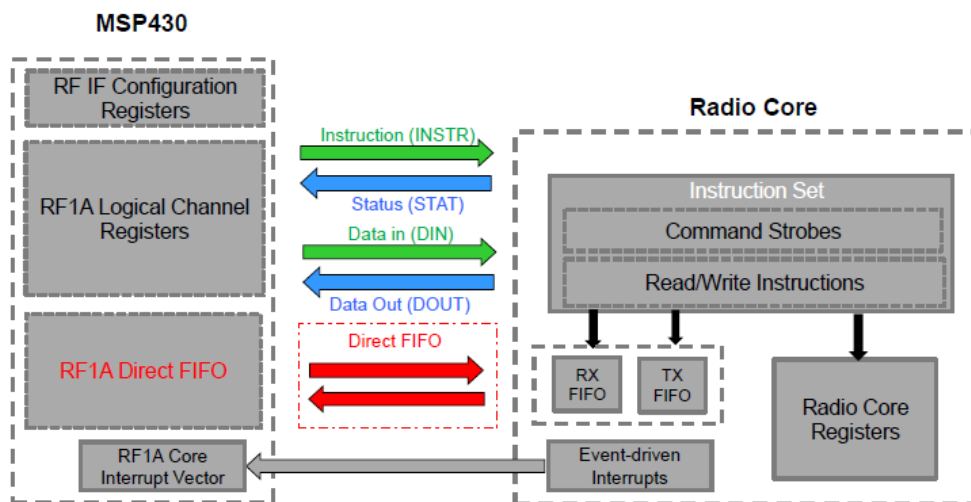


Figura 24 – Esquema da constituição interna do CC430.

O CC430F5137, dispõe de duas interfaces de comunicação série universal com suporte para *Serial Peripheral Interface* (SPI): a USCI_A0 e a USCI_B0 [21]. Apenas será utilizada a USCI_B0 para comunicar e alterar os registos do integrado.

MÓDULO DE WAKE-UP – AS3933

Este módulo é o mais importante na implementação do circuito de *wake-up radio*, uma vez que os restantes módulos são definidos em função dos seus requisitos. Existem dois modelos, ambos desenvolvidos pela *Áustria Micro Systems* (AMS) sendo o mais recente o AS3933 e o anterior a este, o AS3932.

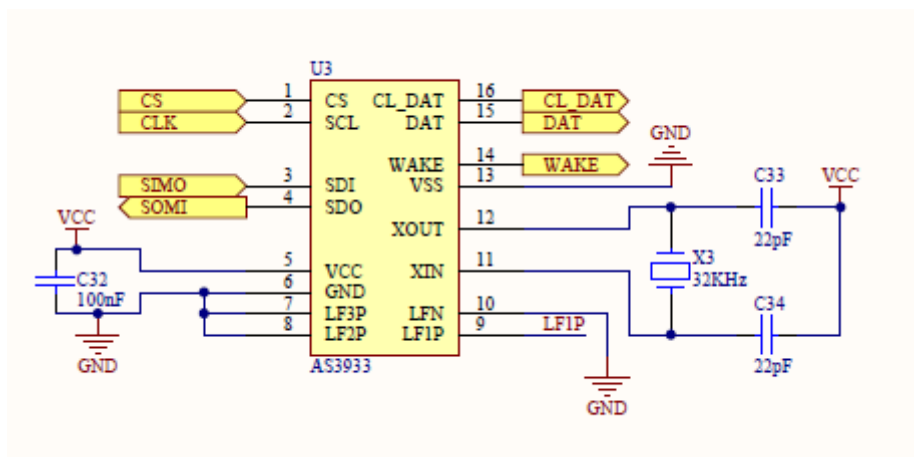


Figura 25 – Esquemático do chip AS3933.

No que concerne ao AS3933 verifica-se da análise do seu esquemático presente na figura 25 que os pinos 1 (CS), 2 (CLK), 3 (SIMO) e 4 (SOMI) estão ligados, respetivamente, aos pinos 12 (P1.1), 9 (P1.4/UCB0CLK), 10 (P1.3/UCB0SIMO) e 11 (P1.2/UCB0SOMI) do microcontrolador sendo a comunicação entre ambos os dispositivos efectuada por SPI. O pino 14 (WAKE) do AS3933 foi ligado ao pino 1 (P2.2) do microcontrolador que é onde o sinal de acordar será gerado. Os pinos 16 (CL_DAT) e 15 (DAT) estão ligados respetivamente aos pinos 4 (P1.7) e 6 (P1.5) do microcontrolador mas em princípio não será necessária a sua utilização.

FILTRO SAW B3780 E SWITCH ADG918

Como se pode observar do esquemático da figura 26, foi escolhido como módulo de adaptação de impedâncias o filtro Surface Acoustic Wave (SAW) B3780, que se encontra ligado a um *switch* RF através de RF2 e logo de seguida a um conector U.FL, onde será ligada a antena. Por outro lado, o *switch* RF pode estar também comutado para RF1, que liga diretamente ao microcontrolador. Para comutar o *switch* para a posição pretendida basta aceder ao pino 2 (CTRL) que está ligado ao pino 14 (P3.7) do microcontrolador.

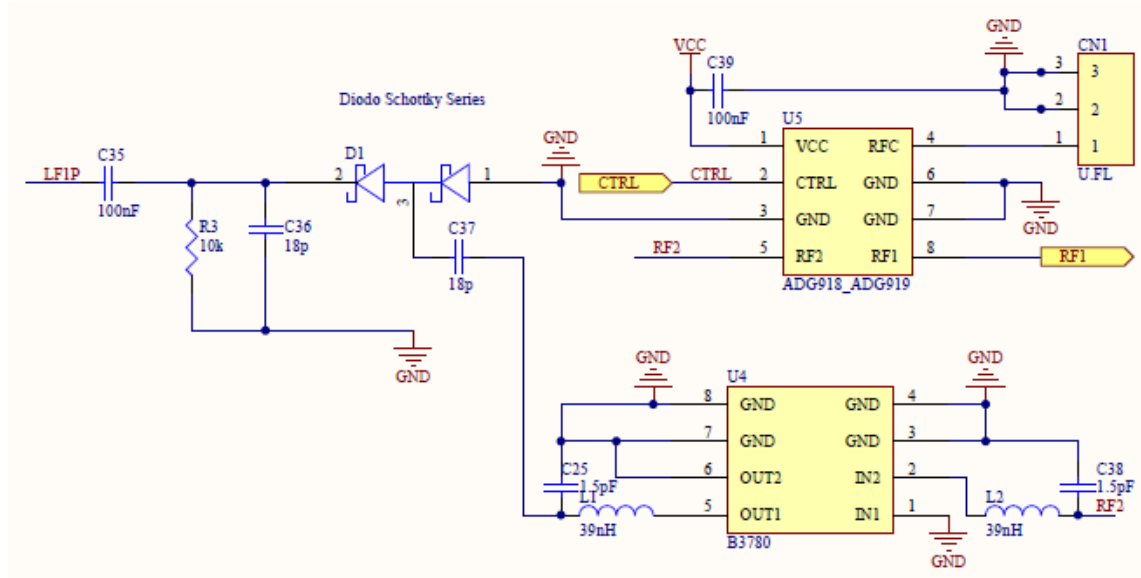


Figura 26 – Esquemático da parte de adaptação de impedâncias e do *switch RF*.

O componente SAW B3780 é um filtro passa-banda de radiofrequência, com reduzidas perdas de inserção que apresenta uma banda de funcionamento de acordo com os requisitos pretendidos para o nosso circuito, como se pode observar na figura 27.

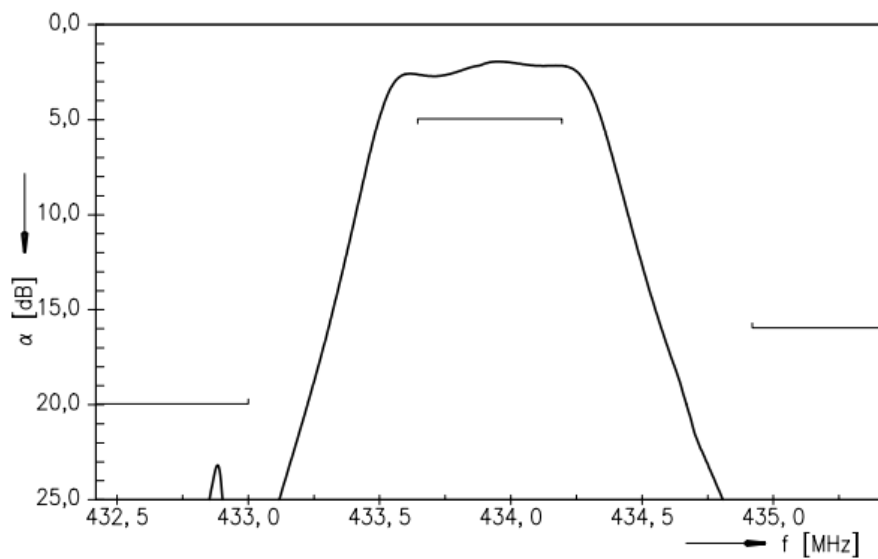


Figura 27 – Função de transferência do filtro SAW [22].

Relativamente à sua implementação na placa, tem de se ter em conta a configuração dos pinos do dispositivo e a adaptação de impedâncias para o seu bom funcionamento. Como é habitual a informação relativa ao componente pode ser consultada no seu *datasheet* [22].

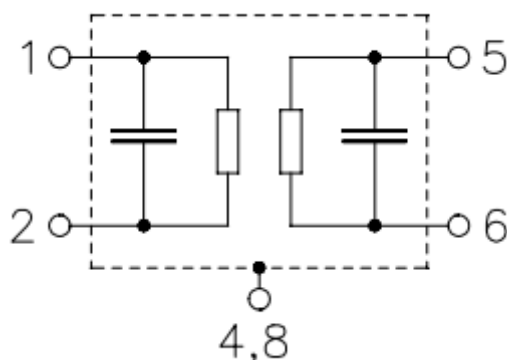


Figura 28 – Pin-out do filtro SAW B3780 [22].

- 1) Input ground;
- 2) Input;
- 3) Output;
- 4) Output ground;

Os pinos 3, 4, 7 e 8 são para ligar à terra (*ground*).

Os circuitos ADG918/ADG919 são interruptores implementados em tecnologia *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS), o que permite obter um bom isolamento e assim uma redução das perdas de inserção. O ADG918 é um comutador adaptado o qual possui *shunt* terminados a $50\ \Omega$ enquanto que o ADG919 é um comutador refletido. Esses dispositivos são projetados de tal forma que o isolamento é elevado numa gama de frequências que vai de DC (0 Hz) até 1 GHz. Os circuitos possuem lógica integrada CMOS, eliminando dessa forma a necessidade de lógica externa de controlo.

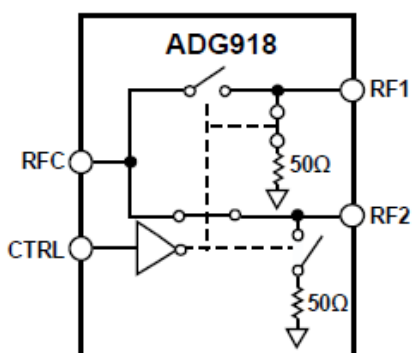


Figura 29 – Diagrama de blocos funcional do switch ADG918 [23].

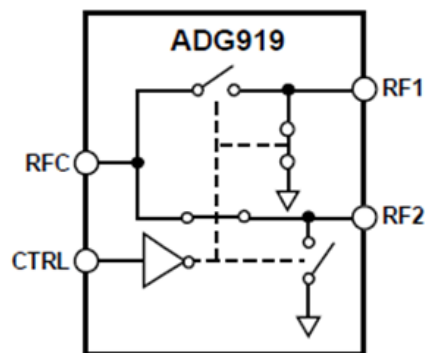


Figura 30 – Diagrama de blocos funcional do switch ADG919 [23].

Como podemos ver nas figuras 29 e 30, em ambos os interruptores o pino de controlo (CTRL) é o pino que vai decidir para onde é que o RFC vai comutar. De acordo com o *datasheet* do componente [23], a tabela de verdade apresenta que quando o pino CTRL é colocado ao valor lógico 0, o RFC vai comutar com RF2, por outro lado quando o seu valor lógico é 1, o RFC vai comutar com RF1. Para proceder à configuração dos pinos do componente, é-nos apresentado a seguinte descrição.

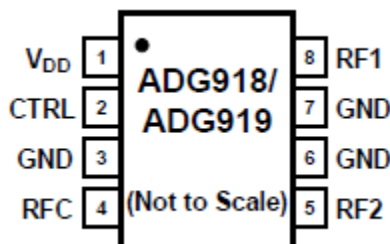


Figura 31 – *Pin-out* dos *switches* [23].

1. Pino de alimentação (tensão de funcionamento entre 1.65 V e 2.75 V);
2. Pino lógico de controlo;
3. Pino comum ao *switch*;
4. Pino RF2;
5. Pino RF1.

Os pinos 3, 6 e 7 têm de ser ligados à massa (*Ground*).

CONFIGURAÇÃO DO AS3933

Como foi dito anteriormente os modelos apresentados AS3932 e AS3933 são idênticos na maioria das características, tendo três canais de entrada que reconhecem sinais modulados em *Amplitude Shift Keying* (ASK). Estes sinais de entrada devem ter para o AS3933, uma frequência compreendida entre os 15 kHz e os 150 kHz [24]. Estas frequências são muito abaixo da frequência utilizada pelo emissor (433 MHz), sendo que este terá de ser comutado com um período correspondente à frequência que se pretende utilizar. Assim, e como podemos ver na figura 32, a comutação do emissor de 433 MHz irá resultar num sinal cuja envolvente tem uma frequência dependente dos tempos de ligar e desligar do emissor.

O valor dos 25 kHz apresentado é a maior frequência que se consegue obter através do ligar e desligar do emissor, uma vez que este demora 20,1 μ s tanto a ligar como a desligar. Assim sendo, temos um período mínimo possível de 40,2 μ s, o que corresponde a uma frequência cujo valor é aproximadamente igual a 25 kHz, como se pode observar na figura 32.

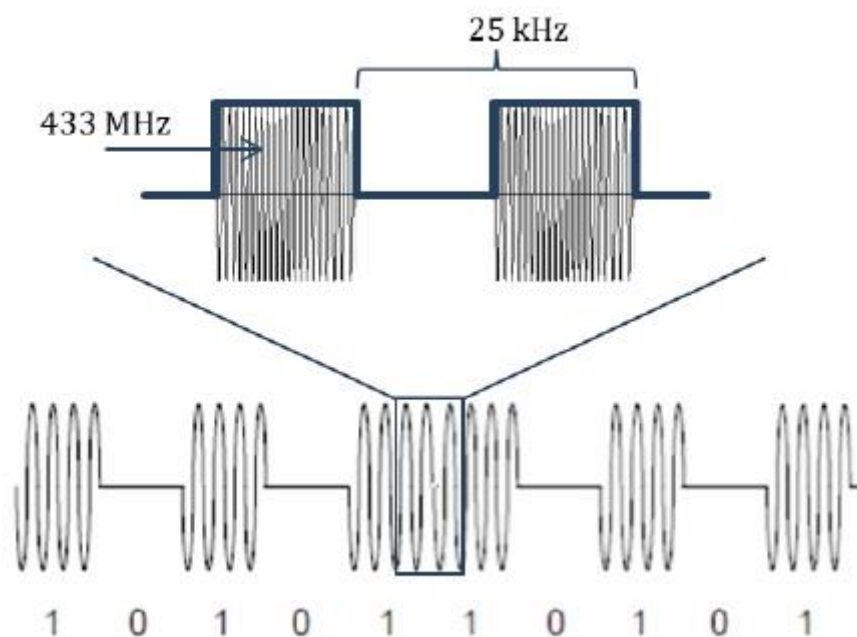


Figura 32 – Comutação da onda portadora 433 MHz para geração de sinal OOK [16].

O circuito de condicionamento de sinal antes deste deverá suavizar o sinal para que a deteção esteja menos sujeita ao ruído e assim minimizar os falsos acordar. Os canais LF3P e LF2P deverão ficar desligados para poupar energia, sendo que o sinal recebido deverá ser lido no canal LF1P.

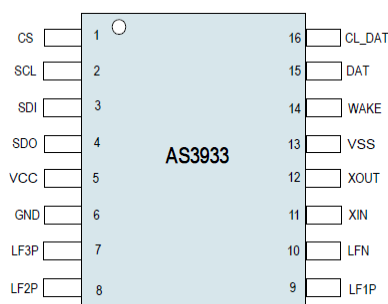


Figura 33 – Pinos do AS3933 [24].

Ambos os circuitos, o AS3933 e o AS3932 detetam a frequência de entrada e o endereço enviado juntamente com o sinal. Os circuitos funcionam em dois modos distintos: o primeiro onde a correlação de endereços está inativa sendo portanto suficiente que a frequência do sinal detetado esteja contida na banda de frequências previamente definida para que seja gerado um sinal de acordar, o qual é ligada ao pino 14 (WAKE) do AS3933.

Caso se pretenda utilizar este sistema como um acordar de fácil implementação sem endereçamento dos sensores, esta é a solução ideal e mais simples. Além de verificar a frequência do sinal detetado, o circuito integrado também verifica o padrão do sinal recebido e caso obtenha correspondência em frequência e em endereço gera um sinal de acordar no pino WAKE. Caso apenas seja validada a frequência, ou seja, caso o endereço esteja incorreto, o integrado não gera nenhum sinal de acordar e considera este como um falso acordar, incrementando portanto o valor do seu registo interno R13 de uma unidade [24].

O AS3933 apresenta 19 registos internos programáveis por SPI, onde este atua como *slave* e o microcontrolador como *master*. Para isso os pinos 12 (P1.1), 9 (UCB0CLK), 10 (UCB0TXD) e 11 (UCB0RXD) do microcontrolador devem ser ligados aos pinos 1 (CS), 2 (SCL), 3 (SDI) e 4 (SDO) do AS3933, respetivamente. O pino 9 (UCB0CLK) do microcontrolador irá gerar a frequência de *clock* e o pino 2 (SCL) do AS3933 irá receber esse *clock* com o objetivo de sincronizar ambos os circuitos e processar a troca de mensagens.

Esta troca de mensagens é efetuada entre os pinos 10 (UCB0TXD) e 11 (UCB0RXD) do microcontrolador e os pinos 3 (SDI) e 4 (SDO) do AS3933, respetivamente. Esta troca de mensagens é bidirecional e simultânea, assim sendo não pode ocorrer um envio de uma mensagem sem a receção de outra. Para sinalizar o início da comunicação o pino 1 (Chip Select) do AS3933 deve ficar no estado ON (valor lógico '1') e para sinalizar o final desta o mesmo pino deve ficar a OFF (valor lógico '0'). A figura 34 exemplifica o funcionamento anteriormente explicado.

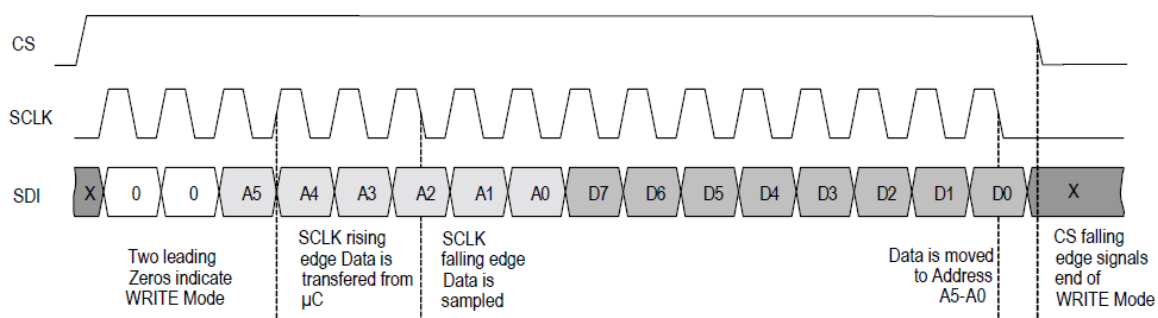


Figura 34 – Escrita de um byte num registo do AS3933 [24].

Através da comunicação por SPI é possível escrever e ler os registos do AS3933 e ainda enviar comandos diretos. Os dois primeiros bits enviados servem para seleccionar o modo de funcionamento, ou seja, seleccionar entre escrita (00), leitura (01) ou comando direto (11). Os seis bits seguintes definem o registo que se pretende ler ou no qual se pretende escrever. Nos últimos oito bits deverão estar contidos os dados a armazenar no registo, sendo que este byte só é utilizado pelo AS3933 no caso de escrita. Os comandos diretos permitem efetuar apenas o envio de um comando, funções que em modo de escrita exigiriam o envio de vários comandos por SPI. Os comandos diretos existentes são os seguintes:

- **Clear_wake:** Caso o integrado tenha o pino WAKE no nível lógico *high*, este comando coloca-o no nível lógico *low*, permitindo assim que este volte ao modo de escuta;
- **Reset_RSSI:** Executa o restauro ao valor do RSSI medido na última leitura;
- **Trim_osc:** Inicia o procedimento de regulação do oscilador RC interno;
- **Clear_false:** Faz o restauro do registo que contém o número de acordar falsos (R13=00);
- **Preset_default:** Define todos os registos para todos os seus valores por predefinição;

Esta formatação dos comandos enviados por SPI, pode ser facilmente compreendida através da figura seguinte.



Figura 35 – Formatação dos comandos enviados por SPI [16].

O sinal enviado deverá ter a estrutura apresentada na figura 36. Primeiro deverá ser emitido um sinal correspondente a uma portadora não modulada (*carrier burst*) com uma duração superior a $550 \mu\text{s}$ e inferior ao tempo de 16 bits, o qual permitirá ao integrado identificar a sua frequência. De seguida deverá ser enviado um preâmbulo com uns e zeros alternados (codificação de *Manchester*) e deverá ter uma duração mínima de 4 bits e uma duração máxima de 24 bits.

Este preâmbulo permitirá ao integrado fazer pequenos ajustes para uma melhor detecção do débito definido. Por fim é enviado o endereço do sensor que irá despoletar um sinal de acordar no pino WAKE. Este ficará no nível lógico *high* até ser enviado por SPI um comando directo (*clear_wake*) para o voltar a colocar a zero, ou então até que ocorra um *timeout* caso tenha sido programado com essa funcionalidade. O débito do sinal enviado é variável e pode ser escolhido através da programação do registo R7<4:0> do integrado.

A figura 36 apresenta a formatação do sinal enviado e respetiva interpretação por parte do integrado AS3933 no pressuposto deste não detetar o endereço.

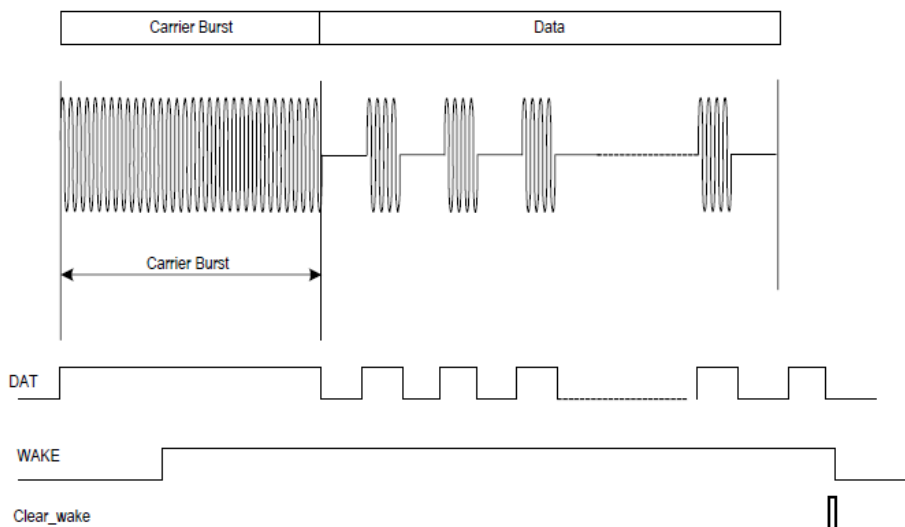


Figura 36 – Sinal enviado ao AS3933 [24].

O AS3933 permite a leitura do valor de RSSI do canal rádio, ou seja, permite saber o valor do nível da potência do sinal recebido de cada leitura. Este valor é obtido através da leitura dos registos R10 (RSSI1), R11 (RSSI2) e R12 (RSSI3) que correspondem aos valores de RSSI dos canais LF1P, LF2P e LF3P, respetivamente [24]. Caso seja necessário utilizar mais do que um canal, o AS3933 tem a possibilidade de utilizar modos de poupança energética. O primeiro modo funciona como um *duty-cycle*, ligando e desligando os vários canais com um determinado período de tempo definido nos registos do integrado. O segundo modo consiste num varrimento pelos vários canais, apenas mantendo um canal ligado de cada vez. Contudo, para o cenário do nosso problema em concreto só será necessário a utilização de um canal, o que permitirá desligar os restantes, reduzindo assim o consumo do integrado.

Como podemos ver na figura 37, foi efectuado um teste para a comunicação SPI, o teste consistiu na escrita de dados no registo 4 (R4) do AS3933 e de seguida foi feita a respetiva leitura do registo para se poder verificar e confirmar que a escrita anterior foi efetuada com sucesso.

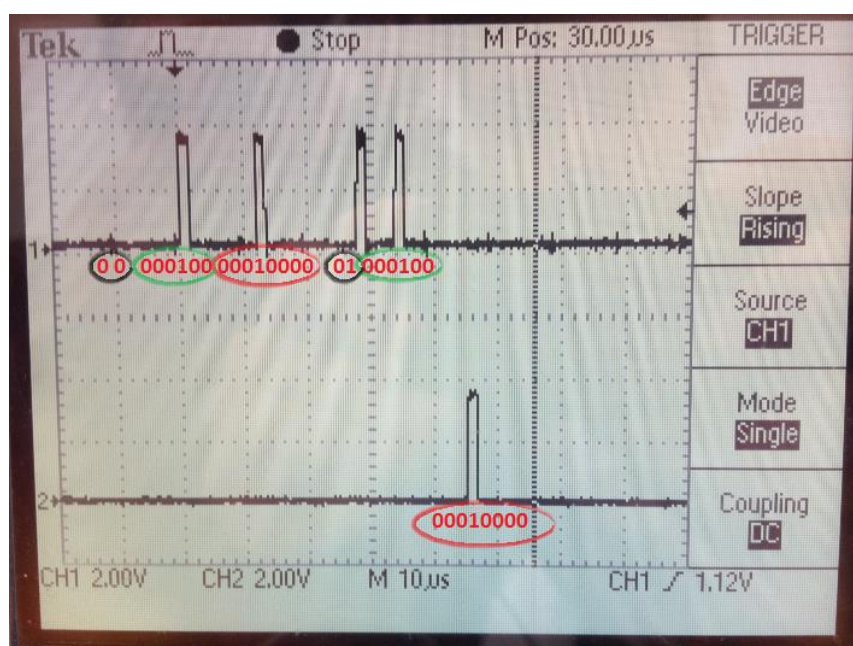


Figura 37 – Escrita e leitura de registos enviados por SPI

Da análise da figura 37 pode-se observar que a informação presente dentro do círculo preto corresponde ao respectivo modo de funcionamento (00) escrita e (01) leitura, dentro do círculo verde temos a informação correspondente ao registo que pretendemos configurar (neste caso R4 = 000100) e por fim a vermelho estão os dados que se pretendem registar. Importa referir também que para se realizar esta análise foi ligado o canal 1 do osciloscópio ao Pino 3 (SDI) e o canal 2 ao pino 4 (SDO) do AS3933, pelo que no canal 1 é-nos apresentado não só o conjunto de 16 bits que corresponde à escrita no registo R4, mas também se pode observar o pedido de leitura do respectivo registo, e assim no canal 2 pode-se ver a resposta a esse pedido, isto é, o conteúdo existente no registo R4.

O protocolo de detecção de frequência é definido colocando o EN_WPAT =0 no registo R1. O código abaixo apresenta a configuração do AS3933 utilizada.

- 1) R0=0x02; //Activar apenas o canal 1;
- 2) R1=0x21; //Activar o cristal externo e seleccionar o ganho nas duas direcções;
- 3) R2=0x20; //Amplificação ganho 3 dBm;
- 4) R3=0x00; //Limiar do comparador 40 mV e tempo do preâmbulo de 2.3 ms;
- 5) R4=0x00; //Sem redução do ganho;
- 6) R7= 0x1D; //Definir o bit rate em 1092 bps;
- 7) R8= 0x60; //Definir banda de frequência em 23- 40 kHz e sem despertar artificial.

A banda de frequência a definir tem de ser o intervalo de 23 kHz e 40 kHz porque, como já foi referido anteriormente, o emissor a 433 MHz faz a comutação de ligar e desligar para se poder atingir frequências tão baixas, e como o nosso *hardware* tem limitação no tempo para ligar e desligar, o valor de frequência ficou limitado aos 25 kHz.

FIRMWARE

Depois de analisar e perceber o funcionamento do componente AS3933 teria de se desenvolver código que configure o dispositivo da forma pretendida ao seu funcionamento.

Na figura 45 podemos ver o código que permite o envio de 1 *byte* por SPI do microcontrolador para o AS3933. Através desta função e consultando os registos do dispositivo no seu *datasheet* consegue-se facilmente fazer a sua configuração.

```

void Envia_Byte_SPI (unsigned char Mode, unsigned char Adress, unsigned char Data)
{
    Adress |= Mode;
    AS3933_CS_High;

    UCB0IFG &= ~ UCRXIFG;
    while(!(UCB0IFG & UCTXIFG))
        __delay_cycles(160);
    UCB0TXBUF = Adress;
    while (!(UCB0IFG & UCRXIFG));

    if (Mode != Direct_command)
    {
        UCB0IFG &= ~ UCRXIFG;
        while(!(UCB0IFG & UCTXIFG))
            __delay_cycles(160);
        UCB0TXBUF=Data;
        while (!(UCB0IFG & UCRXIFG));
    }

    AS3933_CS_Low;
    AS3933_CS_High;
    AS3933_CS_Low;
}

```

Figura 38 – Função para enviar um *byte* por SPI

Na figura apresentada podemos ver que a função pede o conteúdo de três variáveis para ser executada, são elas o “*Mode*”, o “*Adress*” e a “*Data*”. O “*Mode*” corresponde ao modo de acesso ao AS3933 que é pretendido, pode ser “*Write*”, “*Read*” ou “*Direct_comand*”.

FREQUÊNCIA E ANTENAS

O módulo desenvolvido pela EWS compreende a utilização de uma antena que tem como objetivo captar o sinal de *wake-up* e estabelecer a comunicação a 433 MHz. Dependendo do tipo de antena utilizada, podemos controlar parâmetros como sejam o ganho e a largura de banda. Tendo em conta a divisão das antenas lineares em dois grandes tipos [25]: meio comprimento de onda e quarto comprimento de onda, a nossa escolha recaiu na antena com um quarto comprimento de onda apenas por ser mais vantajoso uma antena com dimensões mais reduzidas.

Dentro deste conjunto foram testadas uma antena de fio, uma antena helicoidal e duas antenas *whip*, mais concretamente o modelo ANT-433-CW-RH da Antenna Factor [26] e o modelo FLEXI-SMA-433-ANTENNA da RFSOLUTIONS [27].

A antena de fio é constituída por um fio de cobre com 17 cm de comprimento que é aproximadamente um quarto do comprimento de onda à frequência de funcionamento. Da mesma forma, a antena helicoidal é constituída por um fio de cobre com o mesmo comprimento mas enrolada em espiral, sendo que neste caso foi testada o modelo comercial W3127 ISM 433 MHz Helical Antenna da PULSE ELETRONICS.

Segundo [25] estas antenas deverão ter o máximo de ganho para a frequência para a qual foram projetadas, mas apresentam uma largura de banda superior ao pretendido, sendo assim capazes de captar radiação proveniente de outros sistemas que operem fora da banda ISM.

A antena ANT-433-CW-RH [26] tem como frequência central 433 MHz, uma largura de banda de 15 MHz e um ganho de -5.6 dBi. Tal como esta última, a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA [27], é uma antena *whip* com frequência central nos 433 MHz. Contudo apresenta um ganho nulo e o dobro do comprimento. Apesar de ser previsível que se obtenham melhores resultados com esta antena, não se irá descartar a ANT-433-CW-RH, com o objectivo de verificar se o ganho da antena compensa o aumento das dimensões físicas da antena.

De forma a reduzir as reflexões parciais do sinal e maximizar a potência transferida, deve-se usar um cabo com uma impedância de 50 Ω para ligar a antena ao circuito, e uma malha de adaptação de impedâncias caso seja necessária.

A nossa escolha para implementar no *hardware* de testes foi a antena helicoidal W3127 ISM 433 MHz, uma vez que ocupa menos espaço e pode assim ser colocado na *Printed Circuit Board* (PCB). Apesar da análise apresentar uma largura de banda superior ao pretendido, isto pode não ser um problema, uma vez que futuramente é pretendida a implementação do endereçamento no sistema.

As antenas helicoidais têm uma forma muito distinta das outras antenas. A antena helicoidal mais conhecida é construída em formato de hélice como pode ser vista na figura seguinte.



Figura 39 – Modelo W3127 ISM 433 MHz Helical Antenna [28].

A antena em formato de hélice tem grandes vantagens para o nosso sistema, é fácil de ser construída e integrada, apresenta uma impedância de entrada real e pode produzir campos de radiação circularmente polarizados, permitindo assim uma maior possibilidade de detecção de sinal. Para o nosso sistema, como já foi mencionado, tem a desvantagem de ter uma largura de banda extensa, possibilitando a captação de radiação electromagnética de sinais de outros sistemas fora da banda de interesse de funcionamento. A geometria da antena em hélice é apresentada na figura seguinte.

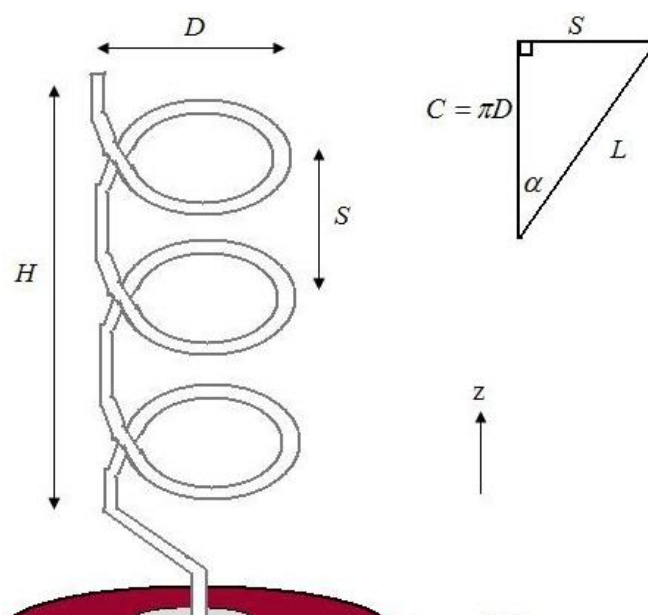


Figura 40 – Geometria de uma antena helicoidal [29].

Os parâmetros da antena em hélice são os seguintes:

- D = Diâmetro da antena;
- C = Perímetro da circunferência feita por uma volta da antena;

- S = Separação vertical entre duas voltas da antena;
- α = Ângulo que controlo o crescimento da antena na direção do eixo z, pode ser calculado pela fórmula,

$$\alpha = \tan^{-1} \left(\frac{S}{C} \right);$$

- N = Número de voltas da antena;
- H = Altura total da antena,

$$H = N * S.$$

O padrão de radiação máximo desta antena será na direção de z+, ao longo do eixo helicoidal da figura 40. As antenas em hélice que possuam um mínimo de três voltas estão perto de funcionar em polarização circular na direção z+ quando o valor de C se aproxima do valor de um comprimento de onda,

$$\frac{3\lambda}{4} \leq C \leq \frac{4\lambda}{3};$$

Assim sendo, o *datasheet* da respectiva antena utilizada [30], disponibiliza os diagramas de radiação em diferentes posições, diagramas esses que se encontram representados nas figuras 41, 42 e 43, e que nos ajudaram bastante a decidir qual a posição em que deveríamos colocar o módulo para obtermos o melhor cenário possível para a realização das comunicações rádio.

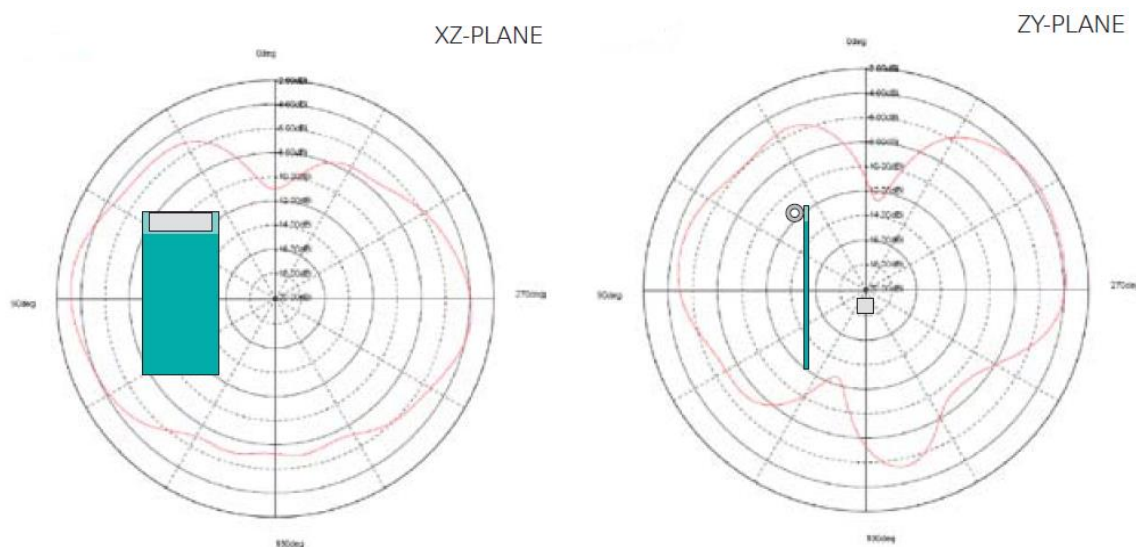


Figura 41 – Diagrama de radiação eixo XZ.

Figura 42 – Diagrama de radiação eixo ZY.

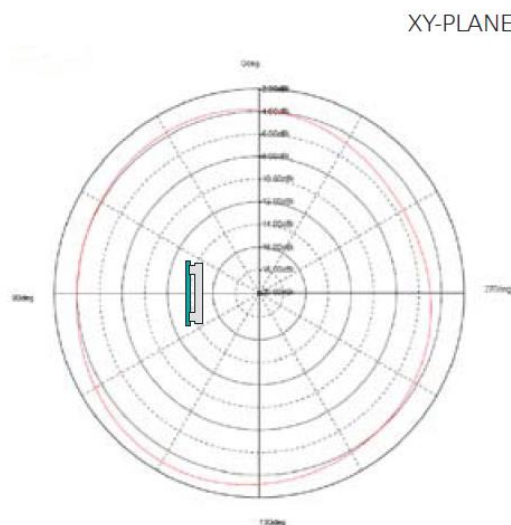


Figura 43 – Diagrama de radiação eixo XY.

As figuras que apresentam os diagramas de radiação da antena helicoidal W3127 ISM 433 MHz, mostram três diferentes posições baseadas em três planos baseados no diagrama de eixo apresentado na figura 44.

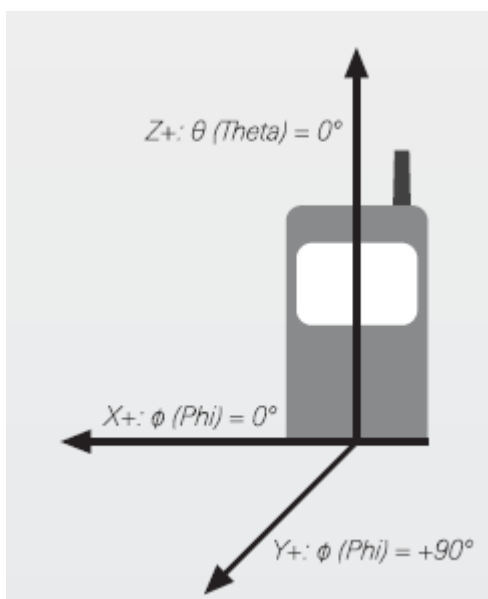


Figura 44 – Diagrama de eixos XYZ.

A antena em hélice faz com que a fase varie ao longo da antena, além disso, a impedância de entrada é principalmente real e pode ser aproximada pela fórmula seguinte,

$$Z_{in} = 140 \frac{C}{\lambda};$$

Relativamente ao ganho máximo possível da antenna escolhida, W3127 ISM 433 MHz Helical Antenna, podemos ver na figura 45 que este é atingido à frequência pretendida de funcionamento, os 433 MHz. Esta informação foi retirada do *datasheet* da respetiva antenna [30].

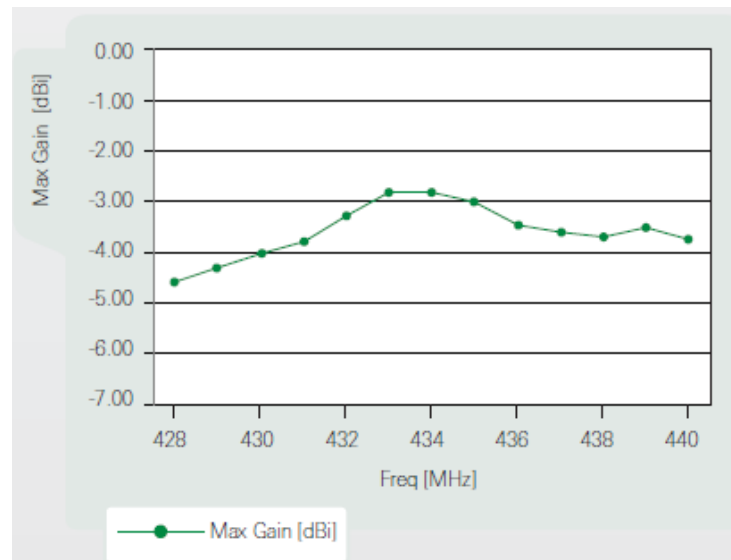


Figura 45 – Máximo ganho da antenna do modelo W3127 [30].

STACK SIMPLICITI

O SimpliTI é um protocolo de radiofrequência de baixa potência dirigido para redes de pequenas dimensões, isto é, com um número reduzido de dispositivos. Este *software open-source* é um excelente ponto de partida para a construção de uma rede com dispositivos alimentados a bateria, usando um *System-on-Chips* (SoC) da Texas Instruments (TI) de baixa potência ou um *ultra-low-power* MSP430 MCU e um *transceiver* de radiofrequência da TI.

A *stack* SimpliTI foi projetada para ser de fácil implementação e assim permitir o seu funcionamento em diversas plataformas de radiofrequência da TI como os MCUs MSP430 e os *transceivers* de CC1XXX/CC25XX e SoC's, e abrange as seguintes frequências, sub-1GHz, 2.4GHz e IEEE 802.15.4 [31].

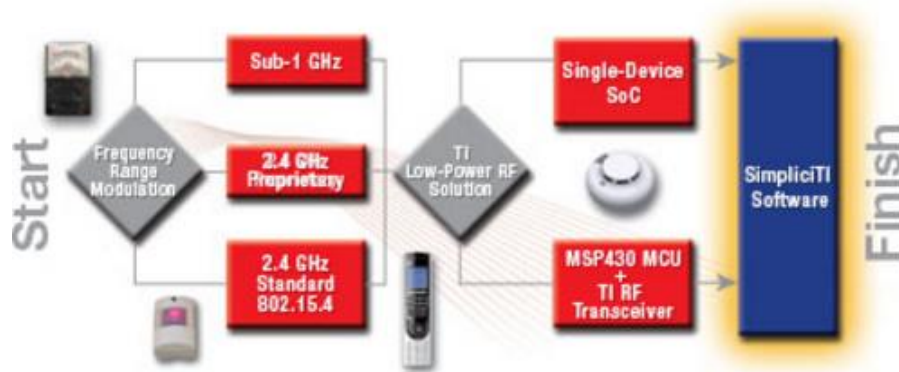


Figura 46 – Protocolo SimpliciTI [31].

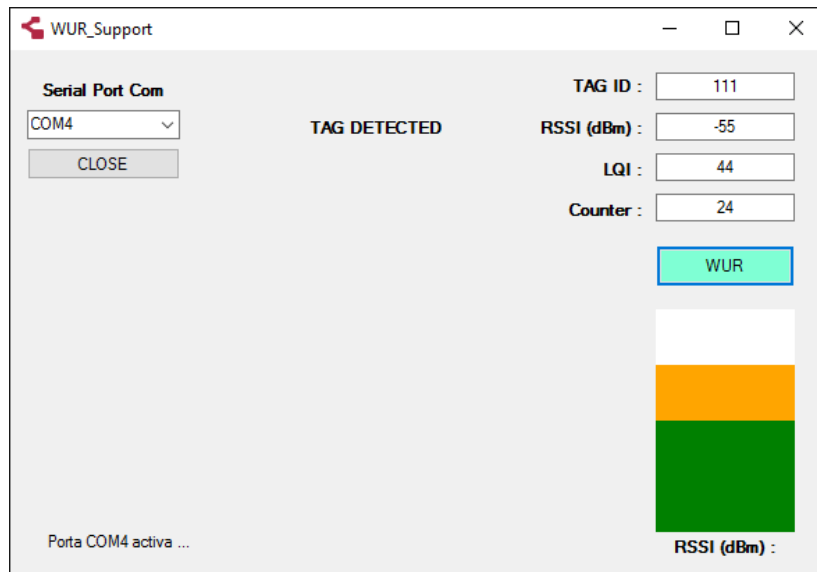
Este protocolo de comunicação é muito usado em sistema de monitorização e de medida de parâmetros (gás, água, ...) e em sistemas de alarme e segurança, como é o caso de sensores luminosos e sensores de fumo. Sendo este um protocolo proprietário da Texas Instruments, funciona diretamente com dispositivos e ferramentas da marca.

O *software open-source* do protocolo simpliciTI é assim um excelente ponto de partida para a implementação da solução final neste projeto em particular, uma vez que a empresa ENEIDA pretendeu sempre ter um protocolo de comunicação proprietário.

DESENVOLVIMENTO DE SOFTWARE DE APOIO A TESTES

Com o objetivo de analisar a relação entre o valor da potência do sinal recebido e a distância entre recetor e transmissor, desenvolveu-se uma aplicação *software* que através de uma porta RS232 recebe o valor de RSSI medido pelo recetor e o apresenta, assim como LQI e o ID da TAG que está a transmitir.

O *software* foi desenvolvido em C# e o programa usado foi o SharpDevelop, este foi realizado a partir de um exemplo já existente na empresa, o que apesar de necessitar de estudar a linguagem permitiu perceber e desenvolver mais rapidamente o *firmware*.

Figura 47 – *Software* de apoio a testes.

Na figura 47 pode-se observar os valores obtidos de um teste realizado a uma distância de 5 metros entre o transmissor e o recetor no cenário anteriormente especificado.

TESTES E ENSAIOS

Os testes foram realizados utilizando um transmissor 433 MHz, uma placa eletrónica usada como receptor a funcionar no sistema *wake-up radio*, um circuito electrónico montado como receptor, com o rfRXD0420 *Receiver Module* da *Microchip* ligado a um osciloscópio para se poder visualizar o sinal que o emissor estava a transmitir, e um computador, como se pode observar na figura seguinte.

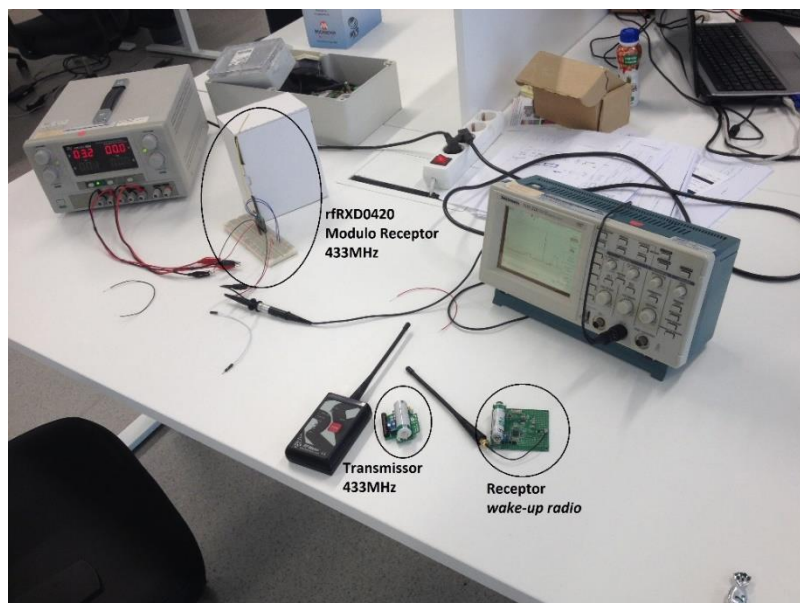


Figura 48 – Material usado para a realização dos testes.

TESTE DA POTÊNCIA DO SINAL

A realização dos testes laboratoriais compreendeu a utilização da aplicação de *software* anteriormente desenvolvido.

Nos testes realizados foram usados os módulos presentes na figura 48. A cada teste o transmissor muda de posição variando assim a distância do transmissor em relação ao recetor que por sua vez estava ligado ao *software* de apoio aos testes. O *software* permitiu efetuar os registos dos valores de RSSI e LQI para diferentes valores de distância, estando estes representados na figura seguinte.

Quadro 5 – Teste da potência de sinal dentro do edifício da empresa.

Distância (m)	1	2	3	4	5	6
RSSI (dBm)	-37	-42	-49	-52	-55	-67
LQI	61	57	51	48	44	35

TESTE DE ALCANCE

Nos testes de alcance realizados dentro do edifício da empresa, o receptor foi mantido sempre na mesma localização. A posição do transmissor foi alterada variando dessa forma a distância “d” relativamente ao receptor, até que este esteja localizado a uma distância para a qual o receptor deixa de acordar. Na Figura 49 pode-se observar o cenário dos testes em ambiente interior.

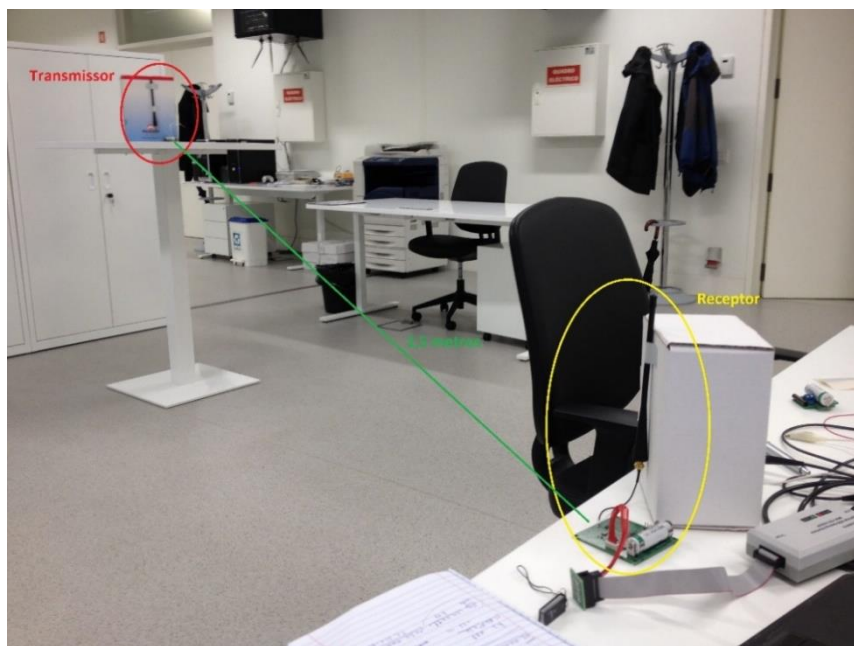


Figura 49 – Cenário para a realização dos testes *indoor*.

O alcance máximo conseguido foi cerca dos 5 metros, como podemos ver na tabela 0.5. Dos resultados dos testes realizados fora da empresa verificou-se um aumento do alcance para cerca de 10 m, valor que continua a ser insuficiente para cumprir os requisitos estabelecidos pelo cliente.

Quadro 6 – Teste de alcance dentro do edifício da empresa.

Distância (m)	1	2	3	4	5	6
Módulo rádio	Acordou	Acordou	Acordou	Acordou	Acordou	Não acordou

Da análise efetuada conclui-se que o *hardware* existente na empresa não satisfaz os requisitos mínimos para integrar uma solução válida no cenário apresentado. Após uma análise crítica dos resultados dos testes efetuados, decidiu-se alterar o funcionamento do módulo, uma vez que o AS3933 apresenta uma sensibilidade de apenas -68.9 dBm, o que limita bastante o balanço de potência da ligação rádio. Para melhorar a solução desenvolveu-se um circuito eletrónico que em conjunto com o AS3933 proporcione um aumento da sua sensibilidade.

MELHORAMENTO DA SOLUÇÃO EXISTENTE

Como já foi referido anteriormente, foi projetado e implementado um novo circuito que inclui um andar amplificador de radiofrequência, o qual tem por objectivo melhorar o funcionamento do módulo de *wake-up* baseado no AS3933, designadamente o valor da sensibilidade.

CIRCUITO IMPLEMENTADO

O projecto e implementação do circuito amplificador requer um conhecimento profundo de eletrónica de radiofrequência. Para o efeito realizei um estudo sobre amplificadores sintonizados, malhas de adaptação de impedância e filtragem.

O andar amplificador foi projectado e simulado tendo-se obtido resultados promissores de ganho, para valores de consumo de energia incompatíveis com os requisitos energéticos do sistema. O circuito desenvolvido é baseado no conceito “*tunned amplifiers*”, que consiste na utilização de um amplificador eletrónico com a implementação de componentes de filtragem. Este circuito é utilizado em diversas aplicações, designadamente em aplicações de radiofrequência e recetores rádio [33].

A figura seguinte apresenta um circuito amplificador que em conjunto com o AS3933 constitui o novo detetor de *wake-up*, tendo por objetivo a amplificação do sinal de forma a melhorar a sensibilidade de funcionamento do módulo.

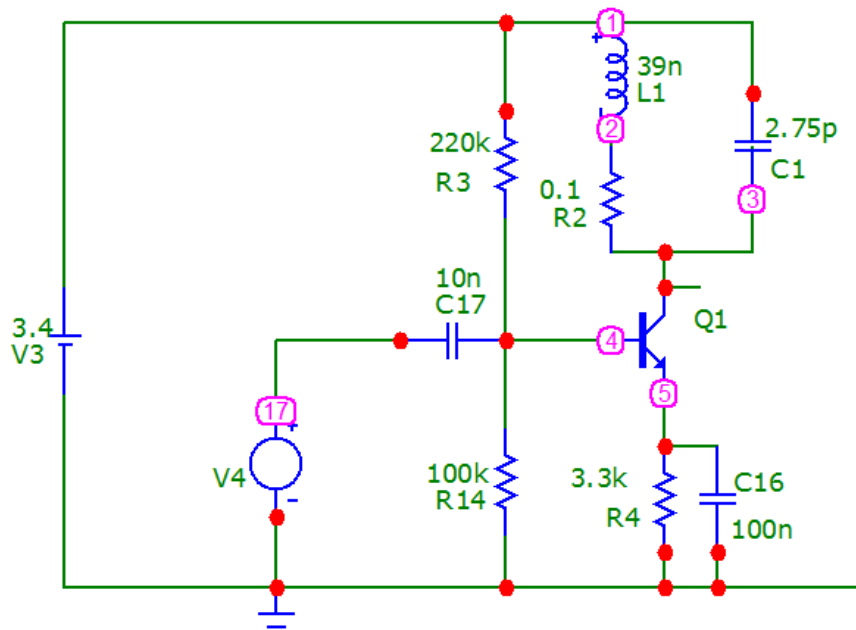


Figura 50 – Andar amplificador em emissor comum.

O primeiro passo compreendeu o projecto do filtro a implementar no circuito, a selectividade na banda dos 433 MHz é conseguida com a utilização de um circuito *tank*, constituído por um condensador e uma bobina em paralelo [32] [33]. Importa no entanto referir que existe uma capacidade adicional, em paralelo com o circuito ressonante paralelo, a qual traduz o efeito da capacidade C_{CB} do transístor traduzida para a saída e que se reflete na alteração da frequência de ressonância.

O comportamento da montagem de emissor comum às altas frequências pode facilmente ser aferido através de uma análise simplificada do esquema equivalente às altas frequências da figura 52 onde se omite, por simplicidade, a malha de polarização da base [34].

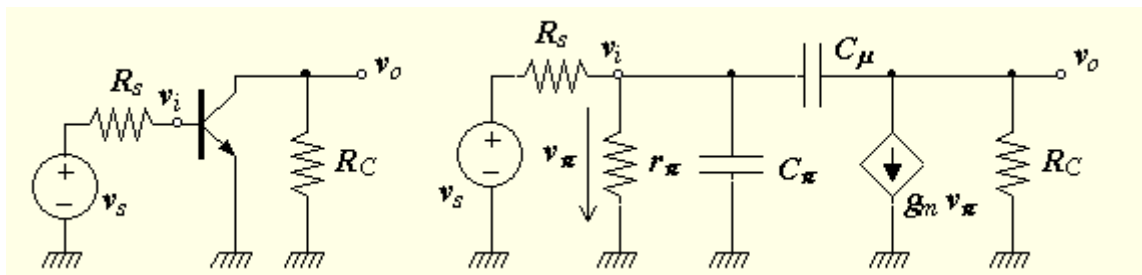


Figura 51 – Esquema equivalente às altas frequências da montagem de EC [34].

Aplicando o teorema de Miller à capacidade C_μ e usando o valor do ganho às médias frequências obtém-se o modelo para análise às altas frequências, presente na figura 52.

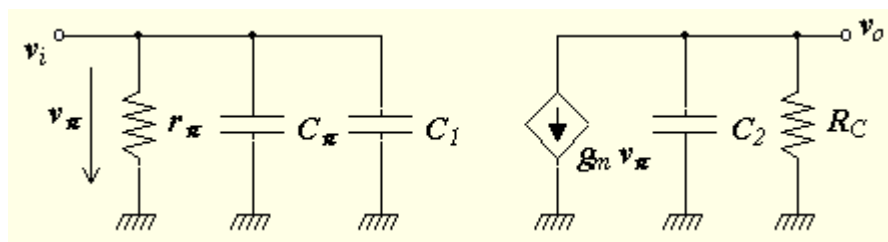


Figura 52 – Esquema equivalente às altas frequências da montagem de EC, simplificado usando o teorema de Miller [34].

No esquema da figura considera-se que

$$C_1 = C_\mu(1 - K) \quad , \quad C_2 = C_\mu \left(1 - \frac{1}{K}\right) \quad e \quad K = \frac{v_o}{v_i} = \frac{v_o}{v_\pi}$$

Pode-se concluir que o valor da capacidade C_2 é ligeiramente inferior ao valor da capacidade C_{CB} , no entanto é significativa na alteração da frequência central do filtro passa banda. Assim sendo o valor da frequência de ressonância é dado pela seguinte fórmula

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$$

Sabendo que o valor da capacidade do condensador é igual a 2.75 pF e que o valor de C_{CB} é igual a 0.64 pF para o transístor utilizado no circuito (BFP193), conclui-se que para um valor de ganho em tensão igual a 38, o valor de C_2 é igual 0.58 pF resultando num valor de C_{eq} igual a 3.39 pF. Sabendo que o valor de L é igual a 39 nH obtém-se um valor de frequência ressonante igual a 437 MHz.

A simulação da análise AC do andar amplificador, sintonizado com os respetivos valores da indutância da bobina e da capacidade do condensador, é apresentada na figura seguinte.

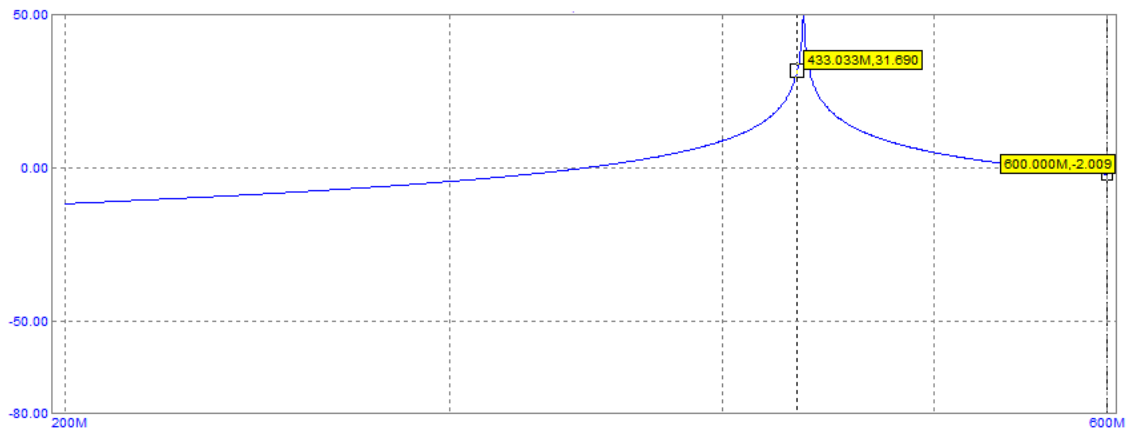


Figura 53 – Análise AC do circuito.

Para realizar os testes de simulação utilizou-se o *software* Micro-Cap. Como se pode analisar através dos resultados da simulação efetuada presentes na figura 53, os valores utilizados para o condensador e para a bobina levam a que o filtro funcione com um ganho máximo a um valor de frequência próxima dos 437 MHz, comprovando assim os cálculos teóricos anteriormente realizados.

Relativamente à frequência usada nos testes (433 MHz), podemos concluir através da figura 51 que a simulação no domínio da frequência apresenta-nos, para o circuito, um ganho de 31.69 dB, o que foi se veio mais tarde a confirmado também através da simulação no domínio do tempo em que foi obtido também um ganho de 31.62 dB.

TESTES DE SIMULAÇÃO

Inicialmente configurou-se o sinal de entrada (V4 na imagem) com uma frequência de 433 MHz e um valor pico-a-pico (V_{PP}) de 20 μ V para se poder visualizar as características do sinal obtido na saída do circuito e dessa forma calcular o ganho em tensão obtido, por outro lado foi analisado também o consumo do circuito com a respetiva configuração e malhas de polarização.

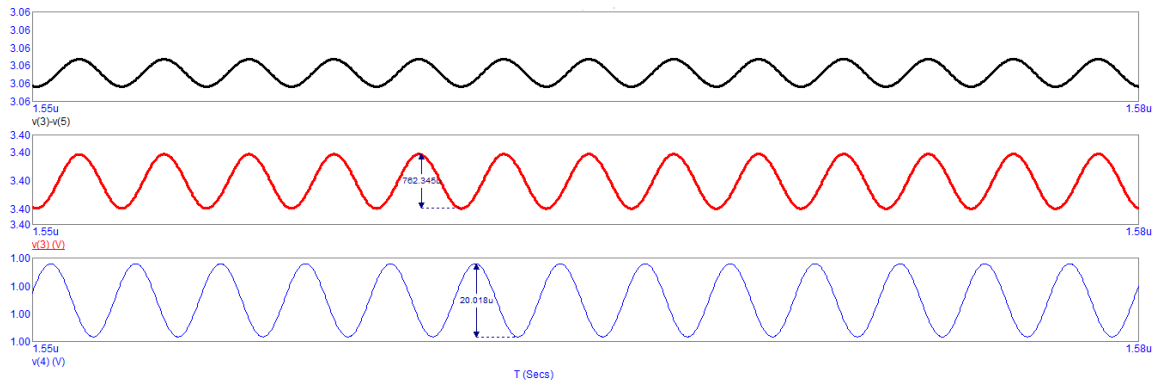


Figura 54 – Análise de ganho do andar amplificador por simulação (433 MHz).

A figura 54 apresenta os resultados da simulação anteriormente descrita com observação do sinal de entrada (vermelho), do sinal de saída (azul) e do valor de V_{CE} (preto).

No sinal de entrada podemos confirmar os $20 \mu V_{PP}$, que escolhemos como valor de entrada e na saída são apresentados aproximadamente $762 \mu V_{PP}$. Com estes valores podemos proceder ao cálculo do ganho obtido:

$$G = \frac{762 * 10^{-6}}{20 * 10^{-6}} = 38.1;$$

$$G = 20 \log_{10}(38.1) = 31.62 \text{ dB}$$

Relativamente ao consumo do circuito apresentado, pode ser visto pela corrente que passa em V3,

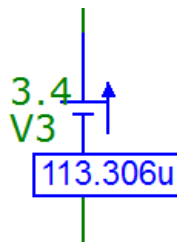


Figura 55 – Consumo total do circuito apresentado.

Uma vez que o consumo do AS3933 era de apenas $4 \mu A$, o acréscimo do consumo deste circuito é considerável. O cálculo do tempo de duração da bateria do módulo com um consumo médio de $4 \mu A + 113.3 \mu A = 117.3 \mu A$, aponta agora para um menor valor de tempo de funcionamento, igual a 3.3 anos.

$$H = \frac{3400/0.1173}{8760} \approx 3.3 \text{ anos}$$

A redução considerável verificada tem de ser trabalhada e melhorada, usando para o efeito diferentes tecnologias e topologias no circuito a implementar.

Conclui-se então que com o circuito apresentado, obtém-se um aumento de 31.62 dB no ganho relativamente à solução existente. Uma vez que o valor de sensibilidade do AS3933 é de $80 \mu V_{RMS}$, ficamos a saber que no mínimo o circuito amplificador terá de apresentar esse valor na saída e, por outro lado, o circuito apresentando um ganho linear de 38.1, pode-se concluir também que o sinal de entrada terá sempre de ser superior a $2.1 \mu V_{RMS}$.

$$V_{IN} \geq \frac{80}{38.1} \geq 2.1 \mu V_{RMS}$$

$$10 \log \left(\frac{(2.1 * 10^{-6})^2}{50} \right) = -130.5 \text{ dBW} = -100.5 \text{ dBm}$$

TESTES PRÁTICOS

A validação do funcionamento do circuito amplificador sintonizado, compreendeu a realização de uma experiência laboratorial que se utilizou uma fonte de alimentação, um gerador de sinais e um osciloscópio digital que permitiu observar e registar o valor do sinal sinusoidal à entrada e saída do circuito proposto.

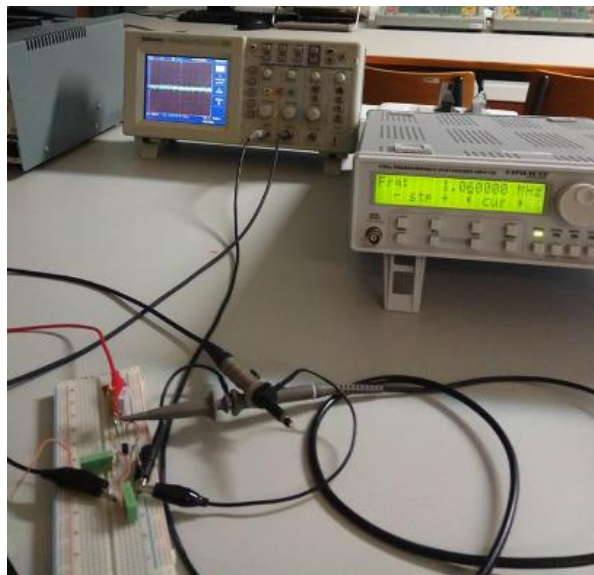


Figura 56 – Cenário dos testes práticos.

Nestes testes, uma vez que o objetivo era a validação do conceito e mostrar o funcionamento do circuito implementado, foram utilizados componentes com diferentes valores daqueles que foram usados nas simulações efetuadas.

A fonte V4 foi configurada com uma onda sinusoidal com 5 mV_{PP} e uma frequência variável como é apresentado no quadro de resultados, o transístor utilizado foi o BF199 e o circuito ressonante foi implementado usando uma bobina de 6.8μH e um condensador de 3.3nF, em paralelo, como se pode observar na figura 57.

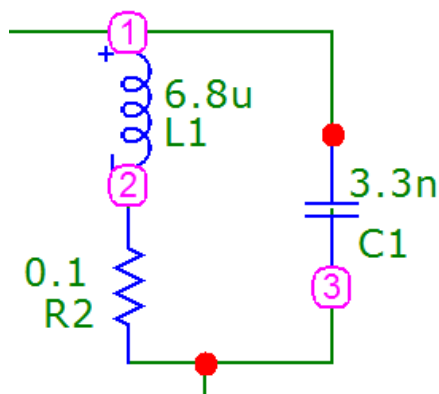


Figura 57 – Circuito ressonante paralelo.

Procedeu-se então ao cálculo da frequência de ganho máximo,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{6.8 * 10^{-6} * 3.3 * 10^{-9}}} = 1.06 \text{ MHz}$$

Após efetuar o cálculo teórico da frequência de ressonância procedi à montagem do circuito e à realização de diferentes teste práticos. Como já foi referido anteriormente, aplicando um sinal sinusoidal à entrada do amplificador com uma amplitude de 5 mV_{PP}, obteve-se os seguintes valores presentes na tabela.

Quadro 7 – Teste do circuito de amplificação de sinal.

Freq. (MHz)	0.96	0.98	1.00	1.02	1.04	1.06	1.08	1.10	1.12	1.14	1.16
$V_{0\text{ PP}}$ (mV)	340	400	504	632	848	1020	912	704	520	416	352
G	68	80	100.8	126.4	169.6	204	182.4	140.8	104	83.2	70.4
G (dB)	36.7	38.1	40.1	42	44.6	46.2	45.2	43	40.3	38.4	37

Como se pode observar do quadro 7 a frequência à qual se obtém o maior ganho em tensão é igual a 1.06 MHz, exactamente igual à calculada na parte teórica, e quanto mais se afastar do valor de f_0 menor será o ganho conseguido. Assim sendo podemos validar o funcionamento do circuito implementado, uma vez que os cálculos teóricos correspondem com os resultados práticos.

CONCLUSÕES

No presente capítulo foi proposta e analisada uma nova solução baseada num circuito amplificador à qual melhora consideravelmente o funcionamento do módulo *wake-up*, aumentando a sua sensibilidade de -68.9 dBm para -101 dBm. Verifica-se, no entanto, que o valor do consumo do módulo aumentou bastante, impedindo assim que esta solução seja implementada na prática na configuração atual.

Os testes de simulação efetuados permitiram estudar e perceber o funcionamento do circuito antes de se passar à implementação prática do mesmo. Com estes testes pretendeu-se melhorar o funcionamento do circuito, isto é, tentar conciliar um consumo o mais baixo possível com um ganho de amplificação de sinal considerável. Depois de se terem conseguido obter bons resultados nos testes de simulação, passou-se aos testes práticos.

Com os testes práticos conseguimos obter os resultados pretendidos e assim provar que o conceito em que o circuito se baseia funciona bem para baixas e médias frequências. Ficou contudo em falta a realização de testes para frequências mais altas próximas de 433 MHz, os quais por falta de material não foram realizados, ficando assim para um possível trabalho futuro.

CONCLUSÕES E TRABALHO FUTURO

O presente relatório de estágio descreve novas abordagens, passíveis de serem implementadas em redes de sensores sem fios, que fomentem a minimização do consumo dos diversos nós do sistema, maximizando dessa forma o tempo de vida das suas baterias. As referidas soluções foram desenvolvidas na empresa EWS, no âmbito do estágio curricular, baseadas em conceitos e soluções descritos na literatura da área. Os protótipos desenvolvidos foram concebidos com o intuito de obviar o principal problema existente neste tipo de rede sem fios, o consumo de energia dos diferentes nós, garantindo valores de latência na transmissão de dados e de fiabilidade do sistema e das suas comunicações satisfatórios.

A redução do consumo de energia assume uma importância acrescida nas soluções técnicas a desenvolver dada a limitação de capacidade das baterias que habitualmente alimentam os sensores, que apresentam um tempo de vida muito limitado, a dificuldade técnica da sua substituição e a reduzida rentabilidade desse procedimento do ponto de vista económico. Na literatura estão descritas três abordagens distintas para minimizar o consumo dos módulos: a colheita de energia (*energy harvesting*), a redução do *duty cycle* e o *wake-up radio*.

A activação dos sensores por radiofrequência designada na literatura por *wake-up radio* foi a técnica seleccionada para minimizar o consumo dos nós tendo em conta a natureza assíncrona do cenário proposto pelo cliente. A implementação desta técnica pressupõe o acoplamento ao nó sensor de um circuito que ao receber um sinal rádio com uma dada frequência ou mensagem gera uma interrupção no microcontrolador a qual acorda o sensor possibilitando a comunicação deste com uma consola e a transferências dos dados ambientais temperatura e humidade recolhidos após a última comunicação. O objectivo desta técnica é induzir um estado de adormecimento profundo dos diversos módulos do sensores, especialmente os que consomem mais energia, até que seja necessária executar alguma acção de medição ou de comunicação por parte deste.

Uma vez terminado o estágio curricular penso que é essencial refletir sobre tudo o que se passou durante o período de oito meses do estágio, realçando os pontos fortes e as limitações que senti ao longo deste período. Faço um balanço positivo de todo o estágio, uma vez que posso afirmar que este me fez crescer imenso quer a nível pessoal, quer profissional, na medida em que foi um momento de interação com a realidade do mundo do trabalho.

O estágio na empresa ENEIDA Wireless & Sensors, foi uma experiência muito enriquecedora uma vez que é uma empresa ainda em fase de crescimento, mas já muito bem lançada no mercado com um futuro promissor na área dos sensores inteligentes e das redes industriais sem fios, por tudo isto foi um privilégio para mim poder estar envolvido e aprender com os engenheiros desta empresa.

A nível do conteúdo de trabalho em que o estagiário foi envolvido, penso que foi uma experiência inovadora uma vez que os sistemas *wake-up radio* são recentes e muito promissores no futuro tecnológico das redes de sensores.

Relativamente às soluções desenvolvidas refira-se que o módulo existente na empresa foi configurado e colocado a funcionar corretamente, apresentando contudo limitações ao nível do valor do alcance conseguido para que o dispositivo transitasse de modo adormecido para modo ativo, uma vez que apenas foram conseguidos 5 metros em linha de vista, decidiu-se desenvolver outra alternativa para melhorar esta parte do funcionamento *wake-up* do módulo.

A segunda solução, que foi projetada e simulada em *software*, apresentou melhorias relativas à parte *wake-up* existente do módulo, melhorias essas que se acentuavam na sensibilidade do circuito de *wake-up*, permitindo assim afirmar, teoricamente, que o módulo passa para o modo ativo a uma maior distância do que o resultado apresentado na solução 1. Esta segunda solução pretende ser melhorada em vários aspectos, uma vez que apresenta falhas que comprometem o bom funcionamento do sistema.

Conclui-se então que os objetivos propostos foram parcialmente atingidos, uma vez que o estagiário foi inserido numa equipa de trabalho, onde teve oportunidade de lidar diariamente com a realidade de uma empresa e onde ia intervindo ativamente, contribuindo assim para o desenvolvimento do trabalho pretendido pela empresa e para o aumento dos conhecimentos teóricos e práticos do estagiário.

Após ter concluído este projecto venho por este meio propor diversas sugestões de trabalho futuro para este projeto, designadamente:

- Uma escolha mais criteriosa dos componentes usados permitindo melhorar os resultados do funcionamento do sistema, mudando a tecnologia do andar amplificador para CMOS e utilização de circuitos amplificadores de baixo consumo;
- Aumentar o valor da potência de sinal pelo módulo consola, até ao valor máximo permitido pelo regulador, conjugado com a utilização de uma antena mais directiva, com o intuito de aumentar o alcance, do módulo *wake-up*;
- Implementar o amplificador sintonizado baseado num transístor em emissor comum e respetivas malhas de adaptação na solução existente em PCB para este funcionar corretamente na banda de frequências do sistema (433MHz);
- Realizar testes à nova solução depois de esta ser implementada em circuito impresso, confirmando que os resultados práticos estão de acordo com a formulação teórica.

REFERÊNCIAS

- [1] – Ivo Moreno, Rede de sensores inteligentes sem fios para supervisão de parques de reservatórios industriais, FCTUC Setembro 2009.
- [2] – Introduction to Industrial Control Networks, Brendan Galloway; Gerhard P. Hancke, IEEE Communications Surveys & Tutorials, Year: 2013, Volume: 15, Issue: 2, Pages: 860 - 880, DOI: 10.1109/SURV.2012.071812.00124
- [3] – Energy-Efficient Duty Cycle Assignment for Receiver-Based Convergecast in Wireless Sensor Networks, Y. Zhang, Chen-Hsiang Feng, I. Demirkol, W. B. Heinzelman, Rochester, NY, USA.
- [4] – E.-Y. Lin, “A comprehensive study of power-efficient rendezvous schemes wireless sensor networks”, Ph.D. dissertation, University of California, Berkeley, 2005.
- [5] – <https://www.ipn.pt/>
- [6] – http://www.projetoderedes.com.br/artigos/artigo_zigbee.php
- [7] – <https://desmontacia.wordpress.com/2011/02/22/zigbee-ou-ieee-802-15-4-conhea-a-tecnologia-a-fundo/>
- [8] – <http://www.rogercom.com/ZigBee/ZigBee.htm>
- [9] – <https://renatobj.wordpress.com/2012/10/20/redes-de-sensores-sem-fio/>
- [10] – Wireless sensor networks: a survey, I.F. Akyildiz, W. Su, Y. Sankarasubramaniam, E. Cayirci, Computer Networks, Volume 38 Issue 4, 15 March 2002, Pages 393-422
- [11] – Texas Instrument: CC430 Family Guide (SLAU259B, 2010)
- [12] – Ultra-Low Power Wake-Up Receivers for Wireless Sensor Networks, N. Pletcher, J. M. Rabaey - Maio 2008
- [13] – http://www.mae.cornell.edu/research/groups/lms/research/multi_source_eh.cfm

-
- [14] – <http://www.inovacaotecnologica.com.br/noticias/noticia.php?artigo=microbaterias-vao-parar-interior-placa-circuito-impresso&id=010115160615#.V-p0XPArLIU>
- [15] – AMARO, José Pedro de Matos Nogueira - Wireless sensor networks running on harvested power. Coimbra : [s.n.], 2015. Tese de doutoramento. Disponível na WWW: <http://hdl.handle.net/10316/28847>
- [16] – Ativação e Sincronização de Sensores Sem Fios por Radiofrequência, C. Azevedo, FCTUC 2013
- [17] – E. Umbdenstock, F. Schäfer, M. Kleinstaubler, H. Meyer. Wake-Up-Receiver in energy efficient Wireless Sensor Networks for security applications. Technische Universität Munchen (TUM), 80333 Munich. 2013
- [18] – D. Spenza, M. Magno, S. Basagni, L. Benini, M. Paoli and C. Petrioli. Beyond Duty Cycling: Wake-up Radio with Selective Awakenings for Long-lived Wireless Sensing Systems. April 2015
- [19] – M. Magno, L. Benini. Na Ultra Low Power High Sensitivity Wake-Up Radio Receiver with Addressing Capability. ETH Zurich and University of Bologna. 2014
- [20] – Neeraj Shrestha, Jong Hoon Youn, and Nitin Sharma. A Code-Based Sleep and Wake-up Scheduling Protocol for Low Duty Cycle Sensor Networks - Journal of Advances in Computer Networks, Vol. 2, No. 3, September 2014
- [21] – Instruments, Texas. CC430F513x family datasheet. Fevereiro 2013.
- [22] – SAW Components, SAW B3780, 14 Dez 2012, v 2.3
- [23] – AD ADG918/ADG919, CMOS 1.65V to 2.75 V, 2:1 Mux/SPDT
- [24] – Austriamicrosystems. AS3933 - 3D Low Frequency Wake-up Receiver: Datasheet. Revision 1.0.
- [25] – System, Navy-Marine Corps Military Auxiliary Radio. CHAPTER 4 - ANTENNAS. December 2004.
- [26] – Factor, Antenna. ANT-433-CW-RH DATA SHEET. s.l. : Linx Technologies, 2008.
- [27] – FLEXI-SMA-433-ANTENNA. Datasheet - 1/4 Wave Antenna SMA 433MHz. s.l. : RFSOLUTIONS, 2010.

- [28] – <http://es.farnell.com/pulse-engineering/w3127/antena-helical-pcb-433mhz/dp/1900066>
- [29] – <http://www.antenna-theory.com/antennas/travelling/helix.php>
- [30] – W3127 Datasheet version 1.2. ISM 433MHz Helical Antenna. (04/08).
- [31] – Texas Instruments, SimpliciTI RF software protocol.
- [32] – Communication Systems - 4th edition: Simon Haykin 2001 John Wiley & Sons
- [33] – CargoNet: A Low-Cost MicroPower Sensor Node Exploiting Quasi-Passive Wake-up for Adaptive Asynchronous Monitoring of Exceptional Events, M. Malinowski, M. Moskwa, M. Feldmeier, M. Laibowitz, J. A. Paradiso, MIT Media Lab, Responsive Environments Group, Cambridge, USA
- [34] – <http://paginas.fe.up.pt/~fff/eBook/ADM/ADM.html>

ANEXO I – DATASHEET DAS ANTENAS

ANT-433-CW-RH - ANTENNA FACTOR

ANT-433-CW-RH Data Sheet

AntennaFactor
by Linx

Product Description

The RH Series utilizes a helical element to greatly reduce the physical length of the antenna housing. They are ideal for small products where cosmetic or functional requirements dictate a compact, aesthetically pleasing antenna package. Despite their tiny size, RH Series antennas are ruggedly constructed and able to withstand punishing environments just like our larger whips. RH Series antennas attach via an SMA or Part 15 compliant RP-SMA connector.

Features

- Reduced-height helical whip
- Excellent performance
- Omni-directional pattern
- Low VSWR
- Fully weatherized
- Rugged & damage-resistant
- SMA or Part 15 compliant RP-SMA connector
- Available in black or custom colors
- Use with plastic* or metal enclosures

* Requires proximity ground plane

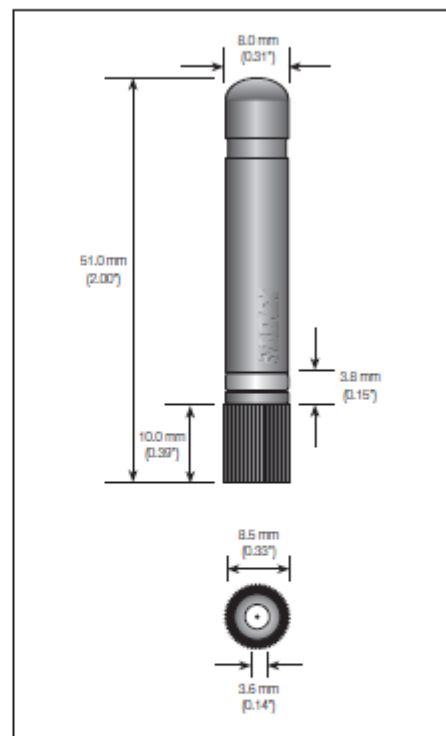
Electrical Specifications

Center Frequency: 433MHz
 Recom. Freq. Range: 425–440MHz
 Wavelength: ¼-wave
 VSWR: < 1.9 typical at center
 Peak Gain: –5.6dBi
 Impedance: 50-ohms
 Oper. Temp. Range: –40°C to +90°C
 Connector: RP-SMA or SMA

Electrical specifications and plots measured on 10.16 cm x 10.16 cm (4.00" x 4.00") reference ground plane

Ordering Information

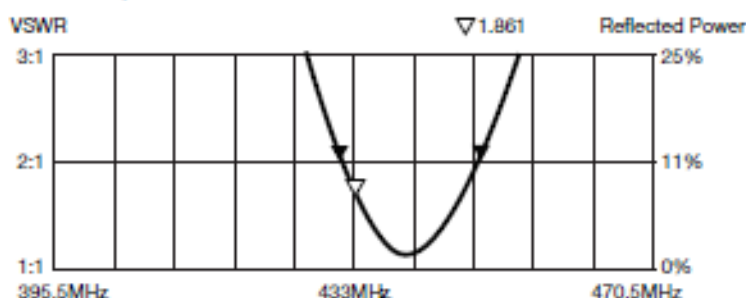
ANT-433-CW-RH (with RP-SMA connector)
 ANT-433-CW-RH-SMA (with SMA connector)



Counterpoise

Quarter-wave or monopole antennas require an associated ground plane counterpoise for proper operation. The size and location of the ground plane relative to the antenna will affect the overall performance of the antenna in the final design. When used in conjunction with a ground plane smaller than that used to tune the antenna, the center frequency typically will shift higher in frequency and the bandwidth will decrease. The proximity of other circuit elements and packaging near the antenna will also affect the final performance. For further discussion and guidance on the importance of the ground plane counterpoise, please refer to Linx Application Note AN-00501: Understanding Antenna Specifications and Operation.

VSWR Graph



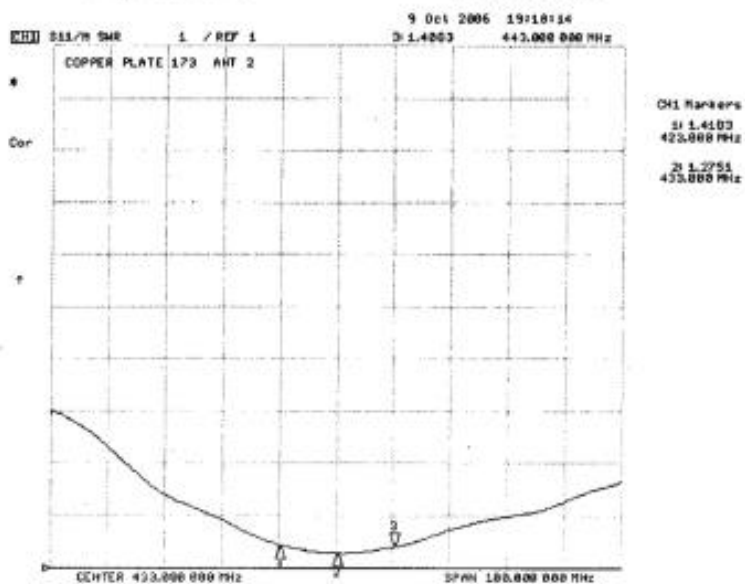
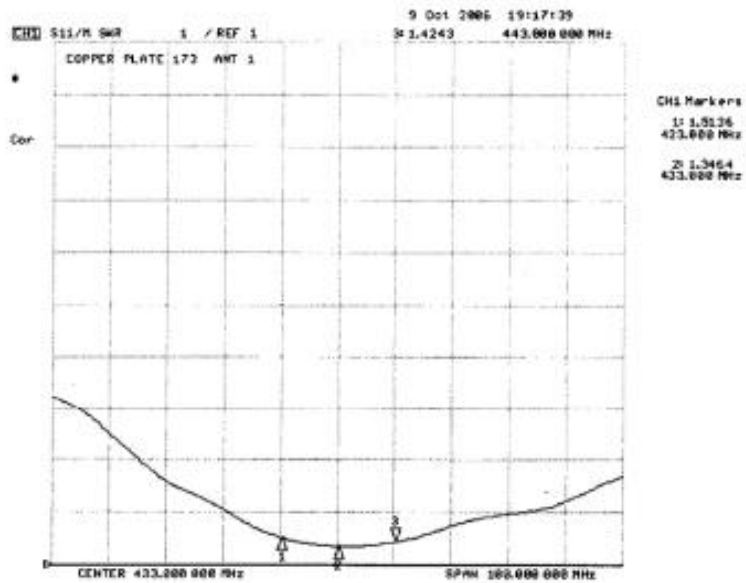
What is VSWR?

The Voltage Standing Wave Ratio (VSWR) is a measurement of how well an antenna is matched to a source impedance, typically 50-ohms. It is calculated by measuring the voltage wave that is headed toward the load versus the voltage wave that is reflected back from the load. A perfect match will have a VSWR of 1:1. The higher the first number, the worse the match, and the more inefficient the system. Since a perfect match cannot ever be obtained, some benchmark for performance needs to be set. In the case of antenna VSWR, this is usually 2:1. At this point, 88.9% of the energy sent to the antenna by the transmitter is radiated into free space and 11.1% is either reflected back into the source or lost as heat on the structure of the antenna. In the other direction, 88.9% of the energy recovered by the antenna is transferred into the receiver. As a side note, since the ":1" is always implied, many data sheets will remove it and just display the first number.

How to Read a VSWR Graph

VSWR is usually displayed graphically versus frequency. The lowest point on the graph is the antenna's operational center frequency. In most cases, this will be different than the designed center frequency due to fabrication tolerances. The VSWR at that point denotes how close to 50-ohms the antenna gets. Linx specifies the recommended bandwidth as the range where the typical antenna VSWR is less than 2:1.

Performance / VSWR Plot



W3127 ISM 433 MHZ HELICAL ANTENNA - PULSE ELETRONICS

W3127 Datasheet version 1.2. ISM 433MHz Helical Antenna. (04/08)

ISM 433MHz Helical Antenna

Ground cleared under antenna, clearance area 8.50x40.00 mm. Pulse Part Number: W3127



Features

- Plastic supported helical antenna
- Size (helix): Length 35.35mm, ø 7mm
- Low weight (1.8g)
- Mounting on top of the PWB
- Through hole mechanical support pegs
- Feed contact by soldering via PWB hole
- Tray packing
- RoHS Compliant Product

Applications

- Remote controls, toys etc.
- 433MHz ISM Band Systems

Electrical specifications @ +25 °C

Note: Electrical characteristics depend on test board (GP) size and antenna positioning on GP and Ground Clearance area size

ISM 433MHz

Typical performance (test board size 100x40 mm, PWB ground clearance area 8.50 x40.00 mm), tuning and matching circuit: tuning 12nH series, matching 6.8nH shunt for Pulse standard evaluation board.

Frequency Range [MHz]	Max Gain [dB]	Return loss min. [dB]	Impedance [Ω]	Operating Temperature [°C]
433 – 435	-2.9	-15	50	-40 to +85

Pulse Finland Oy
 Takatie 6
 00440 Kempala, Finland
 Tel: +358 201 905 500
 Fax: +358 201 905 501
www.pulseelectronics.com/en/finland



© 2007. All rights reserved.

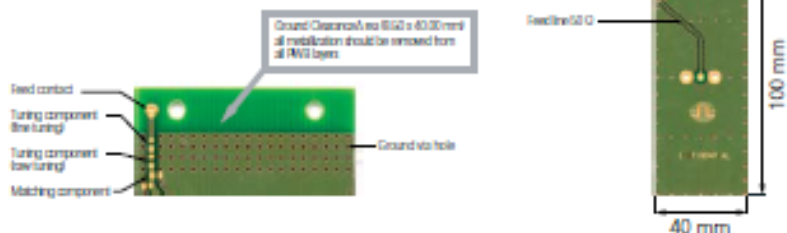
W3127 Datasheet version 1.2. ISM 433MHz Helical Antenna. (04/08).

ISM 433MHz Helical Antenna

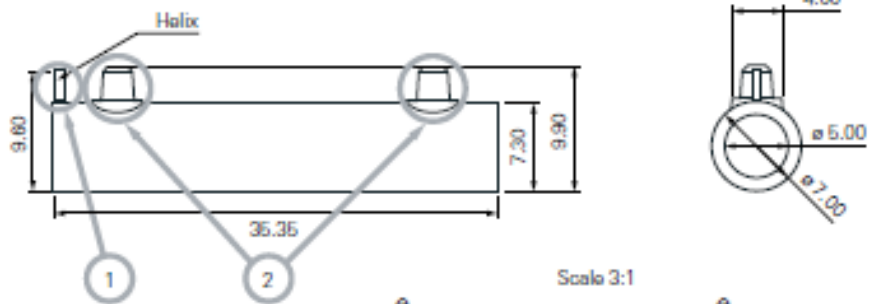
Ground cleared under antenna, clearance area 8.50x40.00 mm. Pulse Part Number: W3127

Terminal Configuration

PWB Layout

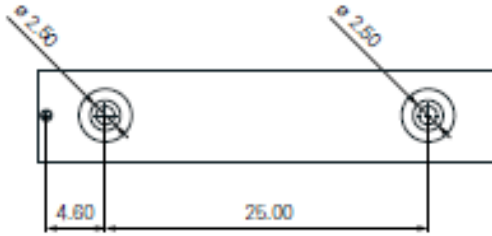


Terminal Configuration and Antenna Dimensions



Antenna Features

No.	Terminal Name	Terminal Dimensions
1	Feed terminal	Wire diameter 0.8mm
2	Support	Diameter 2.5mm, length 2.6mm



Matching circuit needs to placed on PCB close to antenna feed terminal.
Matching component values depend on device construction, size, surrounding mechanics, materials etc...

Pulse Finland Oy
Tukiko B
90440 Kempola, Finland
Tel: +358 207 935 500
Fax: +358 207 935 501
www.pulse.com/antennas



W3127 Datasheet version 1.2. ISM 433MHz Helical Antenna. (04/08).

ISM 433MHz Helical Antenna

Ground cleared under antenna, clearance area 8.50x40.00 mm. Pulse Part Number: W3127

Typical Electrical Characteristics (T=25 °C)

Typical Return Loss S11/ Impedance,
Measured on the 100x40mm test board with tuning and matching circuit

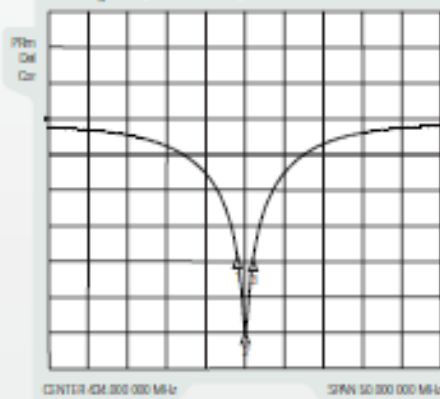


ISM 433MHz

3-Jan-2007 14:54:23

Ch/Meters	1	2	3
1	-21.120 dB	433 MHz	
2	-30.938 dB	434 MHz	
3	-21.658 dB	435 MHz	

CH1 S11 log MAG 5-dB REF 0 dB

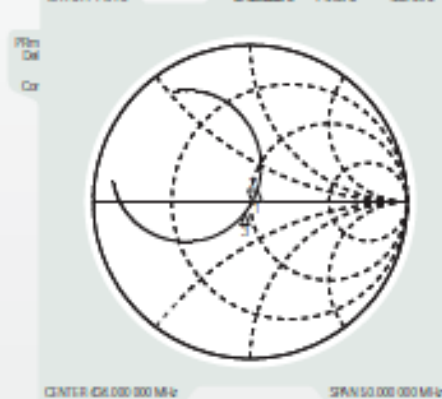


ISM 433MHz

3-Jan-2007 14:56:36

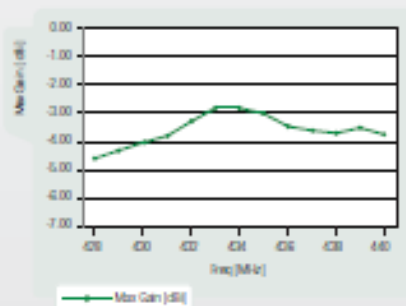
1	64.908 Ω	7.690 Ω	433 MHz
2	51.911 Ω	7.777 Ω	434 MHz
3	66.628 Ω	7.792 Ω	435 MHz

CH1 S11 I U VS



Free space maximum gain, PWB ground clearance area 8.50 x 40.00 mm

W3127 Max Gain



Pulse Finland Oy
Tasatie 6
90440 Kempola, Finland
Tel: +358 207 935 500
Fax: +358 207 935 501
www.pulsonic.com/antennas

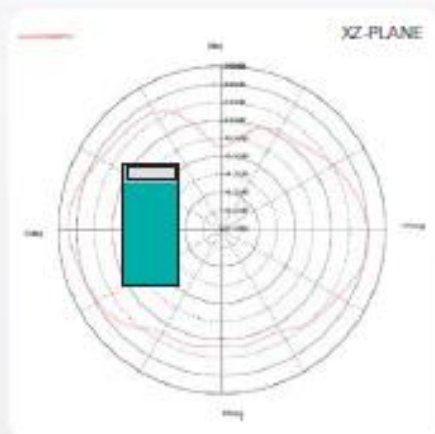


W3127 Datasheet version 1.2. ISM 433MHz Helical Antenna. (04/08).

ISM 433MHz Helical Antenna

Ground cleared under antenna, clearance area 8.50x40.00 mm. Pulse Part Number: W3127

Typical Free space Radiation Patterns

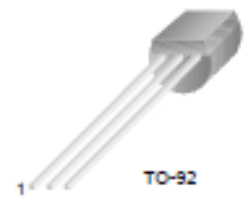


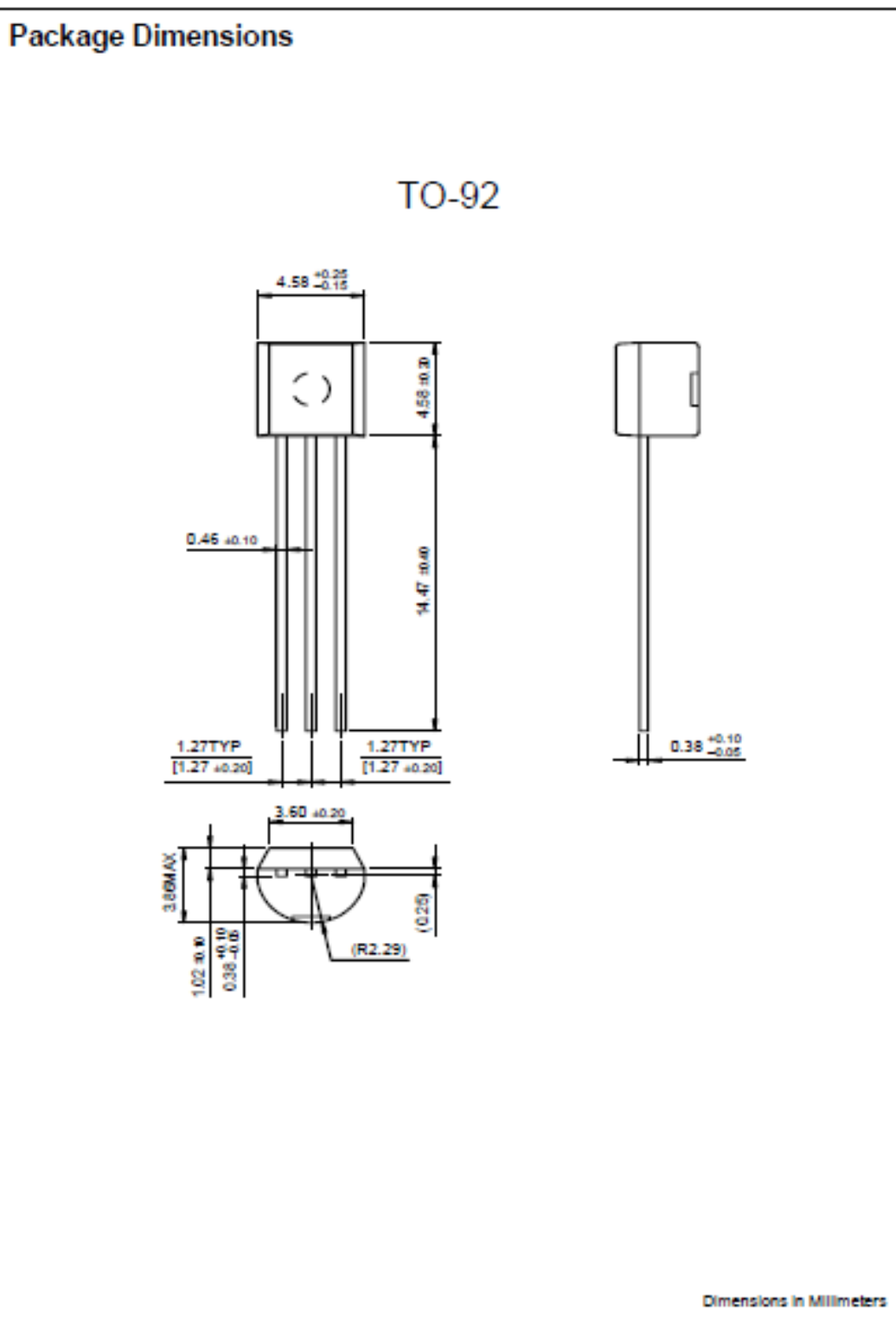
Pulse Finland Oy
 Takallo 6
 90440 Kempola, Finland
 Tel: +358 207 035 500
 Fax: +358 207 035 501
www.pulsecorp.com/en/finland

 **Pulse**
 A HANSON COMPANY
 © 2007. All Rights Reserved.

ANEXO II – DATASHEET DO BF199

Datasheet do transístor utilizado no melhoramento da primeira solução do projeto de estágio.

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR*		BF199		BF199	
NPN RF Transistor		 TO-92 1. Collector 2. Emitter 3. Base			
Absolute Maximum Ratings* $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted					
Symbol	Parameter	Value	Units		
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage	25	V		
V_{CB0}	Collector-Base Voltage	40	V		
V_{EB0}	Emitter-Base Voltage	4.0	V		
I_C	Collector Current - Continuous	50	mA		
T_J, T_{STG}	Operating and Storage Junction Temperature Range	- 55 ~ 150	°C		
* These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.					
NOTES:					
1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degree C.					
2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations					
Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted					
Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
Off Characteristics					
V_{BRCE0}	Collector-Emitter Breakdown Voltage *	$I_C = 1.0\text{mA}, I_B = 0$	25		V
V_{BRCB0}	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100\mu\text{A}, I_E = 0$	40		V
V_{BREB0}	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10\mu\text{A}, I_C = 0$	4.0		V
I_{CES}	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_E = 0$		50	nA
On Characteristics					
h_{FE}	DC Current Gain	$I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$	38		
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$		0.2	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10\text{mA}, I_B = 5.0\text{mA}$		0.92	V
$V_{BE(on)}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}$		0.925	V
Small Signal Characteristics					
f_T	Current gain Bandwidth Product	$I_C = 7.0\text{mA}, V_{CE} = 10\text{V}, f = 100\text{MHz}$		1100	MHz
C_{ie}	Common-Emitter Reverse Transfer Capacitance	$V_{CE} = 10\text{V}, I_E = 0, f = 1.0\text{MHz}$		0.4	pF
* Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$					
Thermal Characteristics $T_A=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted					
Symbol	Parameter	Max.	Units		
P_D	Total Device Dissipation	350	mW		
	Derate above 25°C	2.8	mW/°C		
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction to Case	125	°C/W		
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	357	°C/W		



ANEXO III – DATASHEET DO ADG918/ADG919

Datasheet do *switch* utilizado na primeira solução do projeto de estágio.



Wideband 4 GHz, 43 dB Isolation at 1 GHz,
CMOS 1.65 V to 2.75 V, 2:1 Mux/SPDT

ADG918/ADG919

FEATURES

- Wideband switch: -3 dB @ 4 GHz
- Absorptive/reflective switches
- High off Isolation (43 dB @ 1 GHz)
- Low Insertion loss (0.8 dB @ 1 GHz)
- Single 1.65 V to 2.75 V power supply
- CMOS/LVTTL control logic
- 8-lead MSOP and tiny 3 mm × 3 mm LFCSP packages
- Low power consumption (<1 μ A)

APPLICATIONS

- Wireless communications
- General-purpose RF switching
- Dual-band applications
- High speed filter selection
- Digital transceiver front end switch
- IF switching
- Tuner modules
- Antenna diversity switching

GENERAL DESCRIPTION

The ADG918/ADG919 are wideband switches using a CMOS process to provide high isolation and low insertion loss to 1 GHz. The ADG918 is an absorptive (matched) switch having 50 Ω terminated shunt legs, whereas the ADG919 is a reflective switch. These devices are designed such that the isolation is high over the dc to 1 GHz frequency range. They have on-board CMOS control logic, thus eliminating the need for external controlling circuitry. The control inputs are both CMOS and

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAMS

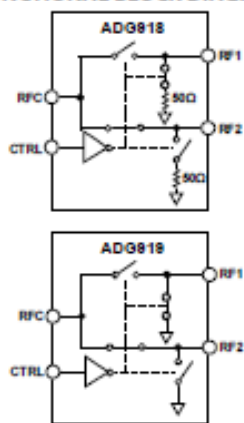


Figure 1.

LVTTL compatible. The low power consumption of these CMOS devices makes them ideally suited to wireless and general-purpose high frequency switching applications.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. -43 dB off isolation @ 1 GHz.
2. 0.8 dB insertion loss @ 1 GHz.
3. Tiny 8-lead MSOP/LFCSP packages.

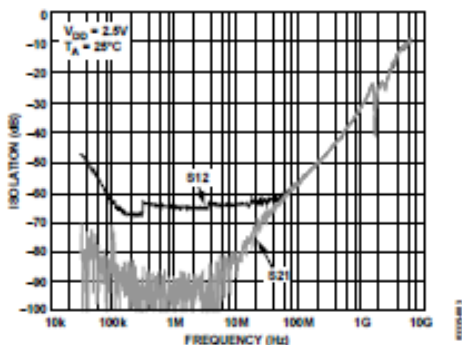


Figure 2. Off Isolation vs. Frequency

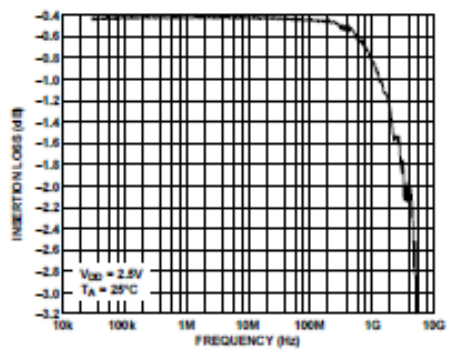


Figure 3. Insertion Loss vs. Frequency

ADG918/ADG919

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

T_A = 25°C, unless otherwise noted.

Table 2.

Parameter	Rating
V _{DD} to GND	-0.5 V to +4 V
Inputs to GND	-0.5 V to V _{DD} + 0.3 V ¹
Continuous Current	30 mA
Input Power	18 dBm
Operating Temperature Range	
Industrial (B Version)	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C
MSOP Package	
θ _{JR} Thermal Impedance	206°C/W
LFCSP Package	
θ _{JR} Thermal Impedance (2-layer board)	84°C/W
θ _{JR} Thermal Impedance (4-layer board)	48°C/W
Lead Temperature, Soldering (10 sec)	300°C
IR Reflow, Peak Temperature (<20 sec)	235°C
ESD	1 kV

¹RF1 and RF2 off port inputs to ground: -0.5 V to V_{DD} - 0.5 V.

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only; functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational section of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

ESD CAUTION



ESD (electrostatic discharge) sensitive device. Charged devices and circuit boards can discharge without detection. Although this product features patented or proprietary protection circuitry, damage may occur on devices subjected to high energy ESD. Therefore, proper ESD precautions should be taken to avoid performance degradation or loss of functionality.

PIN CONFIGURATION AND FUNCTION DESCRIPTIONS

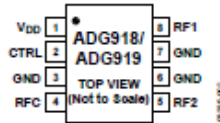


Figure 4. 8-Lead MSOP (RM-8) and 8-Lead 3 mm x 3 mm LFCSP (CP-8); Exposed Pad Tied to Substrate, GND

Table 3. Pin Function Descriptions

Pin No.	Mnemonic	Function
1	V _{DD}	Power Supply Input. These parts can be operated from 1.65 V to 2.75 V, and V _{DD} should be decoupled to GND.
2	CTRL	Logic Control Input. See Table 4.
3, 6, 7	GND	Ground Reference Point for All Circuitry on the Part.
4	RFC	COMMON RF Port for Switch.
5	RF2	RF2 Port.
8	RF1	RF1 Port.

Table 4. Truth Table

CTRL	Signal Path
0	RF2 to RFC
1	RF1 to RFC

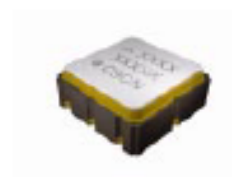
ANEXO IV – DATASHEET DO B3780

Datasheet do filtro implementado na primeira solução do projeto de estágio.

SAW Components	B3780
SAW filter	433.92 MHz
Data sheet	

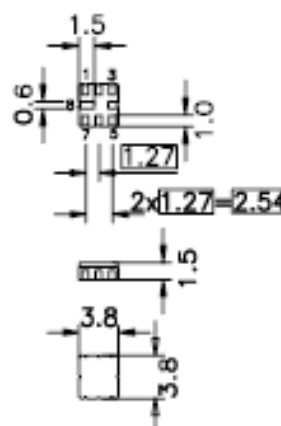
Application

- Low-loss RF filter for remote control receivers
- Balanced and unbalanced operation possible



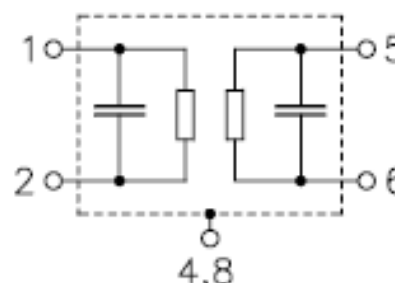
Features

- Package size 3.8 x 3.8 x 1.5 mm³
- Package code QCC8B
- RoHS compatible
- Approximate weight 0.07 g
- Package for Surface Mount Technology (SMT)
- Ni, gold-plated terminals
- Lead free soldering compatible with J - STD20C
- Passivation layer Elpas
- AEC-Q200 qualified component family
- Electrostatic Sensitive Device (ESD)



Pin configuration¹⁾

- 1 Input ground (recommended) or input
- 2 Input (recommended) or input ground
- 5 Output (recommended) or output ground
- 6 Output ground (recommended) or output
- 4,8 Case - ground
- 3,7 To be grounded



1) The recommended pin configuration usually offers best suppression of electrical crosstalk. The filter characteristics refer to this configuration.

SAW Components	B3780
SAW filter	433.92 MHz

Data sheet

**Characteristics**

Temperature range for specification:	T = -40 °C to +105 °C
Terminating source impedance:	Z _S = 50 Ω and matching network
Terminating load impedance:	Z _L = 50 Ω and matching network

	min.	typ. @ 25 °C	max.	
Center frequency f_c	—	433.92	—	MHz
Minimum insertion attenuation				
incl. loss in matching elements	—	2.0	2.8	dB
excl. loss in matching elements	—	1.6	2.4	dB
Pass band (relative to α_{min})				
433.645 ... 434.165 MHz	—	0.9	3.0	dB
433.645 ... 434.195 MHz	—	0.9	4.5 ¹⁾	dB
Filter bandwidth				
$\alpha_{rel} \leq 3$ dB	780	850	920	kHz
Relative attenuation (relative to α_{min}) α_{rel}				
10.00 ... 414.00 MHz	48	53	—	dB
414.00 ... 425.00 MHz	42	47	—	dB
425.00 ... 431.50 MHz	28	33	—	dB
431.50 ... 433.00 MHz	18	21	—	dB
434.92 ... 443.00 MHz	14	18	—	dB
443.00 ... 530.00 MHz	36	41	—	dB
530.00 ... 670.00 MHz	55	60	—	dB
670.00 ... 830.00 MHz	45	50	—	dB
830.00 ... 1000.00 MHz	60	65	—	dB
1000.00 ... 2500.00 MHz	43	48	—	dB
Impedance for pass band matching²⁾				
Input: Z _{IN} = R _{IN} C _{IN}	—	330 1.9	—	Ω pF
Output: Z _{OUT} = R _{OUT} C _{OUT}	—	330 1.9	—	Ω pF

1) 3.0dB for -40°C to +85°C

2) Impedance for passband matching bases on an Ideal, perfect matching of the SAW filter to source- and to load impedance (here 50 Ohm). After removal of the SAW filter the input impedance of the input and output matching network is calculated. The conjugate complex value of these characteristic impedances are the input and output impedances for flat passband. For more details we refer to EPCOS application note #4.

Maximum ratings

Operable temperature range	T	-45/+125	°C	
Storage temperature range	T _{stg}	-45/+125	°C	
DC voltage	V _{DC}	6	V	
Source power	P _S	10	dBm	source impedance 50 Ω

SAW Components

B3780

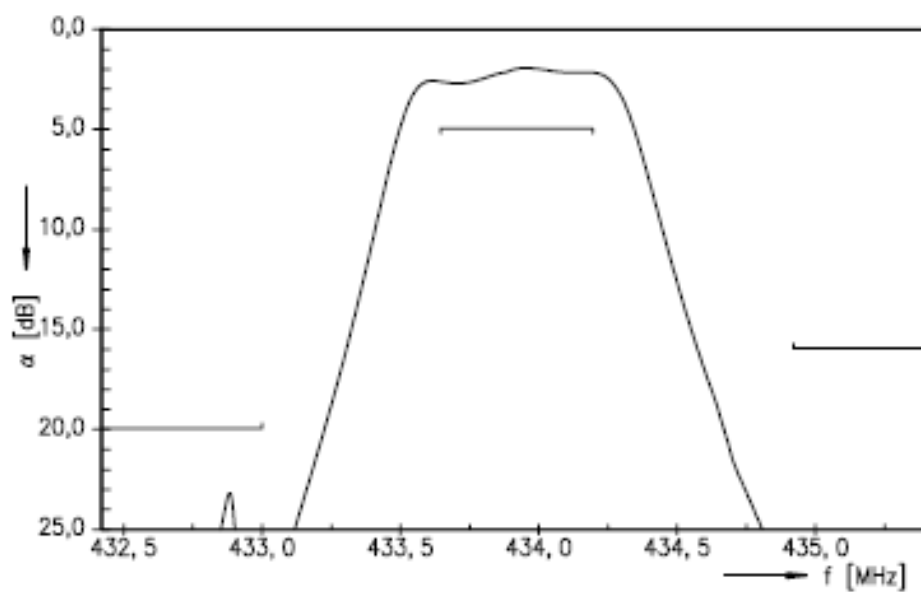
SAW filter

433.92 MHz

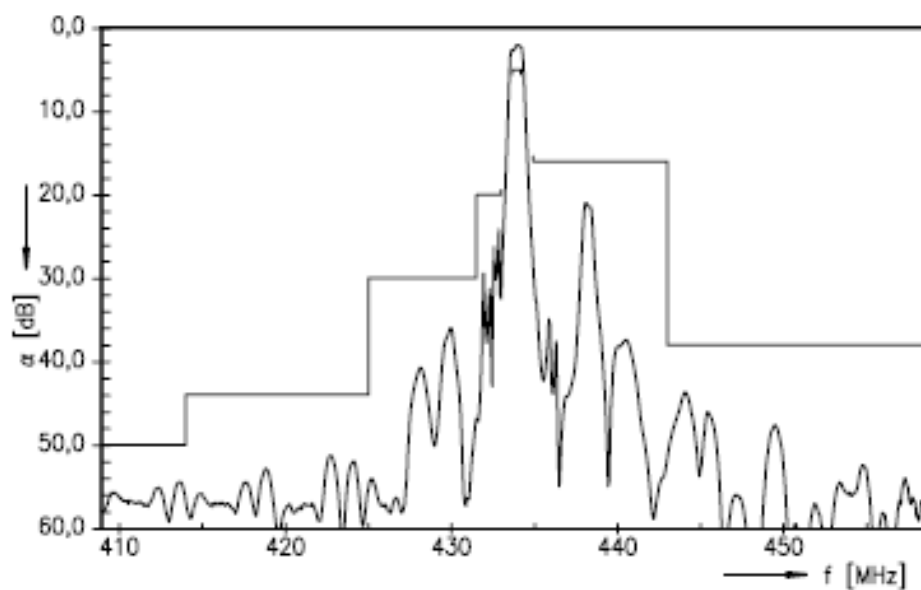
Data sheet



Transfer function



Transfer function (wideband)



ANEXO V – DATASHEET DO CC430F5137

Datasheet do microcontrolador utilizado no projeto de estágio.

MSP430™ Microcontrollers

MSP430 Microcontrollers (MCUs) from Texas Instruments (TI) are 16-bit, RISC-based, mixed-signal processors designed specifically for ultra-low-power. MSP430 MCUs have the right mix of intelligent peripherals, ease-of-use, low cost and lowest power consumption for thousands of applications – including yours. TI offers robust design support for the MSP430 MCU platform along with technical documents, training, tools and software to help designers develop products and release them to market faster. Learn more at www.ti.com/msp430.



Key Features

- Ultra-low-power (ULP) architecture and flexible clock system extend battery life: 0.1-µA RAM retention, <1-µA RTC mode, <100 µA MHz
- Integrated intelligent peripherals including a wide range of high-performance analog and digital peripherals that off-load the CPU
- Easy-to-use 16-bit RISC CPU architecture enables new applications with industry-leading code density
- Complete development ecosystem with tools starting at \$4.30
- Enhanced libraries to benefit several applications such as capacitive touch, metering metrology, low power design and debugging

400+ Ultra-Low-Power Devices

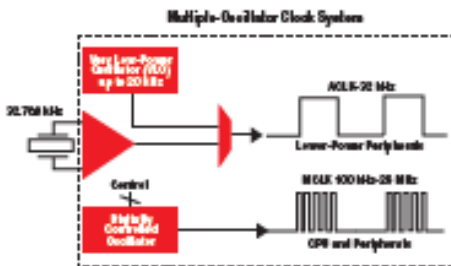
8-MHz to 25-MHz CPU Speed
0.5KB to 256KB Flash
128B to 18KB RAM
14 to 113 pins; 25+ packages

MSP430 Microcontroller DNA

Ultra-Low Power

The MSP430 MCU is designed specifically for ultra-low-power applications. Its flexible clocking system, multiple low-power modes, instant wakeup and intelligent autonomous peripherals enable true ultra-low-power optimization, dramatically extending battery life.

Flexible Clocking System – The MSP430 MCU clock system has the ability to enable and disable various clocks and oscillators which allow the device to enter various low-power modes (LPMs). The flexible clocking system optimizes overall current consumption by only enabling the required clocks when appropriate.



Main Clock (MCLK) – CPU source that may be driven by the internal Digitally Controlled Oscillator (DCO) up to 25 MHz or with external crystal.

Auxiliary Clock (ACLK) – Source for individual peripheral modules driven by the internal low-power oscillator or external crystal.

Sub-Main Clock (SMCLK) – Source for faster individual peripheral modules that may be driven by the internal DCO up to 25 MHz or with external crystal.

Instant Wakeup – The MSP430 MCU can wake-up instantly from LPMs. This ultra-fast wake-up is enabled by the MSP430 MCU's internal digitally controlled oscillator (DCO), which can source up to 25 MHz and be active and stable in 1µs. Instant wake-up functionality is important in ultra-low-power applications since it allows the microcontroller to use the CPU in very efficient bursts and spend more time in LPMs.

Zero-Power Brown-Out Reset (BOR) – The MSP430 MCU's BOR is always enabled and active in all modes of operation. This ensures the most reliable performance possible while maintaining ultra-low-power consumption. The BOR circuit detects low supply voltages and resets the device when power is applied or removed. This functionality is especially critical in battery-powered applications.



Ultra-fast 1-µs DCO start-up allows MSP430-based systems to remain in low-power modes for the longest possible interval – extending battery life. The DCO is fully user programmable.

MSP430™ Microcontroller DNA

Highly Integrated

MSP430 MCUs are highly integrated and offer a wide range of high-performance analog and digital peripherals.

Intelligent Peripherals

The MSP430 MCUs peripherals have been designed to assure maximum functionality and provide system-level interrupts, resets and bus arbitration at the lowest power. Many peripherals may function autonomously, thereby minimizing CPU time spent in active mode.

High-Performance Integration

The 400+ MSP430 devices offer high-performance integration including USB, RF, LCD controllers and Sigma-Delta ADCs. The scalable portfolio allows designers to find the appropriate MSP430 device for many low-power applications. The MSP430 MCU's high integration also enables solutions with smaller physical footprints and minimizes the overall bill of materials.

Snapshot of Integrated Peripherals

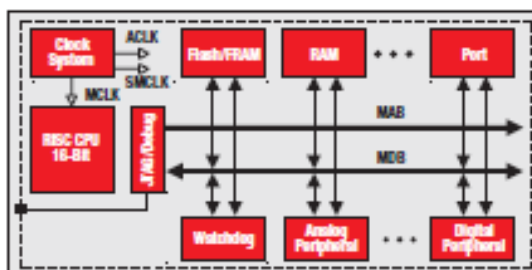
- ADC10
- ADC12
- SD16
- SD24
- Comparator
- DAC12
- DMA
- Multiplier
- OpAmp
- Timers
- Watchdog timer (WDT)
- RTC
- PMM
- Brownout reset (BOR)
- SVS
- RF Front End
- A-POOL
- AES
- USB
- SPI
- I²C
- UART
- LIN/MLDA
- SCAN_JF
- ESP430
- LCD
- Capacitive Touch

Easy to Get Started

MSP430 MCUs are easy-to-use because of a modern 16-bit RISC architecture and a simple development ecosystem.

16-Bit Orthogonal Architecture

The MSP430 MCU's 16-bit architecture provides the flexibility of 16 fully-addressable, single-cycle, 16-bit CPU registers with the power of a RISC. The modern design of the CPU offers versatility using only 27 easy-to-understand instructions and seven consistent addressing modes.



Complete Development Ecosystem

The MSP430 development environment is affordable, seamless and easy-to-use. Get started with the \$4.30 MSP430 Value Line LaunchPad development kit, or use the adaptable MSP-FET430UIF that supports development on all MSP430 devices. Also, download free IDE options such as TI's Code Composer Studio™ IDE, IAR Embedded Workbench or the open-source MSPGCC. MSP430Ware is also available, which is a complete collection of all MSP430 MCU related design resources.

Operating Mode	Description	CPU (MCLK)	SMCLK	ACLK	RAM Retention	BOR	Self Wakeup	Interrupt Sources
Active	CPU, all clocks and peripherals available.	•	•	•	•	•	•	Timers, ADC, DMA, UART, WDT, V0, comparator, Ext. Interrupt, RTC, serial communications, other peripherals
LPM0	CPU is shutdown, peripheral clocks available.		•	•	•	•	•	Timers, ADC, DMA, UART, WDT, V0, comparator, Ext. Interrupt, RTC, serial communications, other peripherals
LPM1	CPU is shutdown, peripheral clocks available. DCD is disabled and the DC generator can be disabled.		•	•	•	•	•	Timers, ADC, DMA, UART, WDT, V0, comparator, Ext. Interrupt, RTC, serial communications, other peripherals
LPM2	CPU is shutdown, only one peripheral clock available. DC generator is enabled.			•	•	•	•	Timers, ADC, DMA, UART, WDT, V0, comparator, Ext. Interrupt, RTC, serial communications, other peripherals
LPM3	CPU is shutdown, only one peripheral clock available. DC generator is disabled.			•	•	•	•	Timers, ADC, DMA, UART, WDT, V0, comparator, Ext. Interrupt, RTC, serial communications, other peripherals
LPM3.5	No RAM retention, RTC can be enabled. (MSP430F5xx generation only)					•	•	Ext. Interrupt, RTC
LPM4	CPU is shutdown and all clocks disabled.				•	•		Ext. Interrupt
LPM4.5	No RAM retention, RTC disabled. (MSP430F5xx generation only)					•		Ext. Interrupt

ANEXO VI – DATASHEET DO AS3933

Datasheet do dispositivo eletrônico de *wake-up* utilizado no projeto de estágio.

AS3933

3D Low Frequency Wakeup Receiver

1 General Description

The AS3933 is a 3-channel low power ASK receiver that is able to generate a wakeup upon detection of a data signal which uses a LF carrier frequency between 15-150 kHz. The integrated correlator can be used for detection of a programmable 16-bit or 32-bit Manchester wakeup pattern. The device can operate using one, two, or three active channels.

The AS3933 provides a digital RSSI value for each active channel, it supports a programmable data rate and Manchester decoding with clock recovery. The AS3933 offers an internal Clock Generator, which is either derived from a crystal oscillator or the internal RC oscillator. The user can decide to use the external clock generator instead.

The programmable features of AS3933 enable to optimize its settings for achieving a longer distance while retaining a reliable wakeup generation. The sensitivity level of AS3933 can be adjusted in presence of a strong field or in noisy environments.

Antenna tuning is greatly simplified, as the automatic tuning feature ensures perfect matching to the desired carrier frequency.

The device is available in 16 pin TSSOP and QFN 4x4 16LD packages.

2 Key Features

- 3-channel ASK wakeup receiver
- Carrier frequency range 15 - 150 kHz
- One, two, or three channel operation
- Reliable 1-, 2- or 3-D wakeup pattern detection
- Programmable wakeup pattern (16-bit or 32-bit) Manchester
- Doubling of wakeup pattern supported (both for 16 and 32 bits)
- Wakeup without pattern detection supported

- Wakeup sensitivity 80 μ V_{RMS} (typ)
- Adjustable sensitivity level
- Highly resistant to false wakeups
- Easy antenna tuning for perfect matching on the wanted carrier frequency
- Self calibration of the internal RC-oscillator
- False wakeup counter
- Periodical forced wakeup supported (1s – 2h)
- Low power listening modes
- Current consumption in 3-channel listening mode 1.7 μ A (typ)
- Data rate adjustable from 0.5- 4 kbps (Manchester)
- Manchester decoding with clock recovery
- Digital RSSI values available for each channel
- Dynamic range 64dB
- 5 bit RSSI step (2dB per step)
- Clock Generator based on 32kHz XTAL, RC-OSC, or External Clock
- Operating temperature range -40 to +85°C
- Operating supply voltage 2.4 - 3.6V (TA = 25°C)
- Bidirectional serial peripheral interface (SPI)
- Package option: 16 pin TSSOP, QFN 4x4 16LD

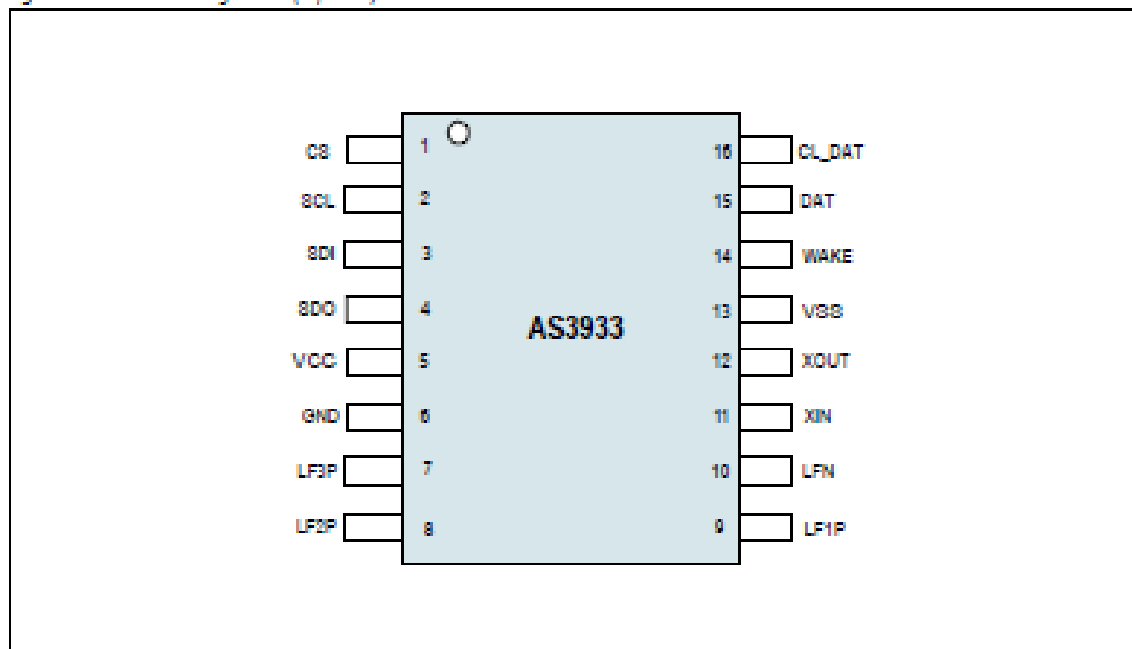
3 Applications

The AS3933 is ideal for Active RFID tags, Real-time location systems, Operator identification, Access control, and Wireless sensors.

4 Pin Assignments

4.1 TSSOP-16 Package

Figure 4. TSSOP Pin Assignments (Top View)



4.1.1 Pin Descriptions

Table 1. TSSOP-16 Pin Descriptions

Pin Name	Pin Number	Pin Type	Description
CS	1	Digital input	Chip select
SCL	2		SDI interface clock
SDI	3		SDI data input
SDO	4	Digital output / tri-state	SDI data output (tri-state when CS is low)
Vcc	5	Supply pad	Positive supply voltage
GND	6		Negative supply voltage
LF3P	7	Analog I/O	Input antenna channel three
LF2P	8		Input antenna channel two
LF1P	9		Input antenna channel one
LFN	10		Common ground for antenna one, two and three
XIN	11		Crystal oscillator input
XOUT	12		Crystal oscillator output
Vss	13	Supply pad	Substrate
WAKE	14	Digital output	Wake-up output IRQ
DAT	15		Data output
CL_DAT	16		Manchester recovered clock

6 Electrical Characteristics

Table 4. Operating Conditions

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
AVDD	Positive supply voltage		2.4	3	3.6	V
AVSS	Negative supply voltage		0		0	V
TAMB	Ambient temperature		-40		85	°C

Table 5. DC/AC Characteristics for Digital Inputs and Outputs

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CMOS Input						
V _{IH}	High level input voltage		0.6 * V _{DD}	0.7 * V _{DD}	0.8 * V _{DD}	V
V _{IL}	Low level input voltage		0.12 * V _{DD}	0.2 * V _{DD}	0.3 * DVDD	V
I _{LEAK}	Input leakage current				100	nA
CMOS Output						
V _{OH}	High level output voltage	With a load current of 1mA	V _{DD} - 0.4			V
V _{OL}	Low level output voltage	With a load current of 1mA			V _{SS} + 0.4	V
CL	Capacitive load	For a clock frequency of 1 MHz			400	pF
Tristate CMOS Output						
V _{OH}	High level output voltage	With a load current of 1mA	V _{DD} - 0.4			V
V _{OL}	Low level output voltage	With a load current of 1mA			V _{SS} + 0.4	V
I _{oz}	Tristate leakage current	to DVDD and DVSS			100	nA

Table 6. Electrical System Specifications

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Characteristics						
R _{IN}	AC Input Impedance at 125kHz	In case no antenna damper is set (R1<4>=0)		2		MΩ
F1max	Maximum Input Frequency Band1			150		kHz
F1min	Minimum Input Frequency Band1			95		kHz
F2max	Maximum Input Frequency Band2			95		kHz
F2min	Minimum Input Frequency Band2			65		kHz
F3max	Maximum Input Frequency Band3			65		kHz
F3min	Minimum Input Frequency Band3			40		kHz
F4max	Maximum Input Frequency Band4			40		kHz
F4min	Minimum Input Frequency Band4			23		kHz
F5max	Maximum Input Frequency Band5			23		kHz
F5min	Minimum Input Frequency Band5			15		kHz