

Carlos Miguel Mendes de Azevedo

Activação e Sincronização de Sensores Sem Fios por Radiofrequência

Dissertação de Mestrado em Engenharia Física, na área de especialização em Instrumentação, orientada pelo Professor Doutor Francisco José de Almeida Cardoso, apresentada ao Departamento de Física da Faculdade de Ciências de Tecnologias da Universidade de Coimbra

2013



UNIVERSIDADE DE COIMBRA

Agradecimentos

Queria agradecer à Eneida® e aos seus engenheiros, nomeadamente à Sónia Semedo, ao Luís Oliveira, ao Sérgio Faria, ao Marcos Cordeiro, ao Nuno Sousa, ao José Oliveira e ao Nuno Santos pela ajuda que me deram ao longo do último ano e por me terem dado condições sem as quais a elaboração deste projecto teria sido impossível. Ao meu orientador, Professor Francisco Cardoso, pelo acompanhamento prestado ao longo do ano. A toda a minha família pelo apoio e em particular aos meus pais e irmã pelo amor e por estarem sempre presentes. Aos meus amigos, nomeadamente, ao João, Tiago e Gonçalo pela constante boa disposição e por todos os grandes momentos que partilhámos. Por fim queria agradecer à minha namorada pelos conselhos, motivação, afecto e acima de tudo pela paciência.

Esta tese é dedicada à minha avó Emília e ao meu avô Azevedo.

Resumo

Esta tese apresenta o estudo, conceptualização e implementação de técnicas e tecnologias que permitem a activação por radiofrequência de nós em redes de sensores sem fios. Foram desenvolvidos dois circuitos eléctricos, que quando incorporados num nó de uma rede de sensores sem fios, permitem a activação por radiofrequência com uma onda portadora na banda dos 433MHz. Um dos circuitos efectua uma activação colectiva, acordando todos os nós da rede, ao passo que o outro circuito realiza uma activação selectiva, recorrendo, para isso, a endereçamento dos nós. O desenvolvimento de cada um dos circuitos abarca uma primeira fase de estudo e simulações que permitiram verificar os princípios teóricos de funcionamento. De seguida, foram desenhadas em Altium as placas de circuitos impressos conceptualizadas e no caso da activação selectiva foi desenvolvido o *firmware* da placa em linguagem C recorrendo ao ambiente de programação IAR. Por fim, foram efectuados testes de alcance, consumo e imunidade a ruído e retiradas as devidas conclusões para cada um dos sistemas desenvolvidos.

Abstract

This thesis presents the study, conceptualization and implementation of techniques and technologies that allow the wake-up through radiofrequency of nodes in wireless networks. In this project it was developed two electric circuits, that when merged in a network sensor node, allow the wake-up radio of the node with a carrier wave of 433MHz. While one of the circuits performs a global wake-up, activating all the sensor nodes in the network, the other performs a selective wake-up, making use of the node addressing. This development starts with a first step of study and simulations that allow the verification of the theoretical principles at stake. After that, it were designed in Altium the printed circuit boards conceptualized. In the particular case of the selective wake-up it was also developed firmware in C making use of the programming environment IAR. Lastly it were performed tests of range, consumption and noise immunity that helped to draw conclusions of the developed systems.

Conteúdo

1.	INTRODUÇÃO	1
1.1.	OBJECTIVOS	1
1.2.	MOTIVAÇÃO E OPORTUNIDADES	1
1.3.	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	2
2.	GESTÃO DE ENERGIA E WAKE-UP RADIO EM REDES DE SENSORES SEM FIOS	3
2.1.	INTRODUÇÃO	3
2.2.	ABORDAGENS PARA ACTIVAÇÃO COLECTIVA	5
2.3.	ABORDAGENS PARA ACTIVAÇÃO SELECTIVA	8
2.4.	CONCLUSÃO – ESPECIFICAÇÕES DO PROJECTO	14
3.	ACTIVAÇÃO COLECTIVA	17
3.1.	OBJECTIVO	17
3.2.	CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO	19
3.2.1.	ANTENA	19
3.2.2.	FILTRAGEM	21
3.2.3.	RECTIFICAÇÃO	22
3.2.4.	AMPLIFICAÇÃO	24
3.2.5.	COMPARAÇÃO	25
3.3.	SIMULAÇÕES	26
3.4.	CIRCUITO IMPLEMENTADO NA BREADBOARD	28
3.5.	DESENHO DA PLACA DE CIRCUITOS IMPRESSOS	34
3.6.	TESTES E RESULTADOS	40
3.7.	DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	45
4.	ACTIVAÇÃO SELECTIVA	47
4.1.	OBJECTIVO	47
4.2.	CONSTRUÇÃO DO CIRCUITO	47
4.3.	MICROCONTROLADOR	49
4.3.1.	CORRELAÇÃO DE ENDEREÇOS	49
4.3.2.	ADAPTAÇÃO DE IMPEDÂNCIAS	53
4.3.3.	AMPLIFICAÇÃO	55
4.3.4.	DEMODULAÇÃO	56
4.3.5.	ALIMENTAÇÃO	58
4.4.	DESENHO DA PLACA DE CIRCUITOS IMPRESSOS	58
4.5.	FIRMWARE	62
4.6.	TESTES E RESULTADOS	64
4.7.	DISCUSSÃO E CONCLUSÕES	67
5.	CONCLUSÃO E TRABALHO FUTURO	69
	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	71
	APÊNDICE	73
	APÊNDICE A	73
	APÊNDICE B	76

Índice de Figuras

Figura 1 - Circuito primário implementado Retirado de (1).....	5
Figura 2 - Circuito de activação com sistema de armazenamento de energia (Retirado de (1))..	6
Figura 3 - Correlação entre a distância e a latência (Retirado de (1)).....	6
Figura 4 - Comparação do tempo de vida para vários esquemas de gestão de energia (Retirado de (1))	7
Figura 5 - Sistema CargoNet (Retirado de (2))	7
Figura 6 – Sistema PicoRadio (3) (4).....	8
Figura 7 - Circuito de wake-up (Retirado de (5)).....	9
Figura 8 - Pulse Interval Encoding (Retirado de (5)).....	10
Figura 9 - Algoritmo de validação do sinal de wake-up (Retirado de (5)).....	11
Figura 10 - Diagrama de blocos do sistema implementado por Stevan J. Marinkovic et al. (6) .	12
Figura 11 - Diagrama de blocos do receptor de wake-up desenvolvido por Stevan J. Marinkovic et al. (6)	12
Figura 12 - Esquema representativo do protocolo (Retirado de (7)).....	13
Figura 13 – Diagrama de blocos do sistema de acordar selectivo desenvolvido por Gerd U. Gamm et al (8).....	14
Figura 14 – Esquema exemplificativo de uma das principais aplicações deste sistema de activação colectiva	18
Figura 15 - Preâmbulo de início de transmissão enviado pelo sensor.....	19
Figura 16 – Imagem exemplificativa do padrão de emissão teórico de uma <i>whip</i> antena.....	20
Figura 17 – Módulo de adaptação de impedâncias e filtragem efectuado com componentes discretos	21
Figura 18 – Circuito de rectificação de onda completa.....	22
Figura 19 – Simulação em Multisim do circuito apresentado na figura 18.....	22
Figura 20 – Circuito de rectificação de meia onda.....	23
Figura 21 - Simulação em Multisim do circuito apresentado na figura 20	23
Figura 22 – Multiplicador de tensão com três estágios	24
Figura 23 – Amplificador operacional com montagem não inversora.....	25
Figura 24 – Sinais de entrada e de saída de um multiplicador de tensão com condensadores de 100pF.....	26
Figura 25 – Sinais de entrada e de saída de um multiplicador de tensão com condensadores de 10nF.....	27
Figura 26 - Circuito de wake-up simulado em Multisim	28
Figura 27 - Resultado da simulação em Multisim do circuito da figura 26	28
Figura 28 – Montagem de testes para os circuitos implementados na breadboard	29
Figura 29 – Circuito com três estágios de multiplicação.....	29
Figura 30 – Circuito um estágio de multiplicação	31
Figura 31 – Circuito com uma ponte de díodos	32
Figura 32 – Circuito final implementado na breadboard com o qual foi determinado o seu alcance máximo.....	33
Figura 33 - Esquema recomendado para o TPS78233 (Retirado do site WEBENCH® Designer (19))	36

Figura 34 – Esquemático referente à alimentação implementada para todas as placas	36
Figura 35 - Esquemático da placa com 3 estágios de multiplicação	37
Figura 36 - Esquemáticos da placa com 1 estágio de multiplicação	37
Figura 37 - Colocação das vias para a terra segundo as recomendações da Epcos (Retirado da datasheet (17)).....	39
Figura 38 – Placa de circuitos impressos do acordar colectivo sem os planos de terra	40
Figura 39 – Distância em função da tensão à saída do comparador que permite identificar zonas de sombra	42
Figura 40 - Distância em função da tensão à saída do comparador que permite identificar zonas de sombra	43
Figura 41 - A onda portadora de 433MHz é ligada e desligada para gerar um sinal com 125kHz	49
Figura 42 - Pinos do AS3933 (imagem retirada da datasheet (21))	50
Figura 43 - Escrita de um byte num registo do AS3933 (imagem retirada da datasheet (21)) ..	51
Figura 44 – Formatação dos comandos enviados por SPI.....	51
Figura 45 – Formatação do sinal enviado e respectiva interpretação do integrado AS3932 (Retirado de (9))	52
Figura 46 – Tipos de circuitos mais comuns de adaptação de impedâncias.....	53
Figura 47 - Retirado da datasheet do HSMS-285C (18)	54
Figura 48 – Modelo utilizado no cálculo dos parâmetros da adaptação de impedâncias PI-Match	54
Figura 49 - Adaptação de impedâncias com o filtro SAW B3760 (imagem retirada da datasheet (17)).....	55
Figura 50 – Sinal quadrado com 125 kHz resultante do envelope da onda portadora	56
Figura 51 - Circuito de demodulação por detecção de envelope	57
Figura 52 – Resultado da simulação em Multisim do circuito presente na Figura 41	57
Figura 53 - Esquemático da parte de adaptação de impedâncias e amplificação	58
Figura 54 - Esquemático da parte de demodulação e de correlação de endereços.....	59
Figura 55 - Esquemático do microcontrolador e respectivos elementos periféricos	60
Figura 56 - Esquemático da ficha de programação e do LED.....	60
Figura 57 - Esquemático da alimentação utilizada	61
Figura 58 - Placa de circuitos impressos do acordar selectivo, sem os planos de terra	62
Figura 59 –Montagem utilizada nos tetes em campo aberto.....	65

Índice de Tabelas

Tabela 1 - Tabela comparativa das várias frequências de operação (Retirada de (5))	9
Tabela 2 – Tabela comparativa de vários trabalhos desenvolvidos nesta área (Retirado de (6))	13
Tabela 3 - Resultados para a antena helicoidal com circuito com 3 estágios de amplificação e um AmpOp	30
Tabela 4 - Resultados para a antena de fio com circuito com 3 estágios de amplificação e um AmpOp.....	30
Tabela 5 - Resultados para a antena de fio com circuito com um estágio de amplificação e um AmpOp.....	31
Tabela 6 - Resultados para a antena de fio com circuito com uma ponte de díodos e um AmpOp.....	32
Tabela 7- Relação entre a qualidade do sinal e respectiva SNR.....	33
Tabela 8 - Resultados obtidos para o teste de alcance num corredor para os circuitos com 3 estágios.....	41
Tabela 9 - Resultados obtidos para o teste de alcance num corredor para os circuitos com 1 estágio	41
Tabela 10 - Resultados obtidos para testes em campo aberto com a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA.....	44
Tabela 11 - Consumos das quatro placas de acordar simples.....	44

Acrónimos

RTID – Radio-Triggered Identification
RF – Radio Frequency
OOK – On-Off-Keying
RTWAC – Radio Triggered Wake-up with Addressing Capabilities
RFID – Radio-Frequency Identification
FSK – Frequency-shift keying
DIP – Dual In-Line Package
SNR – Signal-to-Noise Ratio
RTWAC – Radio-Triggered Wake-ups

1. Introdução

1.1. Objectivos

Este trabalho tem como objectivo o desenvolvimento de sistema que permita efectuar a activação de sensores por irradiação de radiofrequência. Este sistema irá consistir num circuito que ao receber esse determinado sinal permitirá activar o sensor no qual está incorporado.

Desta forma, irão ser desenvolvidos dois sistemas de activação diferentes, o primeiro que possibilitará um despertar colectivo e o segundo um despertar selectivo. Na activação colectiva o sinal emitido irá despertar todos os sensores presentes na rede de sensores que incorporem este circuito de activação. Por outro lado, na activação selectiva apenas será acordado o sensor para o qual o sinal está endereçado.

Este projecto foi desenvolvido em ambiente empresarial, numa colaboração entre o Laboratório de Automação e Instrumentação Industrial do Centro de Instrumentação do Departamento de Física da Universidade de Coimbra e a empresa Eneida®.

1.2. Motivação e oportunidades

Em virtude da necessidade de recorrer a fontes de alimentação percíveis a curto prazo, estas redes encontram o seu maior obstáculo no consumo de energia. Este problema prende-se não só com o facto de que a substituição da bateria de cada nó acarreta custos, mas também muitas vezes exige a paragem forçada de máquinas e processos que trazem uma quebra na produção e consequentes prejuízos.

Os objectivos deste projecto vêm responder à necessidade crescente de uma gestão cada vez mais estrita da energia disponível em nós de redes de sensores sem fios. Assim, esta gestão surge tanto no sentido de aumentar a longevidade das baterias, utilizadas por estes nós, como no sentido de evitar o recurso a esta fonte de alimentação, sendo totalmente substituídas apenas por mecanismos de captura de energia do meio envolvente.

Estas motivações associadas à oportunidade da empresa Eneida® pretender iniciar o desenvolvimento desta tecnologia, concedem as condições necessárias e suficientes para o desenvolvimento deste projecto.

1.3. Estrutura da dissertação

Esta tese encontra-se dividida em cinco capítulos, sendo que dentro destes figuram vários subcapítulos e ainda subdivisões destes últimos, que se encontram todos numerados para facilitar a navegação.

O segundo capítulo apresenta uma introdução ao projecto, explicando de forma mais aprofundada os conceitos envolvidos vai ao encontro das necessidades do projecto. Posteriormente apresenta o estado da técnica referente a este tema e é com base nesse estudo que o capítulo encerra apresentando o caminho a seguir para a implementação do projecto.

O terceiro capítulo trata de toda a implementação da activação colectiva, partindo da definição dos requisitos iniciais, passando pelo estudo de qual a melhor solução prática para o circuito e execução da mesma, até aos testes efectuados e respectiva análise e discussão dos resultados.

O quarto capítulo apresenta uma estrutura idêntica à do terceiro capítulo, mas neste caso referente à activação selectiva. Desta forma, envolve a definição dos parâmetros iniciais de projecto, a construção do circuito onde é encontrada a melhor solução prática para este, o desenho do mesmo, o desenvolvimento de software e por fim testes e análise de resultados.

O último capítulo, que corresponde ao quinto, abarca as conclusões finais e propostas de trabalho futuro para optimização de parâmetros e melhoramento do sistema implementado.

Por fim, incluem-se em apêndice os códigos de firmware do sistema de activação selectiva.

2. Gestão de energia e wake-up radio em redes de sensores sem fios

2.1. Introdução

Actualmente as redes de sensores sem fios desempenham um papel muito importante na sociedade uma vez que conquistaram funções úteis nos mais diversos domínios das nossas vidas. As redes de sensores sem fios são sistemas autónomos e cooperantes que permitem a monitorização de grandezas físicas como a temperatura, vibrações, pressão, etc. Por conseguinte, estas redes compreendem uma série de nós que se encarregam de adquirir, processar, armazenar e transmitir estes dados. Cada um destes nós, os quais algumas vezes iremos chamar também de sensores, é constituído por um transdutor, um microcontrolador, um módulo de comunicação e evidentemente, uma fonte de alimentação que poderá assumir a forma de uma bateria ou de condensadores.

Em virtude da necessidade de recorrer a fontes de alimentação perecíveis a curto prazo, estas redes encontram o seu maior obstáculo no consumo de energia. Este problema prende-se não só com o facto de que a substituição da bateria de cada sensor acarreta custos, mas também esta interrupção exige muitas vezes a paragem forçada de máquinas e processos que trazem uma quebra na produção e consequentes prejuízos.

Para ultrapassar este problema recorre-se, sempre que possível, a métodos de captura de energia (*energy harvesting*) que permitam a transformação da energia desperdiçada no meio ambiente, sobre a forma de energia solar, térmica, vibrações, etc, em energia útil para o sensor. Assim, através do acoplamento de componentes, como painéis fotovoltaicos, piezoeléctricos, etc, e respectivos circuitos de acondicionamento aos sensores permitem a captura desta energia desperdiçada e transformam-na em energia eléctrica que, na maior parte dos casos, é utilizada para recarregar a bateria onde ficará armazenada para que quando o sensor necessite possa ser utilizada. Caso os requisitos energéticos do sensor assim o permitam, ou seja, sempre que o sensor tenha um consumo de corrente inferior aquele fornecido pela captura de energia, pode ser mesmo excluída a utilização de uma bateria.

Desta forma, com vista minimizar o consumo de energia da rede de sensores sem fios existem várias práticas para que cada sensor funcione no mínimo durante 10 anos até necessitar de ser reposta a bateria. Devem então ser atendidos os seguintes itens:

1. Na concepção e construção do sensor deve ser utilizada electrónica de baixa potência para que cada componente deste consiga desempenhar as funções que lhe são atribuídas com o mínimo consumo de energia.
2. Tendo em conta que num sensor a comunicação de dados é a maior parcela no consumo de energia e sendo esta troca geralmente pontual, conclui-se que é desperdiçada muita energia apenas a escutar o canal de rádio. Assim, deve-se recorrer ao desligamento sistemático de circuitos integrados e/ou a regimes de funcionamento precários, ou seja, indução do sensor em modos de adormecimento mais ou menos profundos.
3. O recurso a mecanismos de reactivação de circuitos integrados adormecidos para um modo activo.

O ponto um constitui um elemento basilar de qualquer projecto que tenha como requisito a poupança energética e corresponde ao primeiro passo a tomar na direcção de uma boa construção do circuito. O ponto dois é realizado por software e uma vez que cada microcontrolador tem diferentes modos de adormecimento, deve ser adequado a cada caso. O ponto três constitui a essência deste trabalho, sendo que consiste na proposta, realização e demonstração de técnicas e tecnologias que permitam a implementação da capacidade de activação de nós de redes de sensores em circunstâncias assíncronas.

Em muitos casos o período de activação é síncrono e portanto faz todo o sentido utilizar o *duty cycling*. Este consiste na transição entre um estado activo, de elevado consumo, para um estado de muito baixo consumo (*sleep mode*) durante um certo período de tempo após o qual regressa ao estado activo. Esta transição é efectuada com recurso a um temporizador interno que desliga vários componentes do sensor de acordo com esquemas predefinidos e específicos de cada microcontrolador. Caso exista sincronismo na necessidade de activação este sistema é claramente o mais vantajoso, no entanto caso o processo seja assíncrono este pode tornar-se, em alguns casos, desvantajoso. Isto deve-se ao facto de que durante o período de tempo no qual o sensor se encontra no estado inactivo, este não executa qualquer tipo de operação e desta forma caso ocorra algum evento importante o sensor irá simplesmente perdê-lo. Portanto o *duty cycling* exige um compromisso entre o tempo que o sensor se encontra activo, durante o qual consome energia, e o tempo no qual se encontra num estado inactivo, no qual não tem a capacidade de efectuar qualquer operação. Esta desvantagem cria a necessidade de adaptação de cada algoritmo de *duty cycling* a cada função específica, o que aliado à possibilidade de mesmo assim existirem perdas de dados importantes torna esta técnica pouco atraente para cenários assíncronos.

Desta forma, surgiu outra solução para uma gestão eficiente da energia que se adequa melhor a cenários assíncronos que passa pela activação de sensores por radiofrequência (*wake-up radio*). Esta consiste no acoplamento ao nó de um circuito que pode ter uma antena dedicada ou partilhar a antena utilizada pelo próprio nó, que ao receber uma emissão por radiofrequência, com determinadas características, gera um sinal que activa o nó. Assim permite-se que o nó permaneça desligado até que seja necessária executar alguma acção de medição ou de comunicação por parte deste.

Pode-se separar a activação de sensores por radiofrequência em dois tipos: colectiva e selectiva. No primeiro, o circuito acoplado ao sensor activa o sensor sempre que recebe um sinal dentro da gama de frequências predefinidas. A energia presente na onda electromagnética do sinal de radiofrequência emitido, é captada, amplificada e é utilizada para gerar o sinal de activação que permitirá activar o nó da rede. Este sistema, como o nome indica, efectua uma activação 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 mais falsos acordar que a activação selectiva.

Por outro lado, a activação selectiva permite discriminar qual o nó da rede de sensores que se pretende acordar. Esta característica é possível uma vez que este tipo de sistema utiliza um circuito que tem a capacidade de endereçamento, ou seja, de armazenar um endereço que o identifique e reconhecer se os dados recebidos correspondem ou não a esse seu endereço. Desta forma, o emissor não pode apenas enviar uma onda com uma determinada frequência, como na activação colectiva, deve pois em conjunto com a onda portadora enviar um sinal modulado com o endereço do nó que pretende ser activado. Este sistema é bastante mais complexo que o acordar colectivo, mas por outro lado, apresenta vantagens a nível de discriminação de nós e diminuição de falsos acordar, que em certos cenários podem ser características imprescindíveis.

Estes sistemas que permitem acordar os sensores do modo adormecido por irradiação de radiofrequência são comumente denominados de wake-up radio e portanto daqui em diante esta nomenclatura será muitas vezes utilizada.

Nos subcapítulos seguintes serão analisados vários trabalhos, já realizados nesta área, com o objectivo de comparar as suas vantagens e desvantagens, permitindo assim obter uma melhor opção e decidir o rumo a adoptar para o desenvolvimento deste projecto.

2.2. Abordagens para activação colectiva

Na activação colectiva Gu et al. (1) propõem o uso de um circuito externo acoplado ao sensor, que permite a activação por radiofrequência. Este recorre apenas ao uso de componentes passivos que transformam a energia proveniente das ondas electromagnéticas, presentes no sinal enviado, e a transformam num impulso eléctrico que permitirá fazer a activação do sensor. Esta activação é efectuada através do accionamento de uma interrupção no microcontrolador que acciona os vários componentes do sensor que estavam inactivos. Esta activação ocorre sempre que o sinal recebido tem energia suficiente para criar uma diferença de potencial que permita a ocorrência de uma interrupção. No entanto, devido à simplicidade do circuito implementado, figura 1, este cria uma interrupção sempre que se

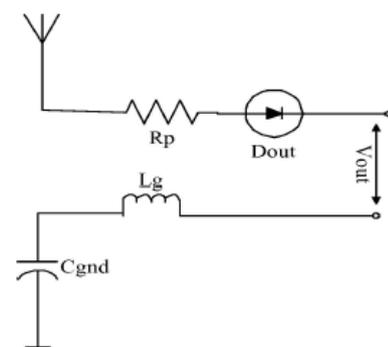


Figura 1 - Circuito primário implementado Retirado de (1)

encontra na presença de um campo electromagnético, suficientemente forte, dentro da frequência de operação. A inexistência de mecanismos de endereçamento conduz a activações do sensor indesejadas. Com o objectivo de solucionar este problema foi implementado um sistema Radio-Triggered-ID (RTID), no qual se efectuam várias transmissões em simultâneo de sinais com diferentes frequências (6 distintas), permitindo assim o endereçamento para diferentes nodos (20 combinações de frequências).

Esta solução tem claramente várias desvantagens, desde a necessidade de implementação em cada sensor hardware adicional para cada frequência, bem como a existência de um módulo de comunicação capaz de transmitir várias frequências em simultâneo até ao facto de a abordagem utilizada para implementar o sistema de RTID conferir um espaço de endereçamento bastante limitado.

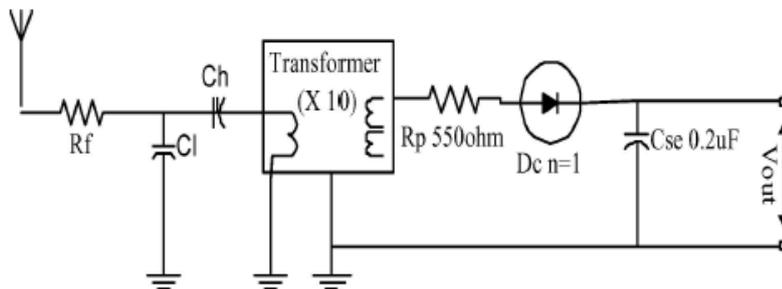


Figura 2 - Circuito de activação com sistema de armazenamento de energia (Retirado de (1))

Além disso, o circuito primário apresentado apresenta um alcance bastante reduzido (aproximadamente 3 metros), tendo sido por isso melhorado para um circuito, baseado em condensadores, que permite a acumulação de energia durante um determinado período de tempo. Quanto maior for este intervalo de tempo tanto maior será a distância máxima à qual o transmissor pode estar do receptor. Desta forma, é essencial encontrar um compromisso entre esta distância a latência permitida (ver figura 3).

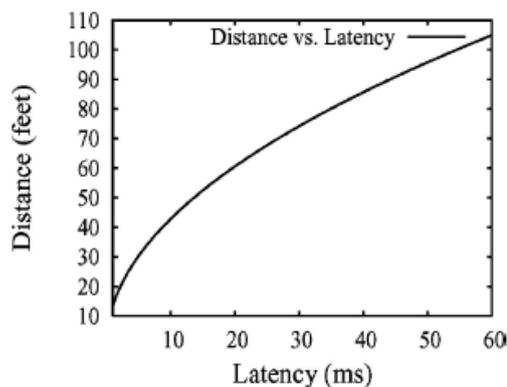


Figura 3 - Correlação entre a distância e a latência (Retirado de (1))

Mesmo assim, segundo os testes realizados por Gu et al. (1) o tempo de vida de uma rede de sensores sem fios utilizando este mecanismo é superior a um esquema de *duty cycling* otimizado para a rede em questão. Para um esquema energético em que o sensor se

encontra sempre ligado o tempo de vida é de 3,3 dias, enquanto num esquema de *duty cycling* é de 49,5 dias e no esquema de activação por radiofrequência utilizado é de 178 dias como se ilustra com a figura 4.

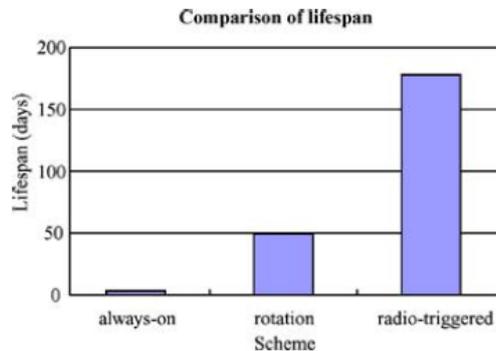


Figura 4 - Comparação do tempo de vida para vários esquemas de gestão de energia (Retirado de (1))

Como parte integrante do projecto CargoNet, Malinowski et al. (2) desenvolveram um receptor de radiofrequência com amplificação directa que opera a 300 MHz. Os principais blocos constituintes são uma antena com funcionamento na frequência de *wake-up*, um *envelope detector* e um amplificador de micropotência. Este receptor tem uma responsividade de -65 dBm e um consumo de potência de $2,8 \mu W$. Este receptor RF tem ainda a capacidade de detectar um sinal modulado OOK (On-Off-Keying) com pulsos quadrados de 25 Hz.

Este sistema é constituído por um microcontrolador MSP430F135, um relógio de tempo real PCF8563 e um módulo de comunicação Texas CC2500. Este módulo permite o *wake-up* a uma frequência de 300 MHz e uma comunicação a 2.4 GHz tanto entre o interrogador e o sensor como entre sensores.

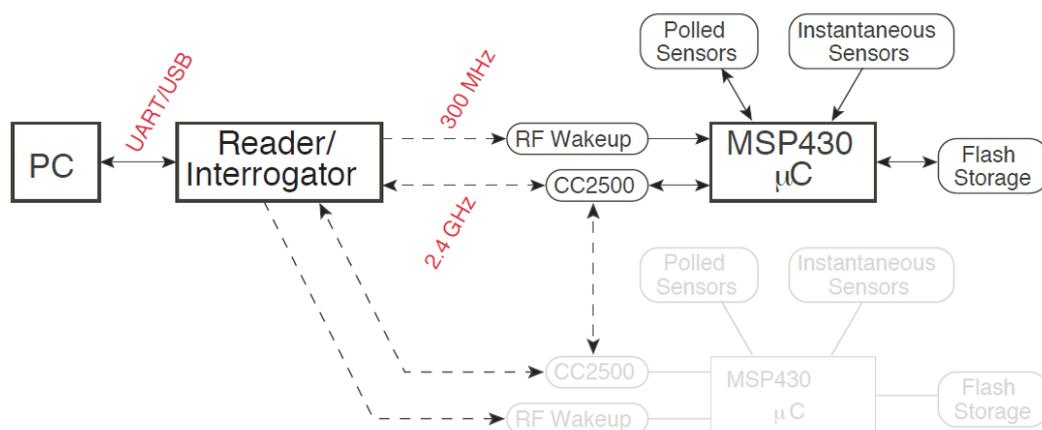


Figura 5 - Sistema CargoNet (Retirado de (2))

PicoRadio (3) (4) propõe um módulo de comunicação de muito baixa potência, capaz de monitorizar o meio envolvente. Este módulo, visível na figura 6, pode ser utilizado apenas como módulo rádio para envio e recepção de dados por parte do sensor ou então como módulo de *wake-up*. No modo de recepção este módulo apresenta um consumo total de $380\mu W$, com uma alimentação de $1V$ e uma responsividade de -75 dBm . No modo de transmissão consome $1,6\text{ mW}$ com uma potência de saída de zero dBm . Comparativamente com os módulos de comunicação rádio mais recentes, com consumos da ordem dos $10 - 30\text{ mA}$ com uma tensão de alimentação de $2 - 3\text{ V}$, o PicoRadio apresenta um consumo bastante mais baixo. Mesmo assim apresenta um consumo elevado para um funcionamento que se pretende ininterrupto.



Figura 6 – Sistema PicoRadio (3) (4)

2.3. Abordagens para activação selectiva

Para a activação selectiva, Junaid et al. (5) desenvolveram um sistema de activação por radiofrequência com capacidade de endereçamento (*RTWAC – Radio Triggered Wake-up with Addressing Capabilities*). Aqueles autores começaram por proceder à escolha da frequência de comunicação tendo em conta os seguintes factores: alcance de comunicação, tamanho da antena, complexidade do circuito, disponibilidade dos componentes necessários e licença da frequência de operação. Assim ficaram cingidos às seguintes frequências na banda ISM: 13.56 MHz , 433 MHz , 868 MHz , 2.4 GHz e ainda os $100\text{-}135\text{ kHz}$ que pertencentes à comunicação RFID. Apesar do RFID não necessitar de alimentação *biasing*, o que é uma mais valia uma vez que se pretende obter o menor consumo energético possível, apresenta um alcance de comunicação reduzido e um tamanho da antena demasiado grande. Esta condição é verificada pela lei de Friis de onde se pode deduzir que, para as mesmas condições, quanto maior a frequência de operação menor o tamanho da antena mas também menor o alcance. Além disso, a frequência de 2.4 GHz também não é a melhor escolha uma vez que é mais difícil obter componentes discretos para esta frequência. Desta forma, tendo em conta a tabela 1 e testes práticos realizados pelo autor, a escolha da frequência de operação recaiu nos 858.5 MHz .

Tabela 1 - Tabela comparativa das várias frequências de operação (Retirada de (5))

Frequency range	Communication distance	Antenna size	Hardware circuit size	Components availability
100-135 kHz	-	-	++	++
13.56 MHz	-	-	+	+
433 MHz	+	-	+	+
868 MHz	+	+ -	+	+
2.4 GHz	+ -	+	+	+ -

Assim, com o objectivo de obter a maior conversão de energia para esta frequência, foi escolhida uma antena dipolar de meio comprimento de onda, feita a partir de um fio de cobre com 1 mm de diâmetro e 16.4 cm de comprimento.

O sinal de activação é gerado por um módulo constituído por um microprocessador Moteiv Inc.'s TelosB ao qual está acoplado um transmissor radio Texas Instruments Inc.'s CC1000PPK-868. Este transmissor gera um sinal modulado OOK com uma frequência de 868.5 MHz, o qual é posteriormente amplificado por um ZHL-2010 frequency amplifier por forma a aumentar o alcance do sinal. Para que o transmissor CC1000 não module o sinal segundo FSK a diferença de frequências é anulada. Assim para obter a modulação OOK o transmissor CC1000 envia comandos para o amplificador para ligar e desligar a potência de saída conduzindo assim a um sinal intermitente que será interpretado no receptor como zeros e uns. Por sua vez, o receptor é constituído pela antena dipolar de meio comprimento de onda associada a um circuito de *wake-up* o qual está conectado a um pino de um nodo TelosB. Assim quando o circuito recebe um sinal de *wake-up* gera uma interrupção no nodo acordando o sistema.

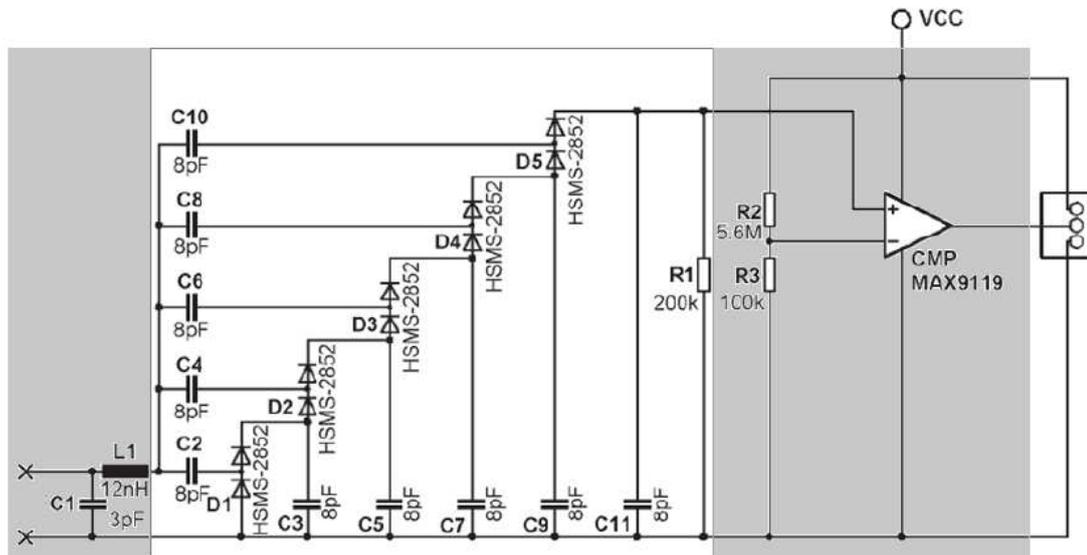


Figura 7 - Circuito de wake-up (Retirado de (5))

Dado que a potência induzida na antena é bastante reduzida, mesmo para curtas distâncias, este circuito de *wake-up* tem como principal objectivo acumular a energia recebida ao longo de um determinado intervalo de tempo até atingir a tensão necessária para gerar a interrupção no microcontrolador. Para isso recorreram a um *voltage multiplier* (parte a branco na imagem acima), que funciona como um simples *envelope detector*. Este sinal obtido à saída do *voltage multiplier* é posteriormente digitalizado no comparador que compara a amplitude deste com uma tensão predefinida e coloca à saída um nível alto ou baixo. Este comparador

diminui também o efeito de interferência da banda GSM que afecta os dispositivos que funcionam nesta largura de banda.

Este circuito tem um consumo de corrente total de 876 nA , sendo que 350 nA são consumidos pelo comparador e 526 nA pelo divisor de tensão. Estes valores são bastante reduzidos quando comparados com o consumo do microprocessador em estado de baixo consumo ($3.3\text{ }\mu\text{A}$).

O protocolo de comunicação criado para este sistema de *wake-up* utiliza um *encoding* de dados PIE (*Pulse Interval Encoding*) que se caracteriza por começar com uma transmissão de um nível elevado durante um certo período T e depois é precedida por uma transmissão de um nível baixo durante um intervalo de tempo T para o valor "1" e durante um intervalo de tempo $2T$ e para o valor "0". Comparativamente com outros modelos de encoding este é mais vantajoso visto que o microprocessador apenas tem de analisar as transições de um nível baixo para um nível alto e o tempo decorrido entre estas, minimizando assim o tempo de processamento e consequentemente reduzindo o consumo energético.

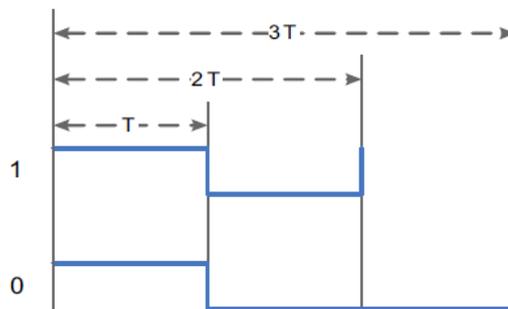


Figura 8 - Pulse Interval Encoding (Retirado de (5))

Durante a transmissão cada pacote enviado apresenta sempre a mesma estrutura sendo constituído por um byte de sincronização, dois bytes com o endereçamento, dois bytes com os comandos a serem executados e um byte final de controlo. O algoritmo de validação do sinal de *wake-up* recebido pode ser facilmente compreendido através do diagrama mostrado na figura 9.

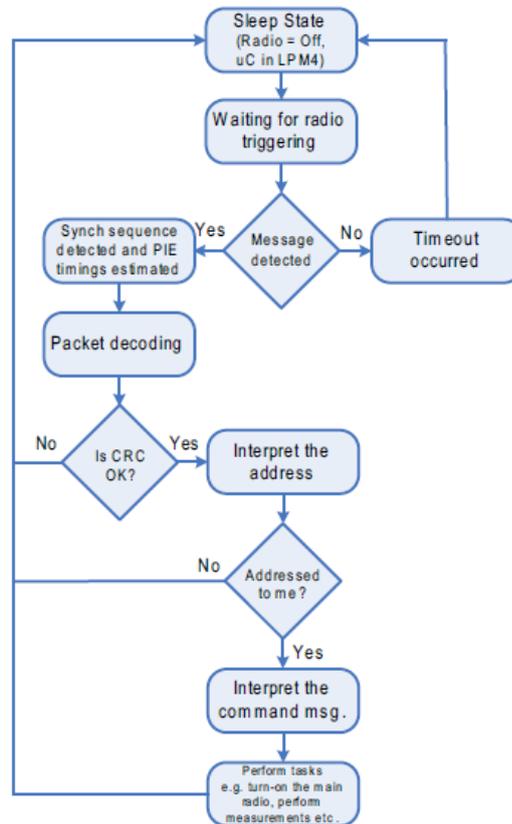


Figura 9 - Algoritmo de validação do sinal de wake-up (Retirado de (5))

Com este sistema, Junaid et al. (5) classificaram os resultados obtidos relativamente ao alcance do sinal em três zonas:

- Zona 1 – O wake-up ocorre em qualquer ponto do espaço;
- Zona 2 – O wake-up ocorre na maioria dos pontos do espaço, mas há zonas de sombra;
- Zona 3 – As zonas de sombra são predominantes, o wake-up ocorre raramente.

Os autores obtiveram como resultado teórico um alcance máximo de 8.6 m para uma potência de saída do amplificador de 20.56 dBm. Empiricamente os resultados obtidos sem amplificador foram:

Zona 1 – 5 cm
Zona 2 – 30 cm
Zona 3 – 65 cm

Por outro lado com o amplificador os resultados obtidos foram próximos dos previstos teoricamente sendo os seguintes:

Zona 1 – 1.6 m
Zona 2 – 3.0 m
Zona 3 – 7.5 m

Mesmo assim nota-se uma discrepância entre o valor teórico e o resultado prático, que se deve ao facto de ter sido utilizado o modelo de propagação das ondas no espaço livre e não ter sido tomado em conta o efeito de *antenna mismatch* tanto no emissor como no receptor.

Para a potência de emissão máxima permitida na Europa, foram obtidos os seguintes resultados:

- Zona 1 – 2.3 m
- Zona 2 – 3.9 m
- Zona 3 – 10.1 m

Stevan J. Marinkovic et al. (6) desenvolveram um sistema de wake-up radio de muito baixa potência e específico para aplicações em WBAN (Wireless Body Area Networks). Neste caso é utilizado um nodo mestre que tem as funções de coordenar toda a rede de sensores enviando sinais de wake-up e recebendo os pacotes de dados fornecidos pelos sensores.

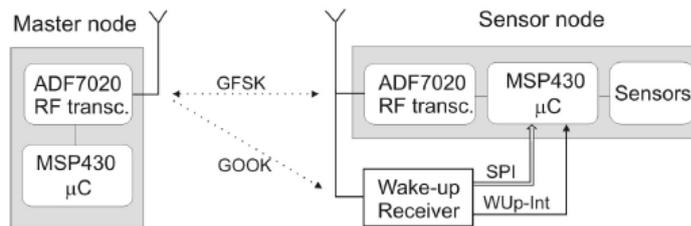


Figura 10 - Diagrama de blocos do sistema implementado por Stevan J. Marinkovic et al. (6)

Na figura 10, acima, pode-se ver o diagrama de blocos que ilustra o sistema implementado. O nodo sensorial recorre a um microcontrolador MSP430 da Texas Instruments e um módulo de comunicação AFD7020 da Analog Devices. Entre o nodo mestre e o nodo sensorial são utilizados dois modos de modulação da comunicação, para acordar o sensor o sinal é modulado segundo GOOK (Gaussian On-Off Keying), enquanto que para a transmissão de dados entre ambos recorre-se a uma modulação GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying). Neste caso, o nodo sensorial detecta o sinal de wake up, transmitido pelo sensor mestre, gerando assim uma interrupção (WUp-Int) que irá alterar o modo de funcionamento do MSP430 de LPM4.5 para o modo LPM3 (LowPower Mode 3). Assim, o microprocessador passa a estar em condições de ler os dados do sinal de wake-up que são transmitidos através de SPI.

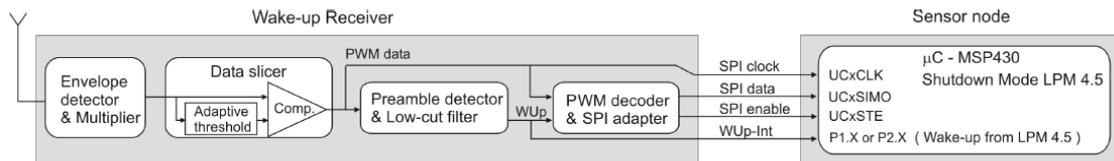


Figura 11 - Diagrama de blocos do receptor de wake-up desenvolvido por Stevan J. Marinkovic et al. (6)

Na figura 11 encontra-se o diagrama de blocos do receptor de wake-up. Este é constituído por um *envelope detector* que é basicamente um multiplicador de tensão de dois estágios e tem como função desmodular o sinal OOK. De seguida, o *data slicer*, que se trata de um comparador, tem como função formar a sequência correcta de bits do sinal recebido. O *preamble detector* opera como um trigger, gerando assim a interrupção para acordar o microprocessador (WUp-Int), caso o sinal recebido do *data slicer* esteja dentro dos valores esperados para a taxa de transmissão OOK. Por fim é um decodificador PWM e um adaptador SPI que permite decodificar o sinal e posteriormente gerar um sinal SPI compatível e que possa ser interpretado pelo microprocessador.

Tabela 2 – Tabela comparativa de vários trabalhos desenvolvidos nesta área (Retirado de (6))

	Detector power†	Decoder power†	Testing Frequency	Data Rate	Sensitivity	Interference filtering
This work	0.27 μ W @ 1.5V	8 nW	433.92 MHz	2 to 80 kb/s	-51 dBm	Preamble detector (+SAW filter)
Ansari [8]	2.6 μ W @ 3V	μ C dependent	869 MHz	0.75 kb/s	N/A	Microcontroller
Durante [9]	12.5 μ W @ 1.5V	5 μ W	2.4 GHz	100 kb/s	-57 dBm	FPGA
Pletcher [11]	52 μ W @ 0.5V	N/A	2 GHz	100 to 200 kb/s	-72 dBm	BAW resonator
Doom [13]	96 μ W @ 1.5V	50 μ W	868 MHz	0.862 kb/s	-51 dBm	SAW
Le-Huy [10]	17.8 μ W* @ 3V	0.8 μ W*	2.4 GHz*	50 kb/s*	-53 dBm*	None
Takiguchi [12]	12.4 μ W	N/A	950 MHz*	40 kb/s*	N/A	Bloom Filter

* - Simulated values; † - Static power consumption (When in listening mode)

Stevan J. Marinkovic et al. (6) fizeram ainda a comparação entre este trabalho e vários outros existentes nesta área. Como se pode ver, a partir da tabela 2, este é o que apresenta consumos energéticos mais baixos. Contudo existem vários que apresentam uma sensibilidade superior e além disso, quase todos apresentam um alcance de sinal superior, visto que este sistema foi especificamente desenvolvido para aplicações WBAN e portanto não necessita de um alcance superior a 2m.

Miller e Vaidya (7) propõem um protocolo MAC que recorre a dois módulos rádio. O módulo rádio primário tem como função acordar os restantes sensores da rede através do envio de um sinal de *wake-up*, enquanto que o secundário permite a comunicação entre os sensores após estes acordarem. Este sistema apresenta algumas vantagens, em grande parte devido ao uso de um método que acorda os nodos tendo em conta a quantidade de tráfego nas transmissões. Os autores levaram a cabo algumas simulações no software *ns-2* que permitiram encontrar o período óptimo para o acordar de cada nodo e assim obter o mínimo consumo energético para um determinado número de pacotes transmitidos e recebidos.

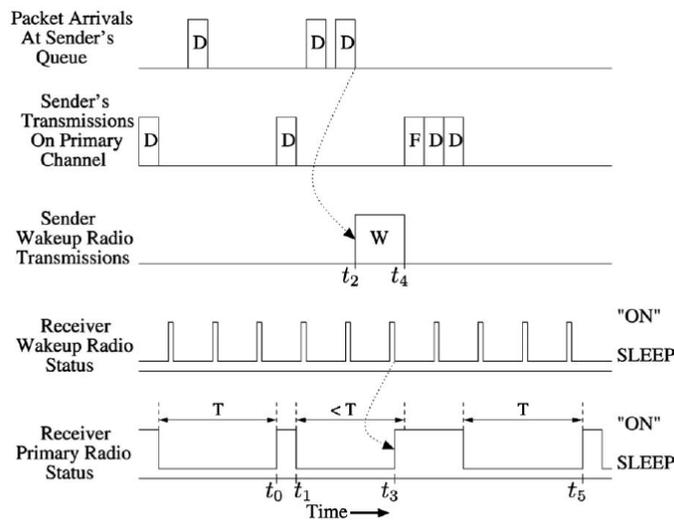


Figura 12 - Esquema representativo do protocolo (Retirado de (7))

Gerd U. Gamm et al (8) desenvolveram um sistema de acordar selectivo com uma capacidade de endereçamento de 16 bits. Este sistema encontra-se separado do circuito de

comunicação apenas partilhando a mesma antena, sendo que a comutação entre os dois é efectuada através de switch.

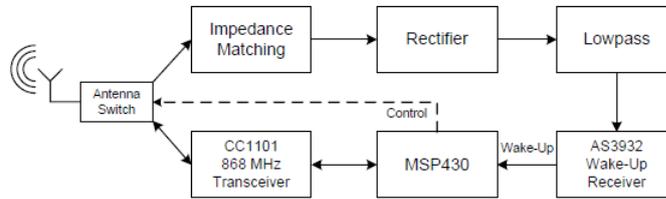


Figura 13 – Diagrama de blocos do sistema de acordar selectivo desenvolvido por Gerd U. Gamm et al (8)

O sistema encontra-se maioritariamente em modo de muito baixo consumo com todos os componentes no estado adormecido apenas permanecendo activo o circuito de *wake-up*. Quando ocorre um evento válido que acorde o microcontrolador, este comuta a antena para o transmissor CC1101 para transmitir as informações necessárias. Após concluir este processo volta a comutar para o circuito de wake-up e passa para um estado adormecido de muito baixa potência.

A comunicação é efectuada através de uma onda portadora com frequência 868MHz, sendo que a informação é modulada num sinal quadrado de 125 kHz. Este sinal contém um preâmbulo, um cabeçalho e a informação de endereçamento modulados segundo OOK (*On/Off Keying*). Este sinal é rectificado e filtrado passivamente antes de chegar ao receptor de wake-up AS3932 (9). Este módulo tem a capacidade de comparar o endereço enviado com um endereço guardado na memória, permitindo assim manter o microcontrolador em modo adormecido caso o endereço não corresponda ao endereço do sensor. Uma vez que o AS3932 tem um consumo muito inferior ao do microcontrolador da Texas, MSP430F2350, o uso deste torna-se muito mais económico para ambientes onde sejam frequentes falsos acordar.

Para este sistema foi registado um consumo de $2.78 \mu A$. Além disso, foi obtida uma sensibilidade de -52 dBm e para uma potência de transmissão de 10 dBm alcançaram uma distância máxima de comunicação de 40 metros.

2.4. Conclusão – especificações do projecto

Tendo como base o estudo efectuado e comparando as várias soluções apresentadas até aqui, tomaram-se várias decisões quanto ao caminho a tomar para o desenvolvimento da activação colectiva e da activação selectiva.

A activação colectiva deverá ser implementada tanto com componentes passivos como activos, nomeadamente amplificadores e comparadores, uma vez que os trabalhos desenvolvidos apenas com componentes passivos apresentam alcances muito curtos. Apesar do aumento no consumo energético introduzido por estes ser uma desvantagem, este consegue ser mínimo quando comparado com o consumo do sensor adormecido e portanto poderá acabar por compensar. Mesmo assim deverão ser efectuados testes e simulações

prévias, para identificar o real aumento energético face ao aumento de alcance, com o objectivo de verificar se realmente compensa.

Por outro lado, segundo as abordagens apresentadas, o sistema para activação selectiva mais compensatório consiste na utilização de um integrado dedicado que efectua a correlação de endereços. Este é o mais vantajoso uma vez que é aquele que apresenta a melhor relação entre sensibilidade e consumo energético, permitindo assim o melhor consumo energético para alcances da ordem das dezenas de metros.

Estas são as linhas gerais das soluções a implementar daqui para a frente, sendo este um projecto de engenharia deve ser tido em conta que estas deverão ser sujeitas a testes, simulações e averiguações com o objectivo de validar se a melhor solução teórica corresponde à melhor solução prática.

3. Activação Colectiva

3.1. Objectivo

A activação colectiva permite acordar todos os sensores de uma rede para que estes efectuem uma determinada função em simultâneo. Desta forma, este sistema só fará sentido para redes de sensores homogéneas onde todos os sensores que possuem um circuito de wake-up irão acordar em simultâneo para executarem todos a mesma função. Mesmo assim, existe a situação limite onde apenas um sensor da rede tenha este sistema e portanto só ele é que é acordado quando é emitido o sinal de wake-up, que pode ser o caso de um coordenador de rede ou de um concentrador de dados/gateway de comunicação.

Tendo em conta que este projecto foi desenvolvido numa colaboração com a empresa Eneida® tem de ser adaptado às aplicações de interesse para esta. Neste caso o projecto será desenvolvido principalmente para aplicações em postos de transformação no médio oriente. Nestes postos de transformação existem sistemas de controlo e monitorização para fins de segurança. Estes sistemas são constituídos por vários sensores sem fios que têm a função de sinalizar eventos de abertura de portas, janelas, grelhas de ventilação e eventos de alteração de posição de interruptores e equipamentos. Estes sensores são alimentados por uma bateria local e comunicam com um gateway central, através de radiofrequência na banda dos 433 MHz. Este gateway além de comunicar com os sensores através de 433 MHz, também possui um modem GPRS, permitindo assim a comunicação para a web dos dados transmitidos pelos sensores. Toda esta estrutura encontra-se contida no perímetro do posto de transformação que corresponde geralmente a distâncias na ordem dos 15 metros desde a periferia até ao centro deste.

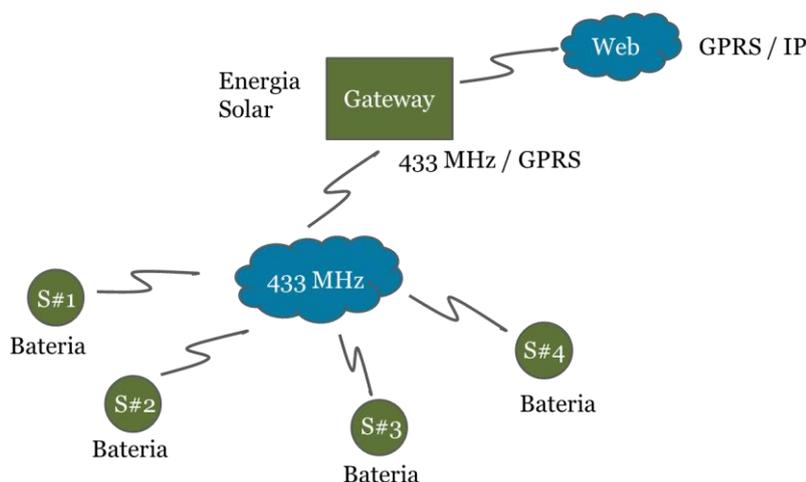


Figura 14 – Esquema exemplificativo de uma das principais aplicações deste sistema de actuação colectiva

O gateway é alimentado através de um painel solar e portanto naquela zona do globo a alimentação deste dispositivo não é um problema, podendo por isso estar sempre em funcionamento. Contudo, a exposição solar contínua do equipamento, aliada ao aquecimento natural da própria electrónica pode conduzir a um aumento de temperatura excessivo. Dado que o acontecimento de eventos nos sensores são raros e com o objectivo de prevenir esta situação, o gateway deve permanecer desligado enquanto não há necessidade de comunicação. Caso ocorra algum evento o sensor em questão deverá acordar o gateway, antes de proceder à transmissão de dados. Desta forma, o objectivo será implementar um circuito de wake-up no gateway que permitirá que este acorde sempre que um sensor necessitar de enviar informação.

A gateway utilizada é uma EWS G433M (10) sendo que o módulo de processamento e comunicação por RF presente nesta é um Texas Instruments CC430 (11) (12). Este contém um microprocessador da família MSP430 (13) e um módulo de comunicação de baixa potência que transmite na banda de frequência dos 433MHz.

Assim, tendo em conta a realidade à qual será aplicada este projecto, este deve satisfazer os seguintes requisitos:

- Visto que a comunicação é efectuada através de 433MHz o sistema de wake-up tem de despertar com radiação nesta banda de frequência.
- De acordo com a datasheet (13) fornecida para a família de microcontroladores CC430, para ser gerada uma interrupção é necessário fornecer um sinal com uma tensão entre 1,8V – 3V durante um tempo de 20 ns.
- A tensão necessária para gerar a interrupção no microcontrolador tem de ser alcançada no tempo correspondente à duração de um preâmbulo de início de transmissão emitido pelo sensor e portanto num tempo de 833 μ s.
- O consumo energético do circuito de wake-up deve ser uma ordem de grandeza inferior ao consumo do gateway no modo activo. Sendo que este consome centenas de microamperes, então o circuito de despertar deve gastar apenas centenas de nanoamperes para que seja compensador.

- O posto de transformação, normalmente está cingido a um perímetro de 10 a 15 m e portanto esta será a distância mínima a que o circuito deve funcionar, contudo a distância óptima que se pretende alcançar são 100 m.
- O gateway da rede deve despertar rapidamente quando recebe uma mensagem de acordar, ou seja, este deve estar apto para comunicar e executar comandos assim que terminar de receber a mensagem.
- O sistema de wake-up deve ter a mínima interferência possível, ou seja, não deve gerar uma interrupção caso não ocorram eventos de interesse.
- Devem também ter alta sensibilidade, ou seja, não deve falhar eventos de interesse, reagindo sempre que estes ocorrem.
- Um baixo custo de produção também é importante.

3.2. Construção do circuito

Visto que o gateway deve acordar durante o preâmbulo de início de transmissão enviado pelo sensor é essencial compreender este sinal para a construção do circuito. Este é um sinal onde são enviados 32 bits numa onda portadora com uma frequência 433MHz, com uma bit rate de 38,4 Kb/s e com modulação FSK.

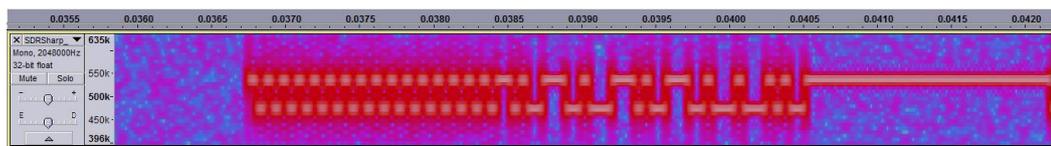


Figura 15 - Preâmbulo de início de transmissão enviado pelo sensor

O emissor vai emitir um sinal com uma potência de 10dBm que vai gerar nos terminais da antena do receptor uma onda sinusoidal com frequência 433MHz mas com uma amplitude muito baixa. Por conseguinte, as tensões recolhidas pela antena serão bastante reduzidas (ordem das dezenas de miliamperes) mesmo a curtas distâncias.

Desta forma, o circuito a implementar deverá conseguir gerar uma tensão suficientemente elevada para produzir uma interrupção no microcontrolador, além de ter de cumprir os requisitos expressos atrás. Pelo que, de uma forma simplista este circuito deverá ter os seguintes módulos funcionais:



3.2.1. Antena

A antena tem como objectivo captar o sinal de wake-up e, dependendo do tipo de antena utilizada, a eficiência e o nível de ruído desta poderá ser melhorado. Isto depende da gama de valores do comprimento de onda aos quais a antena é mais sensível e portanto esta terá o comportamento de um filtro passa-banda. Tendo em conta a divisão das antenas em dois grandes tipos (pag 2-2 (14)): meio comprimento de onda e quarto comprimento de onda, a

nossa escolha recai sobre o quarto comprimento de onda apenas por uma questão de ser mais vantajoso uma antena com dimensões mais reduzidas. Dentro deste conjunto serão testadas uma antena de fio, uma antena helicoidal e duas whip antena, mais concretamente o modelo ANT-433-CW-RH da Antenna Factor (15) e o modelo FLEXI-SMA-433-ANTENNA da RFSOLUTIONS (16).

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 da radiação emitida. 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 ISM 433MHz Helical Antenna. Segundo a teoria (14) estas antenas deverão ter o máximo de eficiência para o comprimento de onda para o qual foram escolhidas, mas apresentam uma largura de banda ainda demasiado grande e portanto estão sujeitas a captar radiação com um desfasamento em frequência de dezenas a centenas de megahertz.

A antena ANT-433-CW-RH (15) tem como frequência central 433MHz, uma largura de banda de 15MHz e uma atenuação de -9dBi . Tal como esta última, a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA (16), é uma *whip* antena com frequência central nos 433MHz. Contudo apresenta uma atenuação nula 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 em amplificação compensa o aumento do comprimento da antena.

Além disso, no caso das *whip* antenas, para reduzir as reflexões parciais do sinal e maximizar a potência transferida, o cabo que conecta a antena ao circuito deverá ter a mesma impedância desta, ou seja, neste caso uma impedância de 50 ohms.

Estas duas últimas antenas apresentam um padrão de emissão omnidireccional (15), ou seja, teoricamente assumirá a forma de um toro como pode ser visto na figura abaixo. Contudo na prática esta forma nunca será assim tão perfeita podendo assumir contornos mais ou menos achatado e com protuberâncias em certas zonas.



Figura 16 – Imagem exemplificativa do padrão de emissão teórico de uma *whip* antena

Tendo em conta que a parte superior e inferior são aquelas onde o sinal é mais fraco, podemos concluir que para testes futuros é importante colocar as antenas emissora e receptora paralelamente uma à outra por forma a maximizar o envio e recepção do sinal.

3.2.2. Filtragem

Neste módulo além da filtragem também é necessário fazer o balanceamento do sinal e a adaptação de impedâncias. O balanceamento do sinal consiste na passagem de um sinal formado por um par diferencial para um sinal referenciado à terra. Este permite assim diminuir a influência do ruído e de interferências externas. Por outro lado, a adaptação de impedâncias permite maximizar a potência transferida, através da minimização das reflexões do sinal. Esta torna-se bastante importante, uma vez que uma má adaptação de impedâncias diminui o alcance do sistema de wake-up consideravelmente.

Desta forma, existem três opções para este módulo. A primeira consiste num circuito simples de adaptação de impedâncias constituído por dois condensadores e um indutor, seguido de um circuito com um filtro passa-banda, de acordo com a imagem abaixo.

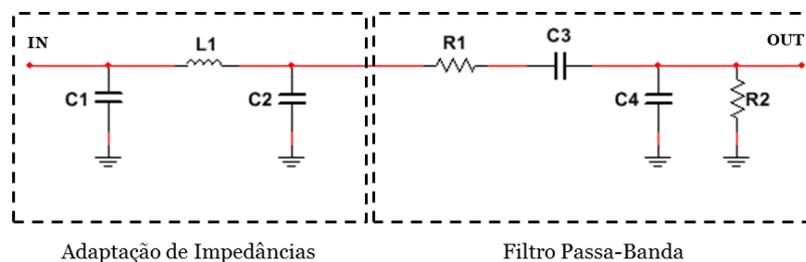


Figura 17 – Módulo de adaptação de impedâncias e filtragem efectuado com componentes discretos

Este circuito de adaptação de impedâncias tem de nome de circuito em pi e os valores dos componentes dependem da frequência do sinal de entrada, da resistência vista pela entrada, da resistência vista pela saída e de um factor de qualidade Q que corresponde ao rácio entre a energia armazenada e a energia dissipada pelo mesmo componente. Ou seja, no caso de um condensador ou indutor este factor é determinado pelo rácio entre a sua reactância pela sua resistência. Este módulo funcional tem a vantagem poder ser construído de acordo com as necessidades do problema em questão, mas apresenta maiores perdas devido à utilização de vários componentes discretos. Para além disso, o filtro passa-banda nunca consegue apresentar uma gama de filtragem tão restrita como certos circuitos integrados.

Desta forma, a segunda opção seria a utilização de um balun que tem como principal função realizar o balanceamento do sinal. Uma vez que, além disso, este também efectua a adaptação de impedâncias e filtra uma determinada gama de frequências, adequa-se a este problema. No entanto, sendo esta uma função secundária do balun, a filtragem não é tão eficiente, apresentando apenas uma menor atenuação do sinal para uma determinada largura de banda e portanto nunca cortando totalmente as restantes frequências o que aumenta a probabilidade de passagem de frequências não desejadas.

Por fim, temos a terceira opção que consiste na utilização de um filtro SAW que tem como principal função filtrar o sinal de entrada. Este tem a possibilidade de conseguir uma largura de banda muito mais estreita, além de ainda possibilitar uma adaptação de impedâncias simples e eficaz. Esta é conseguida através de indutores à saída e à entrada do

filtro que tendo o valor correcto maximizam a potência transferida. Assim podemos concluir que este é o componente que melhor se adequa a este módulo funcional, uma vez que executa uma filtragem melhor que os restantes e ainda apresenta a capacidade de balanceamento do sinal e de adaptação de impedâncias.

3.2.3. Rectificação

Dado que o sinal à saída do filtro é AC, então é necessário converter este para DC antes de ser amplificado. Assim, será utilizado um circuito de rectificação que poderá ser de meia onda ou de onda completa. Este circuito consistirá apenas de díodos e condensadores, uma vez que não faz sentido recorrer a um transformador, pois este apenas traz mais vantagens em aplicações de altas tensões, que não é o caso.

O circuito de rectificação de onda completa consiste numa ponte de díodos e um condensador e tem a configuração visível na figura abaixo.

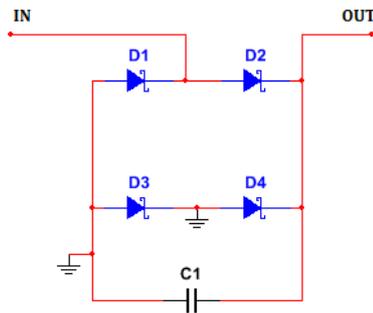


Figura 18 – Circuito de rectificação de onda completa

A presença do condensador neste circuito permite que a tensão à saída caia lentamente quando o valor do sinal de entrada é inferior a este, como se pode ver na figura abaixo.

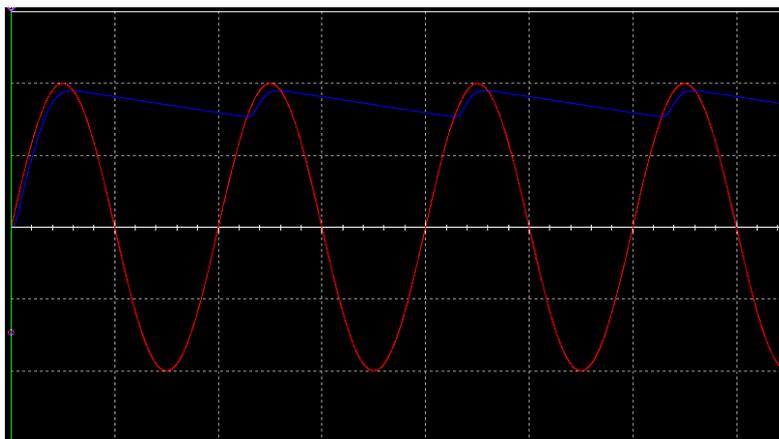


Figura 19 – Simulação em Multisim do circuito apresentado na figura 18

O circuito de rectificação de meia onda consiste em dois condensadores e dois díodos schottky como se pode ver pela figura abaixo. Tanto nesta montagem como na anterior é

possível a utilização de outro tipo de díodos, contudo a utilização de díodos schottky é mais vantajosa uma vez que apresentam uma menor queda de tensão.

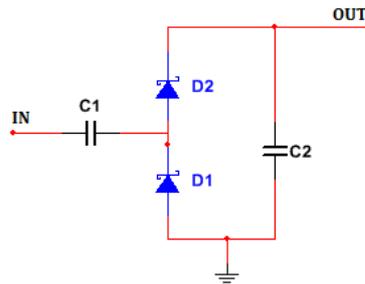


Figura 20 – Circuito de rectificação de meia onda

Neste circuito enquanto o sinal AC é negativo o condensador C1 é carregado uma vez que o díodo D1 fica directamente polarizado e quando o sinal passa a positivo, o díodo D2 fica directamente polarizado e o díodo D1 fica inversamente polarizado, carregando assim o condensador C2. A tensão aos terminais deste condensador é a soma da amplitude do sinal à entrada com a tensão aos terminais do condensador C1. Pelo que, este circuito além de rectificar, também amplifica, colocando à saída o dobro da tensão de entrada. Por isto este circuito também é apelidado de multiplicador de tensão.

Na prática o que se verifica é uma subida por patamares da tensão à saída do rectificador até ser atingido um valor de tensão que corresponde ao dobro do valor da entrada. Contudo, sendo que para uma frequência tão elevada como 433MHz estes patamares não são visíveis e é como se o circuito estivesse sempre em carregamento. O funcionamento deste circuito é claramente visível na imagem abaixo.

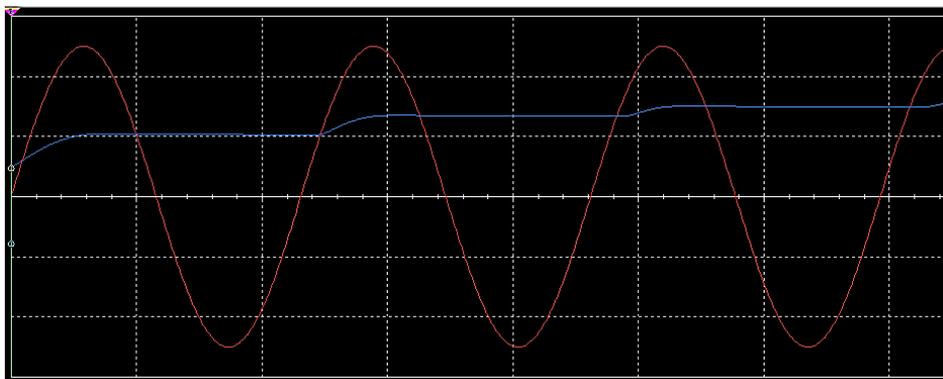


Figura 21 - Simulação em Multisim do circuito apresentado na figura 20

O circuito de rectificação de onda completa apresenta duas grandes vantagens face ao circuito de rectificação de meia onda. A primeira é o facto de este carregar o condensador mais rapidamente e por isso é atingido um valor de tensão aceitável mais cedo. A segunda vantagem é que o uso de apenas um condensador torna o consumo de corrente do sinal mais reduzido. Por outro lado, a utilização do dobro dos díodos, que possibilitam a rectificação de onda completa, traz a grande desvantagem de criar uma queda de tensão superior no sinal de entrada. Contudo, neste caso, é preferível haver uma diminuição de corrente em vez de uma queda de tensão, uma vez que o objectivo é atingir um valor de tensão que permita gerar uma

interrupção do microcontrolador. Além da queda de tensão ser inferior no circuito de rectificação de meia onda, este ainda multiplica a tensão de entrada por dois e tem a possibilidade de adição de vários estágios de multiplicação. Esta possibilidade traz grandes vantagens uma vez que o sinal de entrada é bastante reduzido e portanto é sempre necessário amplificá-lo. Desta forma, torna-se claro que o circuito de rectificação de meia onda é o mais vantajoso neste caso.

3.2.4. Amplificação

Visto que o sinal captado pela antena é muito reduzido, com amplitudes da ordem das poucas centenas dos milivolts ou mesmo dezenas de milivolts, é necessário amplificá-lo para que se consiga produzir uma tensão suficientemente elevada para gerar uma interrupção no micro. Esta amplificação pode ser conseguida com recurso a elementos passivos ou activos. O circuito passivo consiste numa série de estágios de amplificação constituídos por módulos iguais ao circuito de rectificação.

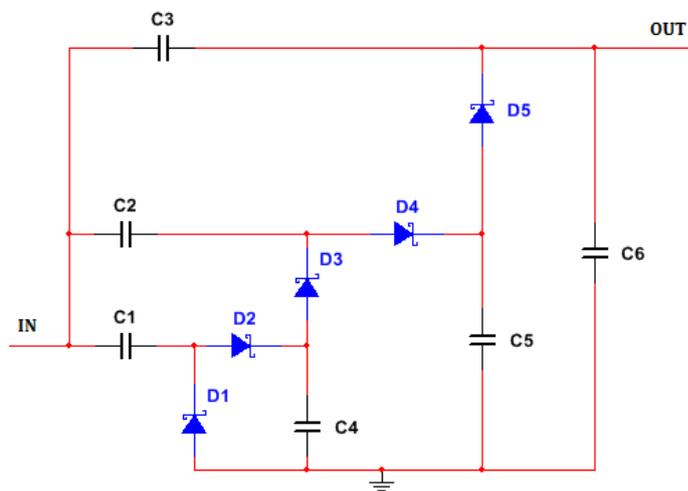


Figura 22 – Multiplicador de tensão com três estágios

Este circuito é apelidado de multiplicador de tensão e, teoricamente, apresenta um ganho de 2 por cada estágio de amplificação e portanto, para n estágios, a tensão à saída será dada por:

$$V_{out} = 2n \times V_{in}$$

No entanto, na prática a não idealidade dos díodos que conduzem sempre a uma queda de tensão e ainda dos condensadores que nunca conseguem armazenar a energia de forma perfeita, o que conduz a que este circuito tenha um ganho inferior ao teórico. Da mesma forma, a presença de capacidades parasitas e as constantes fugas de corrente diminuem o ganho na prática. Além disso, o aumento de tensão é conseguido à custa de uma diminuição de corrente realizada através do carregamento dos condensadores. Tendo em conta que o consumo de corrente ocorre enquanto os condensadores ainda não se encontram totalmente carregados, estes não podem ter capacidades muito elevadas. Por outro lado, e mesmo apesar de a baixa capacidade proporcionar um carregamento mais rápido, a tensão à saída será apenas uma fracção da tensão teórica e portanto o sinal não conseguirá ser tão amplificado.

Além disso, os díodos também apresentam restrições, nomeadamente terem de apresentar frequências de comutação rápidas, superiores a 433MHz, e uma queda de tensão baixa. Da mesma forma que a *forwarding voltage* e a *forwarding current* têm de ser reduzidas, da ordem das poucas centenas de milivolts e de poucos miliamperes, respectivamente.

Por outro lado, este circuito tem a grande vantagem de ser constituído apenas por elementos passivos, não necessitando por isso de alimentação e, além disso, é um circuito simples, fácil de implementar e com um baixo custo.

Desta forma, tem de se chegar a um compromisso entre o ganho que se pretende obter com esta montagem e o número e a capacidade dos condensadores por forma a que estes não suprimam totalmente a corrente.

Com o objectivo de responder a esta carência de compromisso, surge a necessidade de utilização de componentes activos, neste caso um AmpOp que irá amplificar a tensão após os estágios do voltage multiplier. Este é necessário para conseguirmos níveis aceitáveis de tensão mensurável. Aliada a esta capacidade de amplificação, este componente apresenta a grande vantagem de permitir a variação do ganho ajustando assim a amplificação do sinal e consequentemente as influências do ruído.

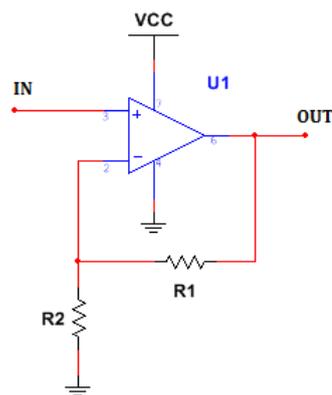


Figura 23 – Amplificador operacional com montagem não inversora

Esta variação do ganho é conseguida através da alteração das resistências R1 e R2 de acordo com a seguinte equação:

$$G = \frac{R_1}{R_2} + 1$$

3.2.5. Comparação

Tendo em conta que este sistema de wake-up, além de almejar um baixo consumo energético, também requer um alcance elevado e um intervalo de acordar reduzido, torna-se necessário a utilização de um comparador. Apesar de este componente apresentar a desvantagem de ser um elemento activo e por isso necessitar de alimentação, tem a grande vantagem de introduzir no sistema uma necessidade de amplificação do sinal muito mais reduzida. Isto deve-se ao facto deste componente comparar a sua entrada com um valor de

referência e quando o primeiro ultrapassa o segundo, o comparador satura e coloca na sua saída o valor da alimentação. Assim, todos os sinais que gerem valores de tensão superiores a esse valor de referência serão tratados como eventos de interesse e portanto irão acordar o sistema e por outro lado sinais que gerem valores de tensão inferiores serão vistos como falsos eventos e serão ignorados. Esta capacidade permite, desta forma, aumentar a capacidade de ajuste do sistema, minimizando interferências e aumentando a sensibilidade a eventos de interesse adequando-o ao ambiente onde será implementado.

3.3. Simulações

Antes de se começar a desenhar o circuito efectuaram-se várias simulações em multisim como uma primeira verificação dos conceitos e para minimizar erros cometidos na prática.

As simulações para a filtragem já foram apresentadas no respectivo subcapítulo, para melhor entendimento do conteúdo apresentado. Assim, começou-se por simular o multiplicador de tensão tendo-me servido do esquema apresentado na figura 22, que utiliza díodos BAT46. Nesta simulação foi-se variando a capacidade dos condensadores para verificar a sua influência no sinal de saída. A figura 24 apresenta uma simulação efectuada com condensadores de 100pF enquanto a figura 25 a exibe a mesma simulação mas com condensadores de 10nF . Em ambas o sinal a azul representa o sinal de saída e o sinal vermelho o sinal de entrada.

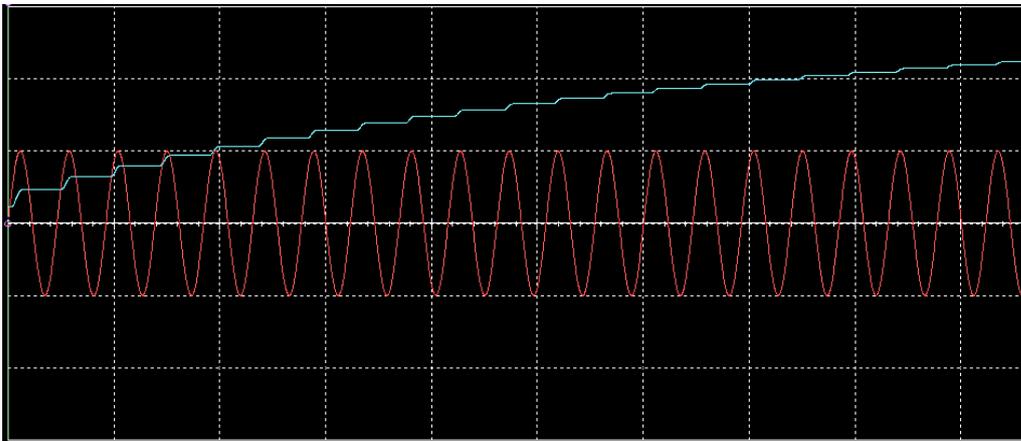


Figura 24 – Sinais de entrada e de saída de um multiplicador de tensão com condensadores de 100pF

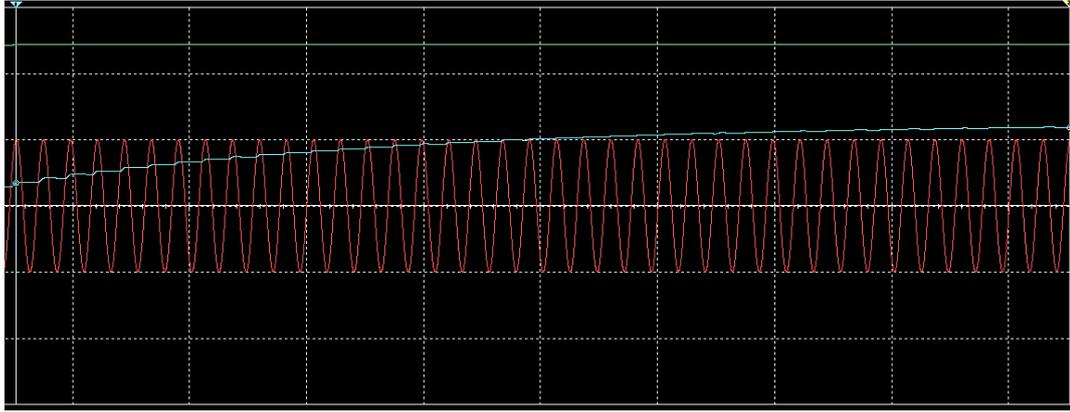


Figura 25 – Sinais de entrada e de saída de um multiplicador de tensão com condensadores de 10nF

Através destas simulações verificou-se em primeiro lugar que o ganho do multiplicador de tensão é apenas uma fracção do ganho teórico. Verificou-se também que com a utilização de condensadores com capacidades menores o aumento de tensão é mais rápido, mas a fracção do ganho teórico atingida é menor e vice-versa. Assim, conclui-se que:

- Condensadores com uma capacidade baixa carregam mais rapidamente, mas saturam mais cedo e portanto atingem uma tensão que é uma fracção baixa da tensão teórica. Como estes só consomem corrente enquanto não estão totalmente carregados, os condensadores com uma capacidade inferior vão consumir menor corrente ao sinal.
- Capacidade mais elevada conseguem atingir tensões mais elevadas uma vez conseguem armazenar mais carga, mas consomem mais corrente e o sinal poderá ser suprimido por estes.

Desta forma, surge aqui uma necessidade de compromisso entre a capacidade dos condensadores, a amplificação desejada e o consumo de corrente por parte destes. Após várias simulações e ajustes o valor ideal, para um sinal de entrada com amplitude $100mV$, é de $100pF$. Mesmo assim o tempo necessário para atingir uma amplificação da ordem da unidade de volt não é suficientemente curto, pelo que se corrobora a necessidade de utilização de um AmpOp.

Note-se que para estas simulações o sinal captado na antena é simulado utilizando um gerador de sinais que produz uma onda sinusoidal com frequência $433MHz$ e amplitude $100mV$.

De seguida efectuou-se uma simulação com o circuito completo onde foi adicionado ao multiplicador de tensão de três estágios um AmpOp numa montagem não-inversora com ganho 5 e um comparador com uma tensão de referência de $250mV$. O ganho é definido pelas resistências R2 e R3 e a tensão de referência pelo divisor de tensão efectuado com as resistências R4 e R5. Esta montagem pode ser visualizada na figura 26.

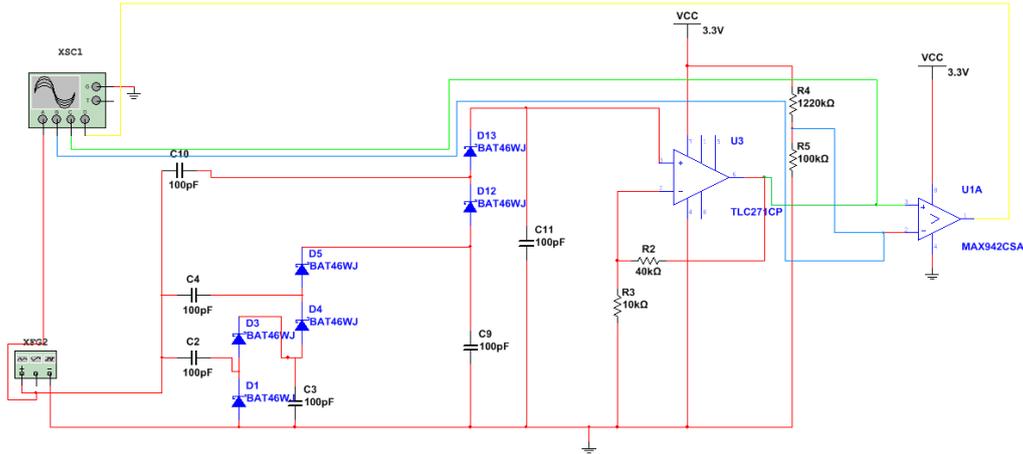


Figura 26 - Circuito de wake-up simulado em Multisim

O resultado desta simulação é um sinal que vai sendo amplificado à medida que os condensadores vão carregando e que quando este supera a tensão de referência do comparador provoca na saída deste uma transição de 0V para 3,3V. A figura 27, permite visualizar esta transição e ainda comprovar o funcionamento deste circuito.

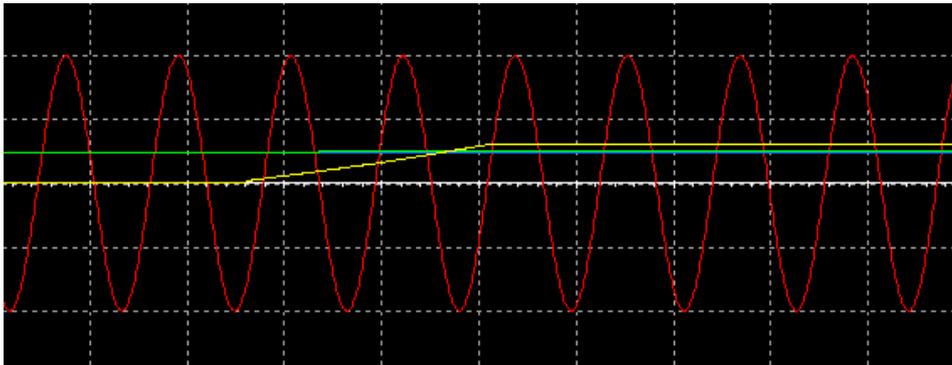


Figura 27 - Resultado da simulação em Multisim do circuito da figura 26

3.4. Circuito implementado na breadboard

Após as simulações efectuadas em Multisim implementaram-se vários circuitos com componentes DIP numa *breadboard* com os quais se efectuaram vários testes. Estes tiveram como objectivo verificar o funcionamento dos vários módulos e retirar conclusões sobre o qual a melhor solução em cada um e ao mesmo tempo, também verificar o funcionamento do circuito e dos princípios teóricos enunciados atrás.

Os testes efectuados consistem em colocar o circuito e o emissor paralelamente um ao outro, como se pode ver na figura 28, e em seguida aumenta-se a distância entre eles de 5 em 5 centímetros, registando-se o valor da distância e da tensão à saída do AmpOp. Entre cada posição o emissor é desligado e só é ligado quando se encontra à distância para a qual será medido o valor à saída do AmpOp. Estes testes foram efectuados com o emissor e o receptor

sempre em linha recta e sem obstáculos entre eles. Além disso, também se calculou a relação sinal ruído para cada distância, através da seguinte expressão:

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{V_{emissor\ ligado}}{V_{emissor\ desligado}} \right)^2$$

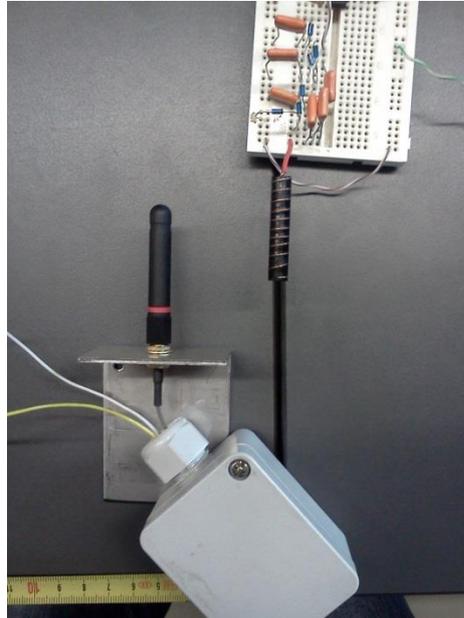


Figura 28 – Montagem de testes para os circuitos implementados na breadboard

Desta forma, começou-se por se implementar um circuito com a antena helicoidal *ISM 433MHz Helical Antenna*, um multiplicador de tensão com três estágios de amplificação e um AmpOp Texas Instruments TLV2401, como se pode ver no esquemático abaixo.

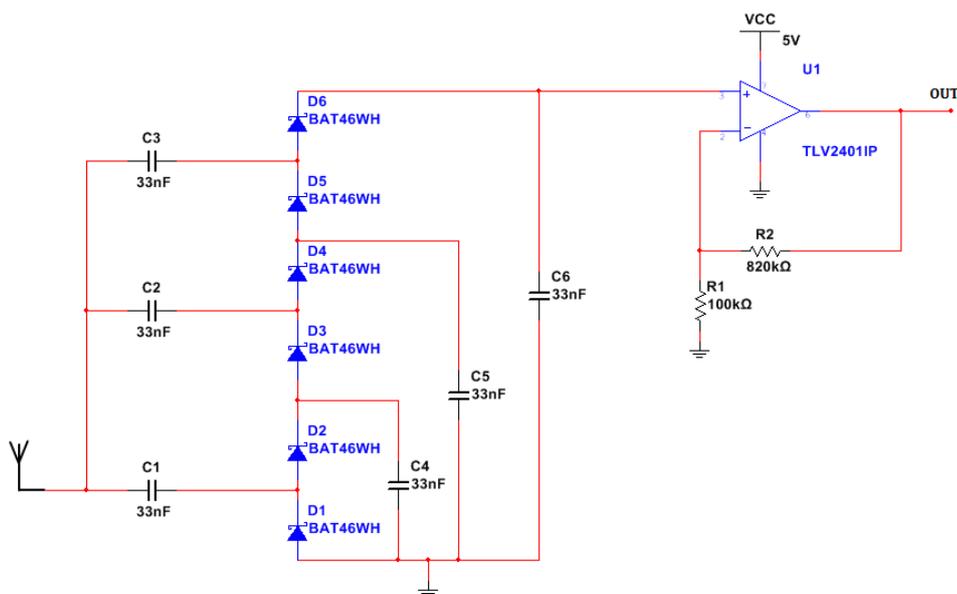


Figura 29 – Circuito com três estágios de multiplicação

O multiplicador de tensão utiliza condensadores cerâmicos $33nF$ e díodos BAT46 e o AmpOp foi implementado numa montagem não-inversora e com um ganho de 9. Este circuito

foi testado com um emissor que utilizava uma *whip* antena ANT-433-CW-RH e que ao ser ligado está sempre a emitir impulsos com frequência 433MHz.

O valor da tensão medida à saída, com o emissor desligado, medido nesta montagem para o cálculo da relação SNR foi de 39 *mV*. Sendo que, os resultados obtidos com a antena helicoidal foram os seguintes.

Tabela 3 - Resultados para a antena helicoidal com circuito com 3 estágios de amplificação e um AmpOp

Distância (cm)	Tensão (mV)	SNR (dB)
0	1200	30
5	321	18
10	159	12
15	160	12
20	115	9
25	143	11
30	65	8

Utilizando a mesma montagem, mas substituindo a antena helicoidal por uma antena de fio repetiu-se o mesmo teste, tendo sido obtidos os seguintes resultados. Neste caso, o valor da tensão de ruído é de 40 *mV*.

Tabela 4 - Resultados para a antena de fio com circuito com 3 estágios de amplificação e um AmpOp

Distância (cm)	Tensão (mV)	SNR (dB)
0	1600	32
5	755	26
10	677	25
15	441	21
20	276	17
25	100	8
30	107	9
35	140	11
40	100	8
45	39	0

Visto que com a antena de fio se conseguem atingir tensões e distâncias superiores concluiu-se, a partir dos resultados da tabela 3 e da tabela 4, que para estes testes na breadboard a antena de fio é melhor que a helicoidal. Contudo prevê-se que a *whip* antena forneça resultados ainda melhores, mas na breadboard não foi possível fazer uma ligação correcta que permitisse obter resultados fidedignos. Devido a esta limitação os resultados obtidos com esta antena serão desprezados nesta fase e será portanto utilizada a antena de fio. Mesmo assim, posteriormente, serão efectuados testes com esta antena na placa PCB.

De seguida, efectuaram-se os mesmos testes, mas apenas com um andar de amplificação no multiplicador de tensão e o AmpOp com o mesmo ganho, como indica o esquemático na figura abaixo.

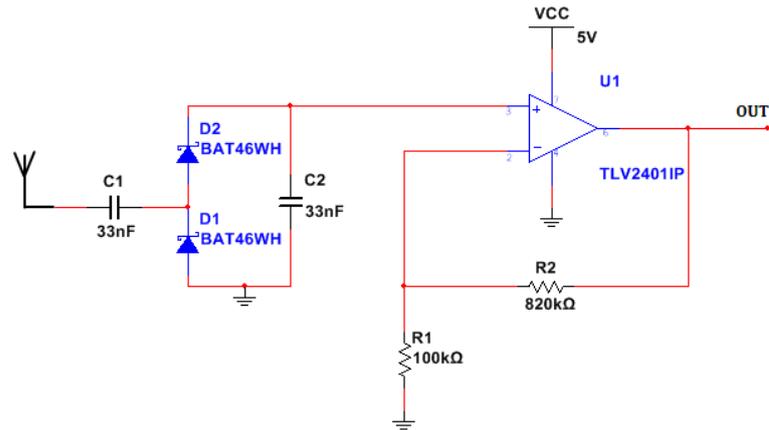


Figura 30 – Circuito um estágio de multiplicação

Neste circuito foi utilizada a antena de fio e os resultados obtidos para a tensão à saída do AmpOp foram os seguintes. Para a determinação da relação sinal ruído o valor medido em vazio foi de 38 *mV*.

Tabela 5 - Resultados para a antena de fio com circuito com um estágio de amplificação e um AmpOp

Distância (cm)	Tensão (mV)	SNR (dB)
0	3700	40
5	2280	36
10	1760	33
15	1300	31
20	1260	30
25	920	28
30	450	21
35	400	20
40	440	21
45	600	24
50	400	20
55	440	21
60	200	14
65	40	0

Com o objectivo de comparar os dois circuitos de rectificação mencionados atrás realizou-se mais um teste, com um circuito com a antena de fio, com uma ponte de díodos e com o mesmo AmpOp com o mesmo ganho.

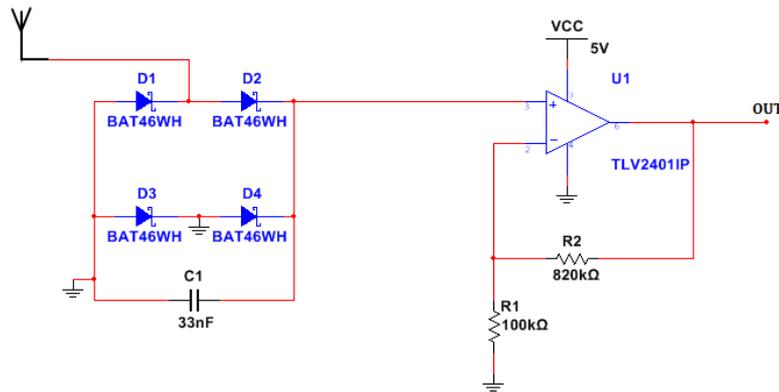


Figura 31 – Circuito com uma ponte de díodos

Assim os resultados obtidos estão expressos na tabela abaixo, sendo que o valor da tensão de ruído medida foi de 37 mV .

Tabela 6 - Resultados para a antena de fio com circuito com uma ponte de díodos e um AmpOp

Distância (cm)	Tensão (mV)	SNR (dB)
0	3640	40
5	1540	32
10	1130	30
15	955	28
20	555	24
25	364	20
30	98	8

Com base nos resultados da Tabela 4 e da Tabela 5 podemos concluir que, ao contrário do que a teoria indica, com apenas um estágio de amplificação conseguimos resultados bastante melhores do que com três estágios de amplificação. Isto deve-se ao facto de o sinal à entrada ser muito baixo, pelo que a queda de tensão nos díodos e o consumo de corrente por parte dos condensadores se tornam factores bastante expressivos. Assim com apenas um andar de amplificação o sinal gerado consegue chegar ao amplificador com potência suficiente sem ser suprimido pelo caminho.

Comparando os dados da Tabela 5 com os dados da Tabela 6, podemos concluir que, como rectificador, o circuito com um andar de amplificação é melhor do que o circuito com a ponte de díodos. Este resultado já era esperado, como foi explicado atrás, uma vez que a ponte de díodos não amplifica enquanto o multiplicador de tensão que neste caso é um duplicador de tensão consegue à saída uma tensão maior sem comprometer a corrente e as quedas de tensão uma vez que só tem um andar.

Verificou-se ainda que o valor de tensão medido à saída do AmpOp varia entre os 37 mV e os 40 mV , correspondendo à soma do ruído captado pela antena com o ruído inerente dos componentes. Esta última componente é inevitável, mas também é a que tem menor expressão nesta montagem, uma vez que o ruído captado pela antena é muito superior. Este valor assume esta dimensão uma vez que nenhum destes circuitos filtra o sinal de entrada, pelo que é previsível que este seja bastante inferior nos testes com a PCB, onde será utilizado

um filtro na zona dos 433 MHz. Apesar de teoricamente a antena funcionar também como um filtro, deixa sempre passar uma gama grande de frequências e sendo esta uma antena de fio esta tarefa ainda se torna menos eficaz e por isso é que também se espera menor ruído com a utilização da *whip* antena.

Verificou-se que a relação SNR diminui com o aumento da distância e criou-se a seguinte tabela para qualificar o sinal de acordo com o valor obtido para a relação sinal ruído.

Tabela 7- Relação entre a qualidade do sinal e respectiva SNR

Relação Sinal Ruído (dB)	Qualidade do sinal
$SNR > 40$	Excelente
$25 < SNR < 40$	Boa
$15 < SNR < 25$	Baixa
$10 < SNR < 15$	Muito Baixa
$5 < SNR < 10$	Inexistente

Por fim, implementou-se e testou-se, na breadboard, um circuito com um andar de multiplicação, um AmpOp e um comparador. Nesta montagem o comparador utilizado foi um Texas Instruments LM311P onde foi colocada uma tensão de referência de 105 mV e o AmpOp foi aquele já utilizado atrás, o TL2401. Contudo para este foi redefinido o ganho para 137, uma vez que se pretendia verificar qual o alcance máximo desta montagem. Por isto, neste caso não se registaram os valores de tensão à saída do AmpOp em função da distância, mas apenas o alcance máximo para o qual o comparador deixa de disparar aquando da emissão do sinal.

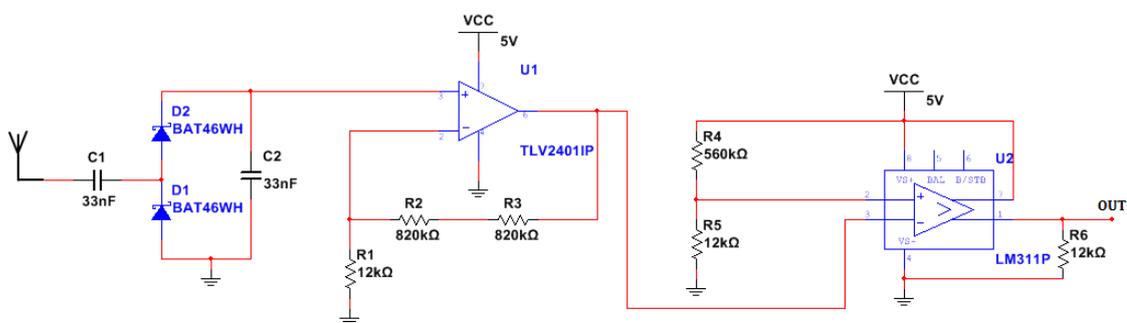


Figura 32 – Circuito final implementado na breadboard com o qual foi determinado o seu alcance máximo

Com este circuito obteve-se um alcance máximo de 2,4 metros, sendo que apenas acima desta distância é que se deixa de comunicar. Note-se que esta é a distância máxima conseguida em linha recta e sem obstáculos entre o emissor e o receptor, sendo que qualquer outra variante destas condições diminui o alcance. Além disso, também se determinou que o circuito tem um consumo de $514\mu\text{A}$ em *stand by* e de $1204\mu\text{A}$ quando recebe o sinal do emissor.

Com base nestes testes conclui-se que para se conseguir um alcance aceitável o ganho do AmpOp deve ser elevado e o valor de referência do comparador deve ser reduzido, ambos na ordem das centenas. Contudo existe um compromisso entre estes valores e a propensão para a ocorrência de falsos eventos devido à presença de ruídos indesejados. Nesta montagem

verificaram-se alguns picos originários de ruído que constituem um grande problema. Desta forma, torna-se essencial filtrar o sinal de entrada eficazmente. Tendo em conta que os filtros SAW normalmente apresentam uma banda de passagem bastante curta, tudo indica que este será suficiente, contudo, caso não seja, facilmente se programa o microcontrolador para que este só acorde caso o sinal se mantenha durante um determinado período de tempo. Com estes dois sistemas é previsível que sejam suprimidos quase todos os eventos de acordar falsos.

Por último, estes testes também permitiram compreender que este sistema de wake-up é bastante influenciado e perturbado pelo ambiente que o rodeia, nomeadamente, a presença de obstáculos, de fontes electromagnéticas e a orientação relativa das antenas, que influencia a distância máxima de comunicação.

3.5. Desenho da placa de circuitos impressos

O desenho da placa começa pela pesquisa de componentes que se adequem aos requisitos do sistema e ao mesmo tempo estejam de acordo com as conclusões retiradas ao longo deste capítulo.

Para este circuito é essencial a utilização de um módulo de filtragem fina que funcione como um filtro passa-banda permitindo apenas a passagem de sinais com frequência 433MHz. Este terá como função minimizar a interferência de ruído proveniente de outro tipo de radiações presentes no meio ambiente e portanto diminuir ao máximo os eventos de acordar falsos. Por outro lado, não há componentes ideais e por isso haverá sempre perdas no filtro, o que irá atenuar o sinal. Assim é importante na escolha do filtro, além de uma boa capacidade de filtragem, uma reduzida perda de sinal. De acordo com a revisão da literatura os filtros mais usuais para este tipo de aplicações são os filtros SAW uma vez que apresentam bastantes vantagens, nomeadamente, larguras de banda estreitas, baixas perdas, robustos e com uma boa tolerância a elevadas temperaturas. Assim a escolha deste componente recai sobre o produto SAW B3760 (17) uma vez que apresenta uma banda de passagem situada entre os 433,70MHz e os 434,14MHz com uma boa atenuação para sinais fora desta gama aliada a uma perda relativamente baixa. Além disso, este componente ainda irá efectuar a adaptação de impedâncias e desta forma será necessária a colocação de dois indutores de 33nH um à entrada e outro à saída. Também deverá haver uma adaptação de impedâncias entre a entrada e a saída deste módulo e por isso é necessário uma linha de 50 ohms à entrada e à saída. Esta linha de 50 ohms irá ligar a entrada ao filtro SAW e portanto efectuará a ligação entre este e o conector U.FL onde será ligada a antena.

Para o multiplicador de tensão os díodos escolhidos devem apresentar as seguintes características:

- Frequências de comutação rápidas, ou seja, superiores a 433MHz, para evitar a perda ou distorção do sinal;
- *Forwarding voltage* o mais reduzida possível, da ordem das poucas dezenas de milivolts, minimizando assim a queda de tensão entre estes;

- Curva de relação entre *forwarding current* e *forwarding voltage* que assegure uma *forwarding current* reduzida para *forwarding voltages* da ordem das centenas de milivolts. Esta relação é importante para que mesmo para sinais baixos estes não sejam bloqueados e seja possível carregar os condensadores;

Assim, foi escolhido o diodo Schottky HSMS-285C (18), que é otimizado para pequenos sinais uma vez que apresenta uma relação entre *forwarding current* e *forwarding voltage* bastante boa. Foi concebido para aplicações com frequências abaixo dos 1,5GHz, o que satisfaz plenamente os requisitos de frequência de comutação.

Ainda para o multiplicador de tensão foram escolhidos condensadores SMD cerâmicos de 100pF. Este valor foi obtido com base nas simulações em Multisim efectuadas atrás. A utilização de condensadores cerâmicos em vez de electrolíticos deve-se ao facto de estes não apresentarem uma bobine interna, apresentando assim melhores desempenhos para altas frequências, nomeadamente a partir da unidade dos megaHertz. Além disso, os condensadores cerâmicos também se tornam compensatórios em termos de custo, para valores abaixo da unidade de microFarad.

Tendo em conta as características enumeradas no capítulo 3.2.4 para o amplificador operacional o componente que melhor se adequa é o modelo MAX4470EUK+T da Maxim Integrated, que apresenta um consumo de corrente de 750nA e alimentado a uma tensão de 3,3V se traduz num consumo de potência de 2,145μW.

Da mesma forma, a escolha do comparador recai sobre o modelo da Maxim Integrated, o MAX9119EXK+T, uma vez que apresenta um consumo de corrente de 400nA, com uma alimentação de 3,3V o que se traduz num consumo de potência de 1,32μW. Além disso, também tem a capacidade de utilizar tensões de comparação da ordem das poucas centenas de milivolts e fazendo a comutação com flutuações mínimas uma vez que apresenta um sistema de histerese interna.

Para a alimentação é necessário um circuito regulador que mantenha uma tensão de alimentação estável nos 3,3 V. Tendo em conta que a entrada será uma bateria de 3,6 V, este terá de baixar a tensão de entrada. A corrente necessária será de alguma dezenas de microamperes, sendo que deverá apresentar uma boa eficiência para baixas correntes.

Desta forma, após uma pesquisa por vários *Step-Downs* e *LDO's (Low Dropout Regulators)*, conclui-se que o TPS78233DDCT é aquele que apresenta melhores características a um preço reduzido. Este além de ser específico para sistemas com alimentação a pilhas e baterias e para sistemas que utilizem o microcontrolador MSP430, também possui uma eficiência muito boa para correntes abaixo dos 1mA. Além disso, apresenta uma corrente máxima de saída de 150 mA que satisfaz totalmente os requisitos de corrente do circuito. Apesar de no acordar simples não se incorporar na placa um microcontrolador, no acordar selectivo este vai ser necessário e desta forma, esta alimentação deverá já ter em conta isso, uma vez que será a mesma para ambos os projectos.

Segundo o site da Texas Instruments, WEBENCH® Designer (19), o esquema mais recomendado para a utilização do TPS78233DDCT encontra-se apresentado abaixo. Desta

forma, tanto na entrada como na saída deve ser colocado um condensador de acoplamento de $10\ \mu F$ e uma vez que o LDO necessita de estar sempre em funcionamento o seu pino EN, deve estar sempre ligado à entrada.

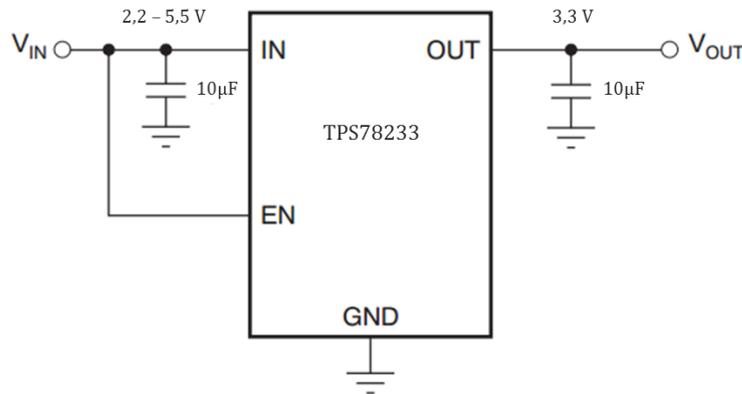


Figura 33 - Esquema recomendado para o TPS78233 (Retirado do site WEBENCH® Designer (19))

Seguindo este esquema e tendo em conta que todas as placas têm os mesmos requisitos em termos de alimentação implementou-se alimentação que está apresentada na imagem abaixo, em todas as placas.

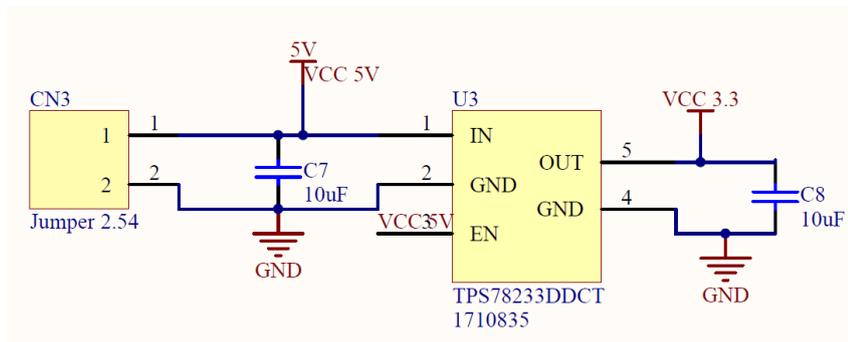


Figura 34 – Esquemático referente à alimentação implementada para todas as placas

Após estarem definidos os componentes a utilizar parte-se para o desenho do esquemático. Tanto o desenho do esquemático como da placa de circuitos impressos foi efectuado com recurso ao software Altium Designer.

Para implementar o sistema de acordar simples e ainda testar várias arquitecturas foram implementadas quatro placas de circuitos impressos. As placas têm os seguintes esquemáticos:

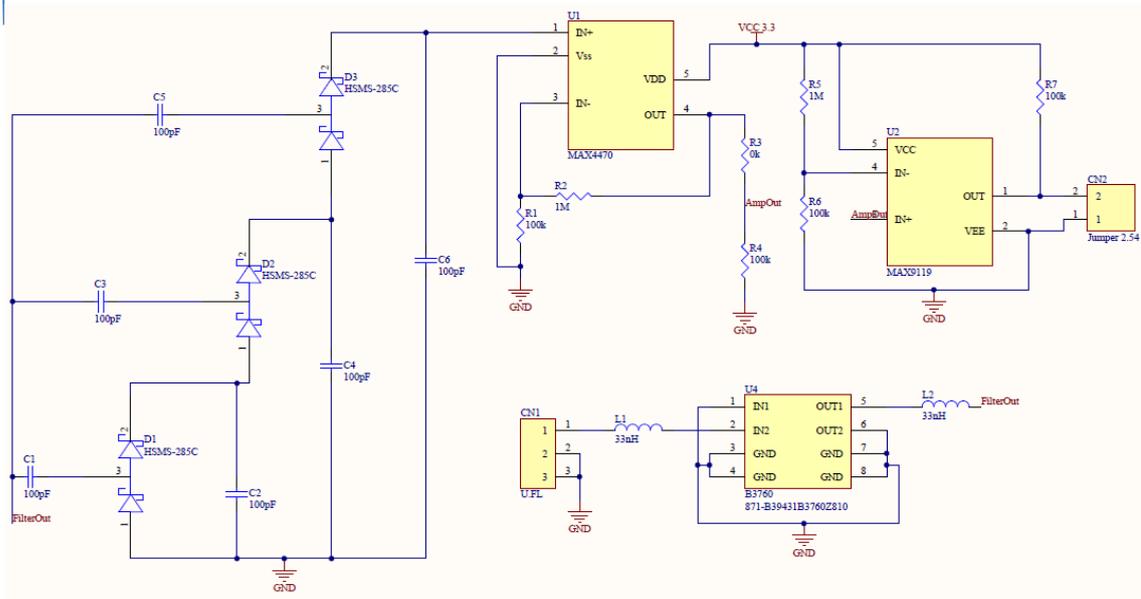


Figura 35 - Esquemático da placa com 3 estágios de multiplicação

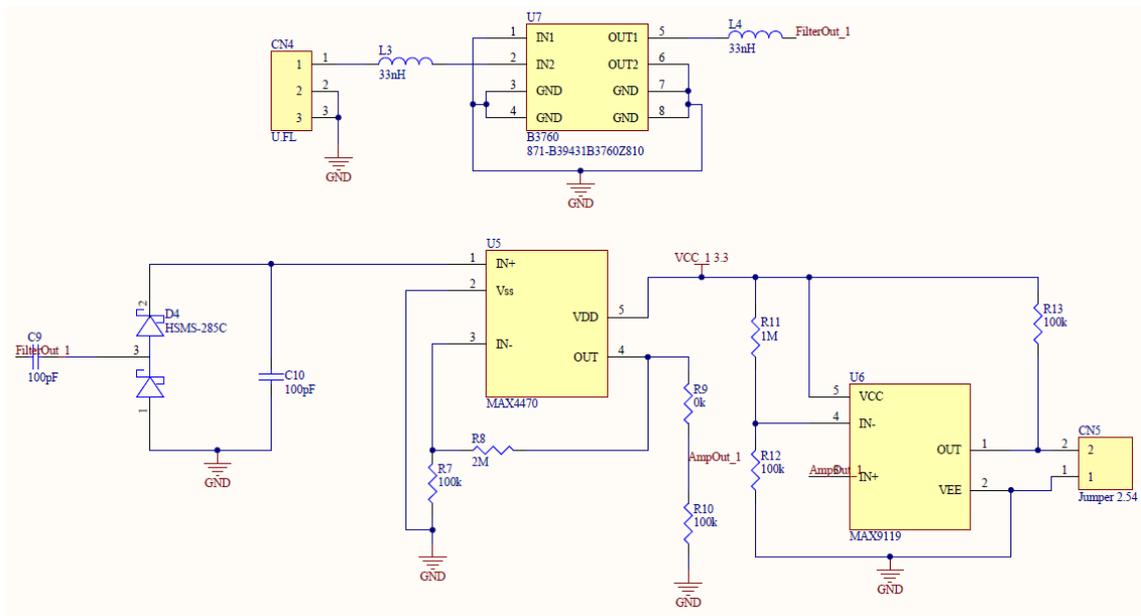


Figura 36 - Esquemáticos da placa com 1 estágio de multiplicação

Todas as placas apresentam o mesmo esquema, ou seja, uma entrada para a antena, seguida de um filtro na banda dos 433MHz, um rectificador, um amplificador operacional e um comparador. Assim, temos o primeiro par de placas com 3 andares de amplificação e o segundo par apenas com 1 andar de amplificação, diferindo entre elas no ganho do amplificador e no nível de comparação.

Nas duas primeiras placas com 3 andares de amplificação uma tem um ganho de 10 e um nível de comparação de 300mV e a outra um ganho de 400 e num nível de comparação de 100mV.

As outras duas placas têm apenas 1 andar de amplificação, tendo uma delas um ganho de 20 e um nível de comparação de $300mV$ e outra um ganho de 400 e num nível de comparação de $150mV$.

Nas placas com ganho de 10 e 20 verificou-se que o alcance iria ser muito reduzido e portanto aumentou-se o ganho para 400 nas outras duas placas. Além disso, também se reduziu o nível de comparação de $300mV$ para $100mV$ e $150mV$. O valor de $100mV$ foi obtido tendo em conta o nível de ruído mínimo medido para curtas distâncias. Além disso, o nível de $150mV$ na outra placa permite comparar a capacidade de minimização de interferências devido ao ruído, ou seja, comparar a relação sinal ruído entre as placas com níveis de comparação diferentes.

Após o desenho do esquemático ser validado exporta-se para a placa de circuitos impressos as *footprints* dos respectivos componentes e procede-se à disposição dos componentes e traçado das linhas. Para circuitos de alta frequência, como é o caso, é importante a construção da placa com no mínimo duas camadas. Isto deve-se ao facto de que para altas frequências é essencial que as cargas se desloquem rapidamente para terra ou caso contrário irão ser formadas correntes parasíticas que criaram ruído e comprometerão o correcto funcionamento do circuito. Da mesma forma, a utilização de componentes SMD possibilita uma redução no ruído criado no circuito. As linhas que transportam correntes transitórias devem ser curtas, ou seja, abaixo de 5 mm e caso não seja possível devem ser um pouco mais largas do que $0,25\text{ mm}$. Além disso, tanto os condensadores de acoplamento como os cristais devem ficar o mais próximo possível dos respectivos integrados. As linhas de adaptação de impedâncias devem ser de 50 ohms e portanto apresentar uma largura de $2,75\text{ mm}$ por forma a maximizar a potência transferida do sinal de entrada. A largura da linha é determinada com recurso à uma calculadora online fornecida pela (20). Note-se que as linhas devem ser sempre traçadas efectuando ângulos inferiores a 90° para reduzir ao máximo o ruído criado nestas. Da mesma forma que, o espaço vazio da placa deve ser preenchido, sempre que possível, com vias com ligação à terra com a finalidade de minimizar as correntes parasíticas criadas. A disposição dos componentes deve ser efectuada por forma a que a placa fique com o menor tamanho possível, tentando por isso desperdiçar espaço inutilizado na placa.

Além de todos estes procedimentos, deve-se prestar bastante atenção às recomendações específicas de cada componente que vêm na datasheet, uma vez que executando o desenho de acordo com estas obtém-se um circuito muito mais optimizado. Neste caso, a que merece mais destaque é a do componente SAW B3760, uma vez que é recomendado a colocação de várias vias para a terra de acordo com a imagem abaixo.

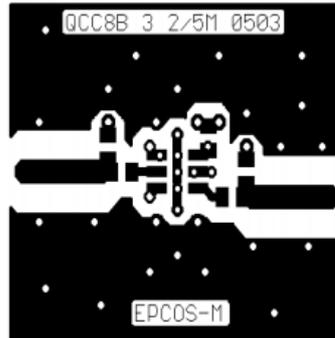


Figura 37 - Colocação das vias para a terra segundo as recomendações da Epcos (Retirado da datasheet (17))

A disposição dos componentes deve ser feita com o objectivo de manter a placa o mais pequena possível. Assim, após esta disposição estar toda completa é desenhada à volta do circuito um rectângulo delimitador chamada a *Keepout*. Esta serve para indicar até onde se podem colocar os componentes e deixar 1 mm de distância entre a disposição destes e o limite físico da placa. Este limite físico também está identificado por um rectângulo e tem como nome *Mechanical 1*.

Por fim é traçado o plano de terra e verifica-se se existe alguma ligação que não foi correctamente conectada. Além disso, também se corre uma última verificação feita pelo Altium Designer a que se dá o nome de *Design Rule Check*.

Seguindo estas regras obteve-se a placa apresentada abaixo, sendo que esta engloba dois circuitos, na parte de cima, o circuito com apenas um estágio de multiplicação e na parte de baixo o circuito com três estágios de amplificação.

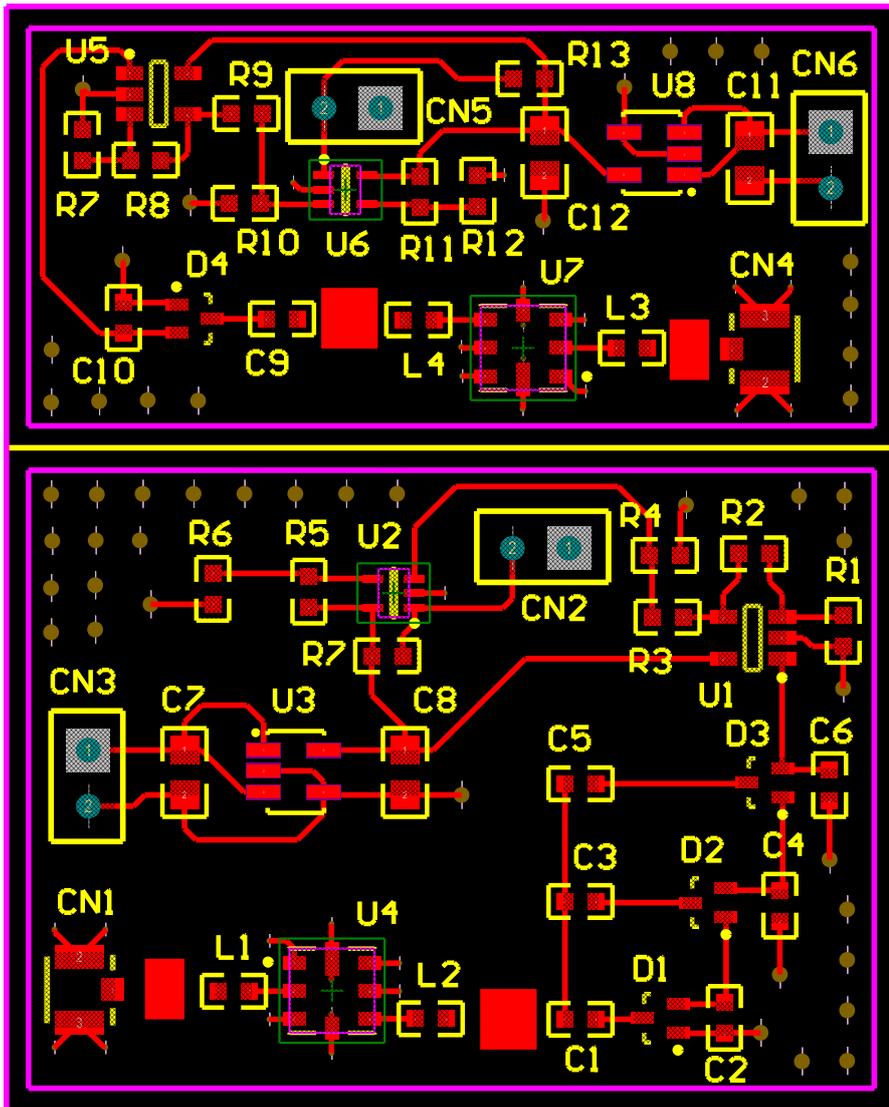


Figura 38 – Placa de circuitos impressos do acordar colectivo sem os planos de terra

Foram concebidas duas placas destas a primeira com ganhos reduzidos (10 e 20) e níveis de comparação elevados (300mV) e a segunda com ganhos elevados (400) e níveis de comparação reduzidos (100mV e 150mV). Utilizando estas placas foram efectuados vários testes descritos no subcapítulo seguinte.

3.6. Testes e resultados

O primeiro teste foi efectuado num corredor tendo sido mantido o receptor fixo e movendo-se o emissor de 0,6 em 0,6 metros, mantendo este sempre desligado entre deslocções só ligando nos pontos múltiplos de 0,6 metros. Ao atingir um ponto onde o sinal de acordar deixa de ser produzido voltava-se para trás até atingir o ponto de alcance máximo para o qual consegue ser gerado sinal de acordar. Ambos os sistemas se encontravam ligados a uma fonte de alimentação e a verificação de acordar foi feita através da indicação de um led conectado aos terminais do comparador e através do valor medido com o multímetro nos terminais do mesmo. A antena utilizada tanto no emissor como no receptor foi a ANT-433-CW-RH que apresenta uma atenuação de $-9dBi$.

Neste caso foram obtidos os seguintes resultados:

Tabela 8 - Resultados obtidos para o teste de alcance num corredor para os circuitos com 3 estágios

3 Estágios/Antena -9dBi			
Ganho 10 Nível 300		Ganho 400 Nível 100	
Distância (m)	Estado	Distância (m)	Estado
0,6	Ligado	0,6	Ligado
1,2	Ligado	1,2	Ligado
1,8	Desligado	1,8	Ligado
-	-	2,4	Ligado
-	-	3	Ligado
-	-	3,6	Desligado
-			
Alcance	1,5m	Alcance	3m

Tabela 9 - Resultados obtidos para o teste de alcance num corredor para os circuitos com 1 estágio

1 Estágio/Antena -9dBi			
Ganho 20 Nível 300		Ganho 400 Nível 150	
Distância (m)	Estado	Distância (m)	Estado
0,6	Ligado	0,6	Ligado
1,2	Desligado	1,2	Ligado
-	-	1,8	Ligado
-	-	2,4	Ligado
-	-	3	Ligado
-	-	3,6	Ligado
-	-	4,2	Desligado
-			
Alcance	0,6m	Alcance	3,6m

Com base nestes resultados o alcance máximo para as placas é o expresso na última linha de cada uma. Contudo após um varrimento ao longo de todo o corredor verificou-se que após esta zona inicial existem outras zonas mais distantes onde o sistema volta a acordar.

Desta forma, o segundo teste serviu para analisar estas zonas de sombra onde o sinal de acordar deixa de ser gerado e o alcance máximo após estas zonas. Neste teste foi mantida a placa de wake-up fixa e foi-se movimentando o emissor mantendo este sempre ligado. Os terminais do comparador da placa de wake-up encontram-se ligados a um DAQ da National Instruments que permite a aquisição e registo da tensão ao longo do tempo. Cada placa encontra-se alimentada por uma fonte de alimentação e são afastadas uma da outra, com o emissor sempre ligado, até a placa de wake-up deixar de produzir o sinal de acordar em definitivo. A antena utilizada tanto no emissor como no receptor foi a ANT-433-CW-RH que apresenta uma atenuação de -9dBi .

Além disso, foi-se sempre registando a distância e o tempo à qual esta corresponde para posteriormente ser possível fazer a correspondência entre ambos. Assim, estes dados são posteriormente tratados com recurso ao Excel, onde se eliminaram as interferências provenientes no manuseamento das placas e se criaram os gráficos da distância em função da tensão aos terminais do comparador. Os resultados obtidos foram os seguintes:

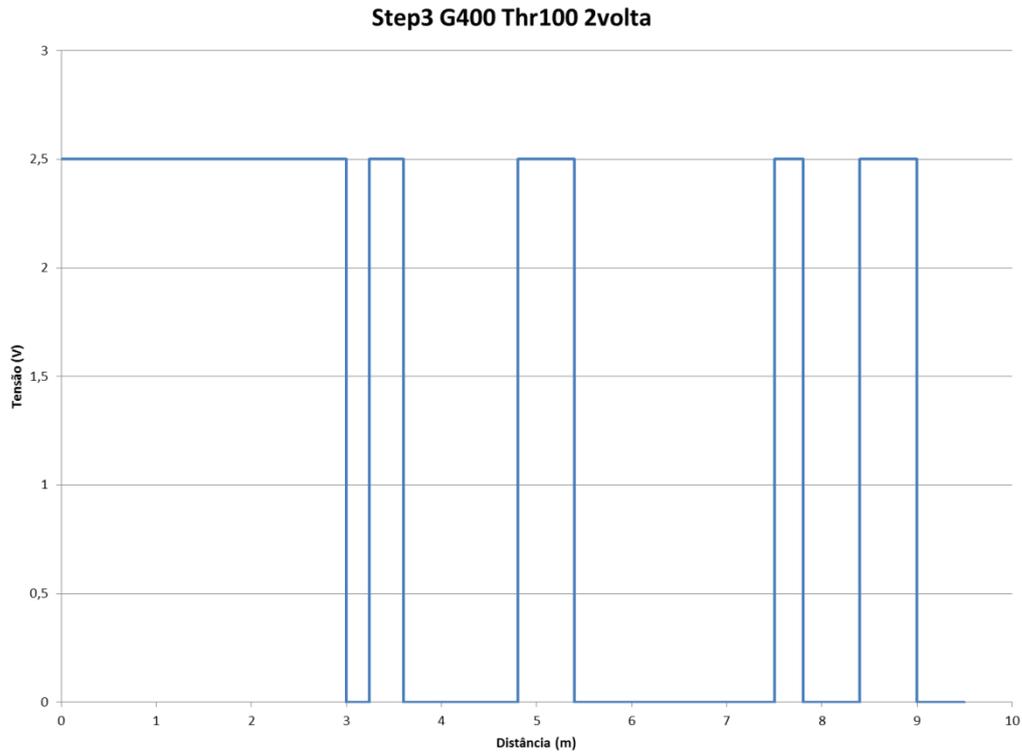


Figura 39 – Distância em função da tensão à saída do comparador que permite identificar zonas de sombra

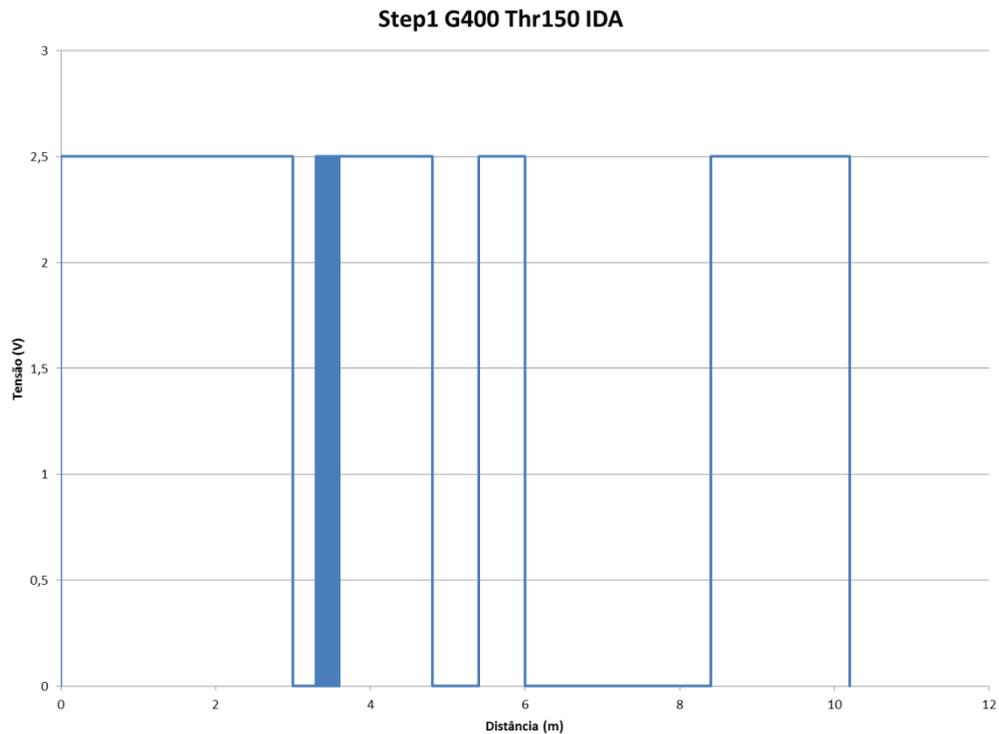


Figura 40 - Distância em função da tensão à saída do comparador que permite identificar zonas de sombra

Estes são apenas dois exemplos dos vários gráficos obtidos nestes testes. Aqui apenas são apresentados estes dois, uma vez que os restantes apresentam também zonas de sombra mas sem um padrão definido, sendo que os restantes se encontram no apêndice A. Assim a partir da análise dos gráficos podemos observar que existe sempre uma zona inicial onde o sinal de acordar é sempre gerado e depois surge uma zona onde começam a surgir zonas de sombra e zonas onde a transmissão é conseguida. Este fenómeno explica-se pelo facto de estes testes terem sido realizados ao longo de um corredor com apenas 2,4 metros de largura. Desta forma, as ondas electromagnéticas emitidas vão ser reflectidas nas paredes do corredor e irão interferir com aquelas que não sofreram reflexões. Assim, caso estas estejam em fase, sofrem uma interferência construtiva e caso estejam desfasadas essa interferência é destrutiva e portanto surgem zonas onde o circuito acorda que se encontram depois de zonas onde este não acorda. A este fenómeno é dado o nome de *multipath propagation loss*.

Contudo para validar esta teoria e ao mesmo tempo obter resultados sem interferências, efectuaram-se testes num campo aberto. Nestes testes utilizou-se o mesmo procedimento anterior, mas em vez das placas serem alimentadas a partir de uma fonte eram alimentadas utilizando pilhas de 3,6V. Desta forma, verificou-se que para ambas as placas e com o uso da mesma antena o circuito com 1 estágio obteve um alcance máximo de 5 metros e o circuito com 3 estágios um alcance de apenas 3 metros. Até esta distância o circuito acorda sempre e após esta distância deixa de acordar. Para confirmar isto depois de deixar de acordar continuou-se a afastar o circuito durante mais 5 metros.

No mesmo ambiente e nas mesmas condições efectuaram-se os mesmos testes mas com a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA, que apresenta uma atenuação nula. Os resultados obtidos encontram-se sumariados na tabela Tabela 10.

Tabela 10 - Resultados obtidos para testes em campo aberto com a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA

Antena 0dBi		
	1 Estágio Ganho 400 Nível 150	3 Estágios Ganho 400 Nível 100
Distância (m)	Estado	Estado
1	Ligado	Ligado
2	Ligado	Ligado
3	Ligado	Ligado
4	Ligado	Ligado
5	Ligado	Ligado
6	Ligado	Ligado
7	Ligado	Ligado
8	Ligado	Desligado
9	Desligado	Desligado
10	Desligado	Desligado
Alcance	8m	7m

Além disso, foram também testes à interferência devido a várias fontes de ruído. Os resultados obtidos foram os seguintes:

- Telemóvel provoca a activação a 30 cm de distância em todas as placas.
- Chave do carro provoca a activação em todas as placas numa zona entre os 20 cm e os 30 cm de distância.
- Também se verificou que lâmpadas fluorescentes também causam ruído nestas placas, activando o circuito a distâncias até aos 5 cm ou 10 cm.

Por fim efectuaram-se testes de consumo tendo sido obtidos os seguintes resultados:

Tabela 11 - Consumos das quatro placas de acordar simples

	1E_G20_T300	3E_G10_T300	1E_G400_T150	3E_G400_T100
Normal	0,079 mA	0,038 mA	0,082 mA	0,076 mA
Acordado	0,018 mA	0,02 mA	0,042 mA	0,04 mA

Nesta tabela a nomenclatura utilizada identifica primeiro o número de estágios do multiplicador de tensão, em segundo o ganho do amplificador e em terceiro o nível de referência do comparador. Assim, 1E_G20_T300 representa a placa com um estágio, com ganho 20 e nível de comparação de 300mV.

3.7. Discussão e conclusões

Visto que, muitas das conclusões retiradas foram abordadas no seguimento dos testes realizados para permitir um melhor encadeamento, aqui não são mencionadas todas as conclusões retiradas, apenas as mais pertinentes. Assim, verificou-se que a colocação de uma superfície espelhada na base da antena emissora maximiza a direccionalidade da radiação emitida e melhora a recepção do sinal de wake-up. Também se verificou que a potência transferida é máxima quando ambas as antenas se encontram com a mesma orientação. Isto deve-se ao facto das antenas ao apresentarem um desvio na sua polarização sofrerem uma perda que se traduz pelo factor $\cos^2(\theta)$, onde θ corresponde ao ângulo formado pelas polarizações de ambas as antenas. Neste caso, as antenas utilizadas apresentam a mesma orientação de polarização sendo que para este procedimento ambas as antenas foram mantidas com a mesma orientação e à mesma altura por forma a minimizar este efeito.

A partir dos resultados obtidos nos testes de ruído verificou-se que a diferença de $50mV$ entre os níveis de referência de comparação não trás uma imunidade ao ruído suficientemente distinta que justifique este aumento. Assim é aconselhável a utilização de um nível de comparação de $100mV$ ou até inferior caso se pretenda aumentar o alcance do sistema. Mesmo assim este valor não deve ser inferior nem muito próximo de $40mV$ uma vez que a partir daí o sistema fica totalmente exposto a ruído e conseqüentemente a falsos acordares.

Apurou-se que a amplificação do sinal é um pouco instável nas placas com ganho 400, uma vez que este ganho é demasiado elevado. Além disso, não foi atingido o requisito de alcance de 15 metros, uma vez que o ganho não correspondia na prática à mesma amplificação do sinal. Desta forma, a única solução seria utilizar outro amplificador mais estável para ganhos elevados, permitindo assim até aumentar o ganho e obter alcances superiores. Contudo isto implicaria um aumento de consumo do circuito e portanto poderia deixar de ser compensatório a utilização do circuito de wake-up.

Confirmou-se ainda que o ambiente onde está inserido o sensor interfere muito com a capacidade deste acordar ou não, para distâncias acima dos dois metros. Este efeito foi analisado no subcapítulo anterior, onde se verificou que a interferência de ondas desfasadas é muito preponderante, corroborando assim a teoria do *multipath propagation loss*.

Além disso, verificou-se a clara mais valia da antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA face à antena ANT-433-CW-RH, sendo que o ganho em alcance da primeira face à segunda é compensatório relativamente ao aumento de tamanho.

Por fim, podemos concluir que o alcance obtido para as placas com um ganho de apenas 10 ou 20 é demasiado curto para viabilizar esta solução. Desta forma, as melhores opções são aquelas com um ganho de 400, uma vez que são aquelas que apresentam um maior alcance. Apesar de também haver um aumento de consumo por parte destes, torna-se compensatório face ao aumento de alcance. Ao contrário do que era esperado o circuito com apenas um estágio obteve um maior alcance o que o torna a solução mais indicada, apesar de apresentar o maior consumo. O circuito com apenas um estágio tem um alcance superior, visto que os condensadores utilizados no multiplicador de tensão consomem corrente e por isso para sinais muito baixos atingem uma determinada distância em que este é todo absorvido e portanto já

nem é possível a sua amplificação. Visto que o circuito com apenas um estágio tem um nível de comparação superior ao nível do circuito com três estágios, corrobora-se a conclusão de que o primeiro é mais vantajoso que o segundo.

4. Activação Selectiva

4.1. Objectivo

Contrariamente à activação colectiva, a activação selectiva apresenta a grande vantagem de poder ser endereçada permitindo assim numa rede de sensores acordar apenas um sensor específico deixando os restantes em modo adormecido. Assim, esta terá como principais alvos redes de sensores mais heterogéneas onde cada sensor terá funções distintas dos outros e portanto não fará sentido acordar todos em simultâneo. Além disso, a capacidade de endereçamento irá reduzir os falsos acordar e conseqüentemente não haverá consumos energéticos desnecessários. Contudo devido à presença de componentes activos de maior consumo este sistema poderá apresentar uma poupança energética inferior ao acordar simples. Desta forma, o objectivo desta fase consiste na implementação de um circuito de acordar selectivo que deverá cumprir os requisitos apresentados na secção seguinte.

Visto que este projecto, não tem uma aplicação prática imediata no seio da Eneida®, foi desenvolvido na tentativa de poder abranger o maior número de possibilidades existentes, mas tendo em conta as tecnologias já utilizadas na empresa, tanto em termos de microcontroladores como emissores de radiofrequência 433MHz.

4.2. Construção do Circuito

Existem várias formas de construir um circuito de activação selectiva.

- A) Uma primeira abordagem consiste na utilização de um circuito de acordar simples onde este acorda o microcontrolador caso receba um sinal com uma frequência na banda dos 433MHz. Imediatamente a seguir o microcontrolador activa o seu receptor rádio, permitindo assim ler a segunda parte da mensagem que contém o endereço. Caso este corresponda ao seu endereço o microcontrolador deverá ler a restante parte da mensagem que corresponde aos comandos de execução. Caso contrário deverá voltar para o estado adormecido de poupança energética no qual se encontrava antes de ser activado.
- B) A segunda abordagem consiste na implementação de um circuito constituído apenas por componentes discretos que, além da detecção da frequência, também efectua a correlação entre o padrão enviado no sinal de wake-up e o padrão específico definido para cada sensor. Desta forma, o microcontrolador só é acordado quando o padrão detectado é exactamente igual ao endereço predefinido do sensor, para que possa ler e executar as instruções enviadas de seguida.

- C) A terceira abordagem consiste exactamente no mesmo conceito que o referido em B), mas onde a correlação do padrão é efectuada através de um circuito integrado. Este circuito integrado deverá ser programável, permitindo assim definir o endereço e ajustar os vários parâmetros internos deste.

A abordagem A) é a que apresenta desvantagens mais claras, uma vez que tem a necessidade de acordar o microcontrolador e respectivo receptor rádio para verificar o padrão recebido no sinal. Além disso, esta verificação deverá ser efectuada sempre que é detectado um sinal com frequência na banda dos 433MHz, o que levará a que numa rede de sensores acordem sempre todos os sensores, mesmo que por pouco tempo, sempre que se queira endereçar apenas a um. Desta forma, com este esquema não se alcança uma poupança energética significativa, pelo que é uma má opção.

Por outro lado, tanto a abordagem B) como a C) apresentam o mesmo conceito que é muito mais vantajoso em termos de poupança energética do que a abordagem A). Assim, a escolha prende-se apenas entre a implementação de um circuito que seja totalmente constituído por componentes discretos ou por um integrado que efectue a mesma função. Através de uma pesquisa no estado da arte de sistemas de acordar selectivo, conclui-se que através da abordagem B) é possível fazer um circuito com um consumo inferior uma vez que desta forma é possível criar um sistema dedicado. Mesmo assim esta não é a melhor opção, uma vez que o circuito integrado apresenta uma maior flexibilidade e um custo final também menor. O custo final é inferior visto que são muito menos componentes que necessitam de ser comprados e soldados aliado ao facto de se conseguir desta forma desenhar uma placa de circuitos impressos menor. Além disso, com componentes discretos o endereço de cada sensor será definido através de hardware, o que acarreta uma enorme desvantagem de cada vez que se quiser alterar este endereço. Desta forma, cada placa teria de ter alterações específicas no hardware para estabelecer o endereço de cada uma, o que conduziria à incapacidade de produção em massa destas placas. Aliado a isto ainda existe a desvantagem de que com o aumento da necessidade de endereços também aumenta a complexidade do circuito e portanto todos estes factores serão ainda mais amplificados. Por fim, para a abordagem C) temos ainda a grande vantagem de em qualquer momento o endereço de cada sensor poder ser alterado remotamente. Assim a escolha recai sobre a abordagem C) visto ser a opção mais flexível e na qual se pode efectuar apenas um circuito único, onde o endereço de cada sensor é programado por software.

Para este sistema, além dos requisitos já mencionados para o acordar simples, também deve cumprir os seguintes:

- Capacidade de programação por software de 256 endereços no mínimo, ou seja, de 8 bits programáveis;
- Deve ser altamente imune a acordaes falsos, apenas acordando com um sinal que contenha um padrão com o seu endereço;
- O sistema deve acordar com o mínimo de mensagens possível, ou seja, deve falhar a recepção do mínimo de mensagens possível, sendo que para curtas distâncias deve acordar apenas com o envio de uma mensagem.

Tendo em conta estes requisitos é necessário que o sistema apresente os seguintes módulos funcionais:



4.3. Microcontrolador

O microcontrolador neste projecto apenas terá a função de programar o integrado de correlação de endereços. Desta forma, o único requisito real seria a capacidade de comunicação por SPI, pelo que se utilizou um microcontrolador já existente nas prateleiras da empresa. Assim o microcontrolador utilizado é o CC430F5137IRGZ, que tem duas interfaces de comunicação série universal com suporte para SPI: a USCI_A0 e a USCI_B0. Apenas será utilizada a USCI_A0 para comunicar e alterar os registos do integrado.

4.3.1. Correlação de Endereços

Este é o módulo mais importante de toda esta cadeia e deve ser compreendido em primeiro lugar, uma vez que os restantes módulos deverão ser definidos em função dos requisitos deste. Depois de alguma pesquisa descobriu-se a melhor possibilidade em termos de funcionalidades, consumo e sensibilidade. Existem dois modelos, ambos desenvolvidos pela *AMS (AustriaMicroSystems)* sendo o mais recente o AS3933 e o anterior a este, o AS3932. Ambos os modelos são idênticos na maioria das características, tendo três canais de entrada que reconhecem sinais modulados em ASK (*Amplitude-shift keying*). Estes sinais de entrada devem ter uma frequência entre 15 kHz e 150 kHz, para o AS3933, ou entre 110 kHz e 150 kHz, para o AS3932. Como se pode verificar estas são frequências muito abaixo dos 433MHz utilizados pelo emissor, sendo que este terá de ser ligado e desligado com um período correspondente à frequência que se pretende, que neste caso deverá ser 125kHz. Assim, e como podemos ver na figura 41, a comutação do emissor de 433MHz irá resultar num sinal cujo envelope tem uma frequência de 125kHz. Este sinal, por sua vez, apresentará modulação OOK onde estará contida a informação do endereçamento. O AS3932/AS3933 aceita uma bitrate dentro da gama dos 8192 bits/s aos 1024 bits/s, pelo que se seleccionou a de 1092 bits/s uma vez que era a que se conseguia gerar com maior precisão.

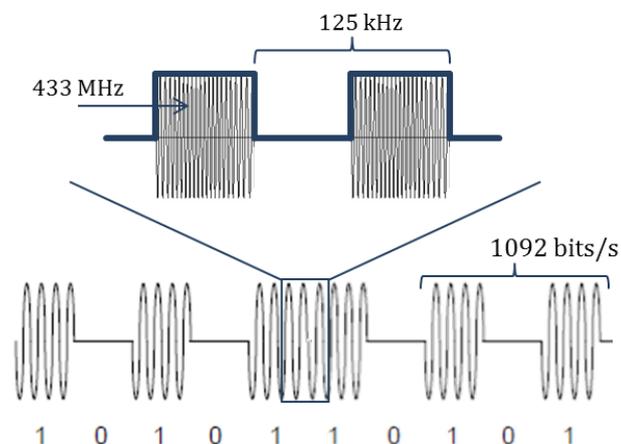


Figura 41 - A onda portadora de 433MHz é ligada e desligada para gerar um sinal com 125kHz

Desta forma, o circuito de condicionamento antes deste deverá suavizar o sinal para que a detecção esteja menos sujeita ao ruído e assim minimizar os falsos acordar. Caso sejam conectadas três antenas a cada um dos três canais estes permitem uma a determinação 3D da direcção do sinal recebido. Contudo esta funcionalidade não é necessária, pelo que os canais LF3P e LF2P deverão ficar desligados para poupar energia, sendo que o sinal recebido deverá ser lido no canal LF1P.

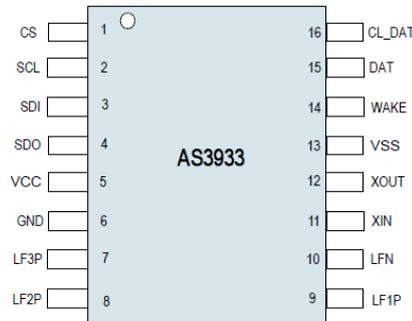


Figura 42 - Pinos do AS3933 (imagem retirada da datasheet (21))

Tanto o AS3933 como o AS3932 detectam a frequência de entrada e o endereço contido no sinal. Existem dois modos de funcionamento: o primeiro onde a correlação de endereços está inactiva e portanto basta que a frequência do sinal detectado esteja contida na banda aceite que é gerado no pino WAKE um sinal de acordar. Esta funcionalidade é útil caso se pretenda utilizar este sistema como um acordar simples, ou seja, sem endereçamento dos sensores. Por outro lado, o segundo modo de funcionamento além de verificar a frequência do sinal detectado, também verifica o padrão recebido e caso obtenha correspondência em ambas gera um sinal de acordar no pino WAKE. Caso apenas seja validada a frequência, ou seja, caso o endereço esteja incorrecto, o integrado não gera nenhum sinal de acordar e considera este como um falso acordar e portanto incrementa no seu registo interno R13 uma unidade. Este apresenta portanto 19 registos internos programáveis por SPI, onde este actua como *slave* e o microcontrolador como *master*. Para isso os pinos 1 (P2.2), 4 (UCA0CLK), 5 (UCA0TXD) e 6 (UCA0RXD) do microcontrolador devem ser ligados aos pinos 1 (CS), 2 (SCL), 3 (SDI) e 4 (SDO) do AS3932/AS3933. O pino 4 (UCA0CLK) do microcontrolador irá gerar a frequência de *clock* e o pino 2 (SCL) do AS3932/AS3933 irá receber esse *clock* com o objectivo de sincronizar ambos e processar a troca de mensagens. Esta troca de mensagens é efectuada entre os pinos 5 (UCA0TXD) e 6 (UCA0RXD) do microcontrolador e os pinos 3 (SDI) e 4 (SDO) do AS3932/AS3933, respectivamente. Esta troca de mensagens é bidireccional e simultânea sendo que portanto não pode ocorrer um envio de uma mensagem sem a recepção de outra. Para sinalizar o início da comunicação o pino 1 (CS) do AS3932/AS3933 deve ficar a um e para sinalizar o final desta o mesmo pino deve ficar a zero. Abaixo está expressa uma imagem que exemplifica o funcionamento atrás explicado.

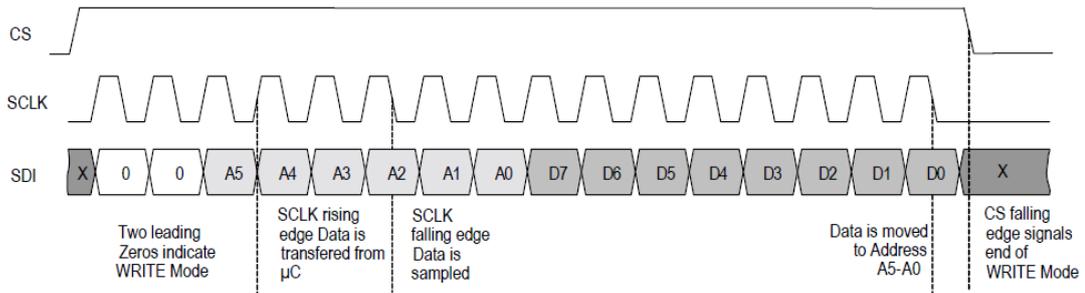


Figura 43 - Escrita de um byte num registo do AS3933 (imagem retirada da datasheet (21))

Através da comunicação por SPI é possível escrever e ler os registos do AS3932/AS3933 e ainda enviar comandos directos. Os dois primeiros bits enviados servem para seleccionar o modo de funcionamento, ou seja, entre escrita (00), leitura (01) ou comando directo (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 registar no registo, sendo que este byte só é utilizado pelo AS3932/AS3933 no caso de escrita. Os comandos directos permitem efectuar apenas com o envio de um comando, funções que em modo de escrita exigiriam o envio de vários comandos por SPI. Os comandos directos existentes são os seguintes:

- Clear_wake: Caso o integrado tenha o pino WAKE a um, este comando coloca-o a zero, permitindo assim que este volte ao modo de escuta;
- Reset_RSSI: Faz 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 de envio por SPI, pode ser mais facilmente compreendida através da figura 44.



Figura 44 – Formatação dos comandos enviados por SPI

O sinal enviado deverá ter a estrutura apresentada na imagem abaixo. Primeiro deverá ser emitido um feixe inicial (*carrier burst*) com uma duração superior a 550 μ s e inferior ao tempo de 16 bits, o qual permitirá ao integrado verificar a frequência. De seguida deverá ser enviado um preâmbulo com uns e zeros alternados e deverá ter uma duração mínima de 4 bits e uma duração máxima de 24bits. Este permitirá ao integrado fazer pequenos ajustes para melhor detecção da bitrate definida. Por fim é enviado o endereço do sensor o que irá despoletar um sinal de acordar no pino WAKE. Este ficará a um 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 para isso. A bitrate do sinal enviado é variável e pode ser escolhida através da programação do registo R7<4:0> do integrado.

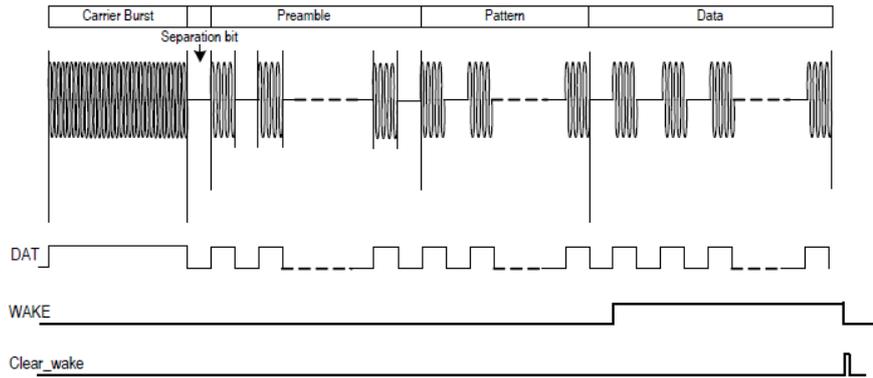


Figura 45 – Formatação do sinal enviado e respectiva interpretação do integrado AS3932 (Retirado de (9))

Além disso, tanto o AS3932 como o AS3933 permitem a leitura RSSI de cada canal, ou seja, permite saber a cada leitura a potência do sinal recebido. 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, respectivamente. Caso fosse necessário utilizar mais do que um canal, tanto o AS3932 como o AS3933 têm 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, neste caso, em concreto só será necessário a utilização de um canal, o que permitirá desligar os restantes, reduzindo o consumo do integrado para apenas $2,7\mu A$. Com a utilização de apenas um canal não é possível recorrer ao modo *duty-cycle*, uma vez que estes modos de poupança energética só funcionam com dois ou três canais activos.

Apesar de serem bastante similares em quase todas as características o AS3933 difere do AS3932 por apresentar uma maior sensibilidade, $100\mu VRMS$ para o AS3932 e $80\mu VRMS$ para o AS3933. Aliado a esta maior sensibilidade o AS3933 tem um aumento de ganho de 3dB relativamente ao AS3932.

Apesar de ambos os integrados apresentarem na datasheet a funcionalidade de decodificação Manchester apenas o AS3933 tem realmente esta capacidade, visto que no AS3932 esta funcionalidade não ficou bem implementada, segundo informações obtidas junto da *AustriaMicroSystems*. Para este projecto esta funcionalidade não é necessária uma vez que não traz nenhuma mais valia. Por fim, o AS3932 apresenta 16 bits de endereço programáveis enquanto o AS3933 apresenta 16 bits ou 32 bits. Com 16 bits existem $2^{16} = 65536$ endereços diferentes e sendo este um valor já tão elevado, não há qualquer mais valia em endereçar com 32 bits.

Desta forma, é claro que o AS3933 apresenta características melhoradas em relação ao AS3932 e portanto prevê-se que apresente um consumo inferior e um alcance superior. Mesmo assim, irão ser testados ambos para verificar na prática e poder quantificar quão superiores são estas melhorias.

4.3.2. Adaptação de Impedâncias

O primeiro módulo funcional corresponde à adaptação de impedâncias. Tendo em conta que os sinais à entrada serão de pequena amplitude, este módulo torna-se muito importante uma vez que permite maximizar a transferência de potência. Além disso, permite também a minimização das reflexões do sinal que poderão criar ruído ou perda de informação através de interferências construtivas e destrutivas, caso estes estejam em fase ou não.

Existem duas abordagens possíveis, a já utilizada no acordar simples, que se baseia num filtro passivo SAW e uma segunda que consiste na utilização de indutores e condensadores. A primeira tem como principal função actuar como um filtro passa-banda na zona dos 433MHz, mas também efectua a adaptação de impedâncias através da colocação de indutores à entrada e à saída do mesmo. Contudo, a filtragem neste caso não é crucial, uma vez que o sensor apenas acordará com um determinado padrão de endereçamento. Desta forma, a segunda opção pode ser mais vantajosa uma vez que poderá minimizar as reflexões e maximizar a potência transferida do sinal de uma forma mais eficiente. De entre os vários circuitos capazes de efectuar esta adaptação de impedâncias existem três mais comuns: o L-Match, o T-Match e o PI-Match. A imagem abaixo ilustra cada um deles.

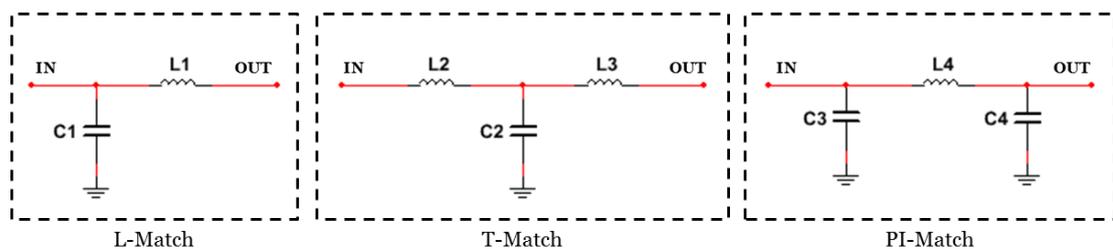


Figura 46 – Tipos de circuitos mais comuns de adaptação de impedâncias

Dentro de cada um destes esquemas de adaptação de impedâncias ainda existem várias configurações possíveis. No L-Match os condensadores poderão trocar de posição com os indutores caso se pretenda que a adaptação de impedâncias actue como um passa-baixo ou como um passa-alto. Neste caso em concreto é mais vantajoso que actue como passa-baixo uma vez que o circuito integrado de correlação de endereços irá funcionar com frequências abaixo dos 433MHz como se verá mais à frente. Além disso, caso a impedância vista à saída seja superior à impedância de entrada então no L-Match o condensador deverá ser colocado à frente do indutor, e caso contrário, ou seja a impedância de entrada seja superior à de saída, o condensador deve ser colocado atrás do indutor. Por outro lado, tanto o T-Match como o PI-Match fazem a adaptação para impedâncias de entrada superiores à saída e vice-versa, sem necessidade de alteração da posição dos componentes. Aliado a isto, o L-Match não permite o ajuste do factor de qualidade (Q), uma vez que este está dependente das impedâncias de entrada e de saída, contrariamente ao que se verifica no T-Match e no PI-Match. Estes apresentam um factor Q ajustável através dos valores dos seus componentes, o que permite assim definir uma largura de banda mais ou menos estreita. Apesar de a solução L-Match ser a menos complexa de implementar e a mais prática em termos de escolha dos valores dos componentes, a flexibilidade oferecida tanto pela solução T-Match como pela PI-Match tornam estas últimas mais convenientes para este circuito. De entre estas opções não há uma

que claramente se distinga da outra, mas neste caso foi escolhida a PI-Match uma vez que era a que permitia valores para as capacidades dos condensadores e indutores mais aceitáveis.

Para determinar os valores dos componentes da adaptação de impedâncias, temos de saber qual é a impedância à entrada e à saída do mesmo. A entrada corresponde a um conector SMA para U.FL que tem uma impedância de 50 ohms e que a saída apresenta um díodo HSMS-285C cujo modelo equivalente pode ser encontrado na sua datasheet (18) e apresenta a seguinte estrutura:

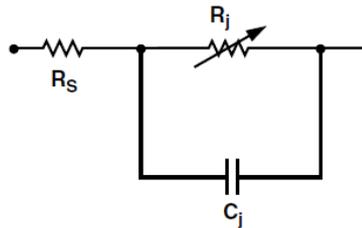


Figura 47 - Retirado da datasheet do HSMS-285C (18)

A partir deste modelo e dos valores disponibilizados na *datasheet* obteve-se o seguinte número imaginário $110,6 + 3,6j$ que corresponde à impedância do díodo. Assim, tendo a impedância de entrada e de saída vista pelo circuito de adaptação de impedâncias obteve-se o seguinte modelo.

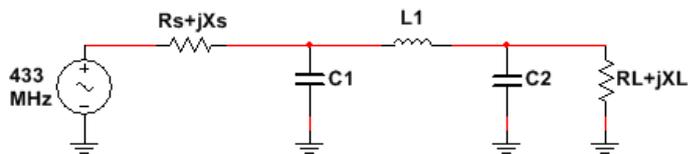


Figura 48 – Modelo utilizado no cálculo dos parâmetros da adaptação de impedâncias PI-Match

Antes de determinar os valores de L_1 , C_1 e C_2 tem de se escolher um valor para Q que obedeça à seguinte expressão:

$Q = \sqrt{\frac{\|R_s\|}{R_x} - 1}$, onde R_x corresponde a uma resistência imaginária que pode ser escolhida por forma a obter o Q que pretendido, desde que cumpra o seguinte requisito: $R_x < R_L < R_s$.

Desta seguida, utilizam-se as seguintes expressões para calcular o valor para a indutância L_1 e para os condensadores C_1 e C_2 .

$$C_2 = -R_L * \sqrt{\frac{\frac{R_s}{R_L}}{Q^2 + 1 - \left(\frac{R_s}{R_L}\right)}}$$

$$L_1 = \frac{(Q * R_s) - \left(R_L \left(\frac{R_s}{C_2}\right)\right)}{Q^2 + 1}$$

$$C_1 = -\frac{R_s}{Q}$$

Sabendo que $R_s + jX_s = 50 \text{ Ohms}$, $R_L + jX_L = 110,6 + 3,6j \text{ Ohms}$ e considerando um factor $Q = 3$, obtiveram-se os seguintes valores:

$$L_1 = 19,7 \text{ nH}$$

$$C_1 = 13,8 \text{ pF}$$

$$C_2 = 10,1 \text{ pF}$$

Note-se que o valor de Q foi escolhido tendo em conta a seguinte expressão:

$$Q = \frac{2\pi * \text{energia máxima armazenada instantaneamente}}{\text{energia dissipada em cada ciclo}}$$

Tendo em conta que a frequência do sinal será elevada e que se pretende uma largura de banda suficientemente larga, estimou-se um factor Q de 3.

Para o filtro SAW B3760, a adaptação de impedâncias é efectuada através da colocação de dois indutores um à entrada e outro à saída. Os dois indutores deverão ter uma indutância de 33 nH , como é recomendado na datasheet do componente (17).

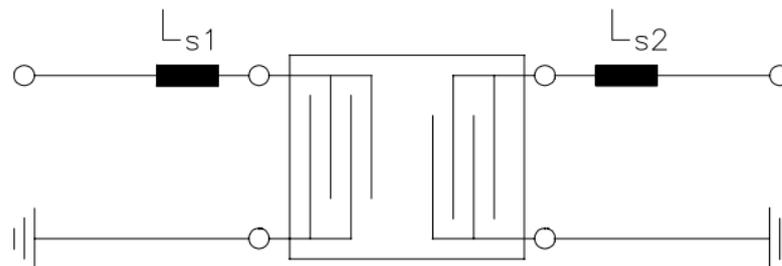


Figura 49 - Adaptação de impedâncias com o filtro SAW B3760 (imagem retirada da datasheet (17))

4.3.3. Amplificação

Após o módulo de adaptação de impedâncias poderá ser útil a amplificação do sinal, com a finalidade de aumentar o alcance do sistema de wake-up. Desta forma, recorre-se a um Amplificador Operacional com uma montagem não inversora. Tendo em conta que este deverá apresentar *single supply*, um baixo consumo e uma frequência de resposta elevada, escolheu-se o modelo da Maxim Integrated MAX4464EUK+T. Este tem um consumo de 750 nA e um Gain-Bandwidth Product de 40 kHz , assim como tem a vantagem de ser *rail-to-rail* podendo colocar à saída uma tensão entre 0 e a sua tensão de alimentação.

Na escolha deste componente existe um compromisso entre uma frequência de comutação elevada e o consumo de corrente reduzido. Desta forma, este AmpOp escolhido foi aquele que dentro dos requisitos energéticos necessários apresentava a maior frequência.

A determinação do valor das resistências para a montagem não inversora do AmpOp depende do ganho que se pretende. Assim, tendo em conta que o ganho necessário é de 11, ficamos com a seguinte expressão:

$$\frac{R_1}{R_2} + 1 = 11$$

Os valores das resistências devem ser escolhidos tendo em conta um compromisso entre o ruído e o consumo. Quanto menor for o valor das resistências maior é a corrente que passa por estas e portanto maior o consumo do sistema. Por outro lado, resistências mais elevadas criam uma maior agitação dos seus electrões o que se traduz num aumento do ruído térmico. Este ruído é também chamado de ruído de Johnson-Nyquist (22) e é proporcional à temperatura e ao valor da resistência relacionando-se da seguinte forma:

$$\text{Ruído} \propto \sqrt{4kTBR}$$

Tendo em conta este compromisso escolheram-se os seguintes valores para as resistências:

$$R_1 = 1M\Omega \quad e \quad R_2 = 100k\Omega$$

4.3.4. Demodulação

Neste módulo pretende-se efectuar uma demodulação em amplitude, uma vez que a onda portadora tem uma frequência de 433MHz, que através do desligar e ligar do emissor gera uma onda com frequência 125kHz, exemplificado na figura 50.

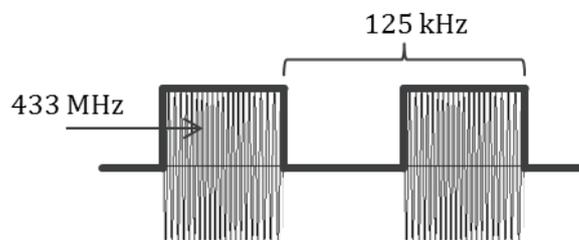


Figura 50 – Sinal quadrado com 125 kHz resultante do envelope da onda portadora

Para isso foi utilizado um detector de envelope, que tem como função retirar o invólucro do sinal de entrada. Este utiliza um diodo que rectifica o sinal à entrada, permitindo a passagem de corrente apenas quando a tensão na entrada relativamente à terra é positiva. Esta corrente vai ser armazenada no condensador ($C3$), que se encontra após o diodo, sendo descarregada com uma determinada constante de tempo para a resistência ($R1$) em paralelo com o condensador ($C3$). Esta constante de tempo é dada pelo produto entre o valor da resistência $R1$ e a capacidade do condensador $C3$. O condensador $C4$ tem como função apenas retirar o offset dc que poderá existir no sinal de entrada. Note-se que os diodos devem ter uma queda de tensão bastante baixa e uma frequência elevada para que o sinal seja transmitido com o mínimo de ruído e com a mínima atenuação possível. Pelo que os diodos escolhidos foram os HSMS-285C.

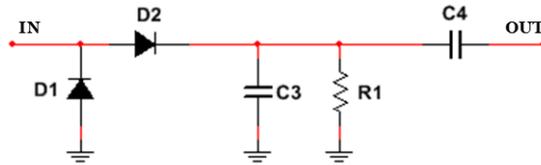


Figura 51 - Circuito de demodulação por detecção de envelope

Para obter um tempo de descarga que permita o funcionamento do circuito de envelope os valores dos componentes C3 e R1 devem obedecer às seguintes condições:

$$\frac{1}{2\pi f_c} \ll R1 * C3 \ll \frac{1}{2\pi f_m}$$

Onde f_c corresponde à frequência da onda portadora e f_n à frequência de modulação.

Tendo em conta que $f_c = 433MHz$ e que $f_n = 125kHz$ e que a ordem de grandeza mínima para o condensador deve ser picroFarads estimaram-se os seguintes valores:

$$2,31 * 10^{-9}s \ll R1 * C3 \ll 8 * 10^{-6}s$$

$$R1 * C3 = 4 * 10^{-8} s$$

$$R1 = 10 k\Omega \quad e \quad C3 = 4 pF$$

Este circuito foi simulado com o software NI Multisim 12.0 com o objectivo de verificar o seu correcto funcionamento e ajustar o valor para a constante de tempo RC . A imagem abaixo exprime o resultado dessa simulação sendo que o tempo de descarga completa medido foi de $364 ns$ que quando comparado com metade do período da onda de $125kHz$, ou seja $4 \mu s$, constitui um valor suficientemente baixo. Note-se que se considera descarga completa o tempo decorrido desde que o emissor $433MHz$ é desligado até que a tensão à saída se torna menor que $1 mV$.

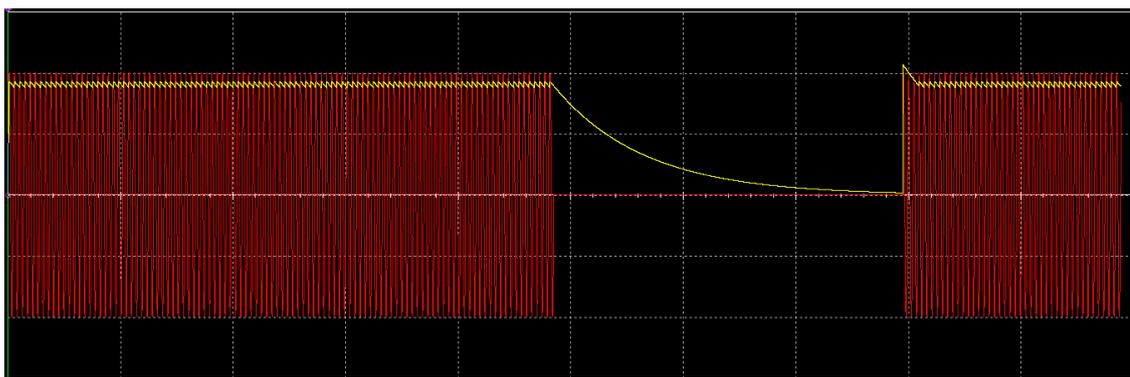


Figura 52 – Resultado da simulação em Multisim do circuito presente na Figura 41

Por sua vez o condensador $C4$ forma com a resistência $R1$ um filtro passa alto. Tendo em conta que a frequência da onda portadora é de $433 MHz$ e do sinal modulado é de $125 kHz$, a frequência de corte do filtro passa-alto deve ser superior as estes valores. A frequência de corte do filtro é dada pela seguinte expressão:

$$f_c = \frac{1}{2\pi R1 * C4}$$

Visto que o valor para a resistência $R1$ já foi determinado e é igual a $10\text{ k}\Omega$, temos $C4 = 10\text{ nF}$, que corresponde a uma frequência de corte de $1,59\text{ kHz}$, que se adequa aos requisitos do circuito.

4.3.5. Alimentação

Como foi mencionado atrás neste projecto a alimentação utilizada será a mesma que no do acordar simples. Esta faz todo o sentido, uma vez que a forma de alimentação se mantém com baterias de $3,6\text{V}$ e a tensão regulada deverá ser de $3,3\text{V}$. A corrente de alimentação é baixa sendo da ordem dos microamperes e podendo atingir, momentaneamente, um máximo de poucas dezenas de miliamperes quando o microcontrolador está ligado. A corrente máxima do TPS78233DDCT é 150 mA , pelo que não haverá qualquer problema de alimentação.

4.4. Desenho da placa de circuitos impressos

Após estarem definidos todos módulos do circuito e determinados os valores dos respectivos componentes, o primeiro passo para a concepção da placa de circuitos impressos consiste no desenho do esquemático. Tanto o desenho do esquemático como da placa de circuitos impressos foi efectuado com recurso ao software Altium Designer.

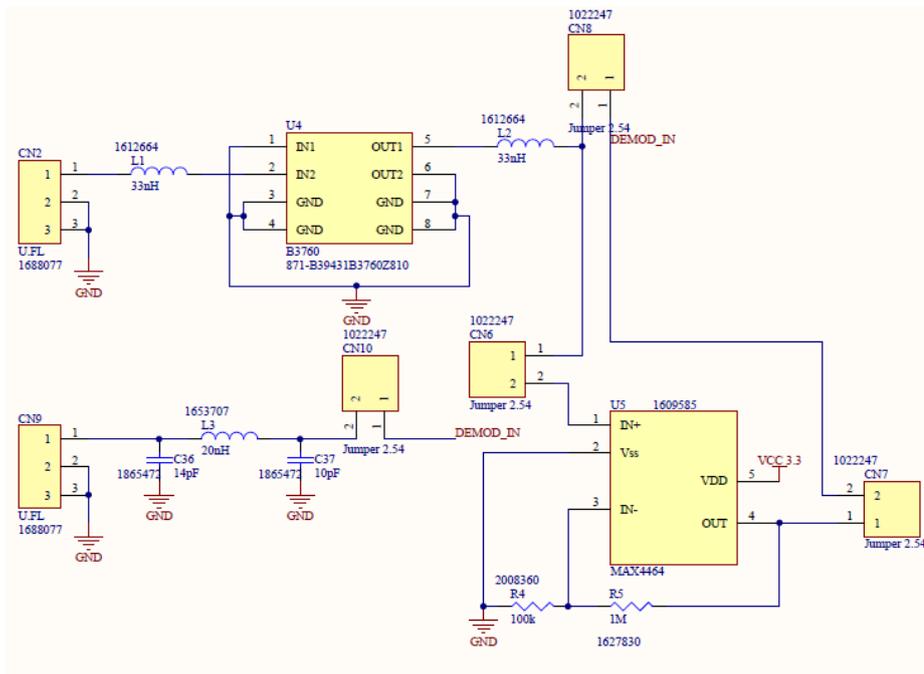


Figura 53 - Esquemático da parte de adaptação de impedâncias e amplificação

Como se pode verificar através da imagem acima, foram desenhados dois módulos de adaptação de impedâncias o de cima representa o filtro SAW B3760 e o de baixo o *PI-Match*. Cada um encontra-se ligado a um conector U.FL (CN2 e CN9), onde será ligada a antena. A selecção entre um e outro circuito de adaptação de impedâncias é feito através dos jumpers CN8 e CN10. À frente destes circuitos encontra-se um amplificador operacional MAX4464 que pode ser colocado em série com o restante circuito ou não através dos jumpers CN6 e CN7.

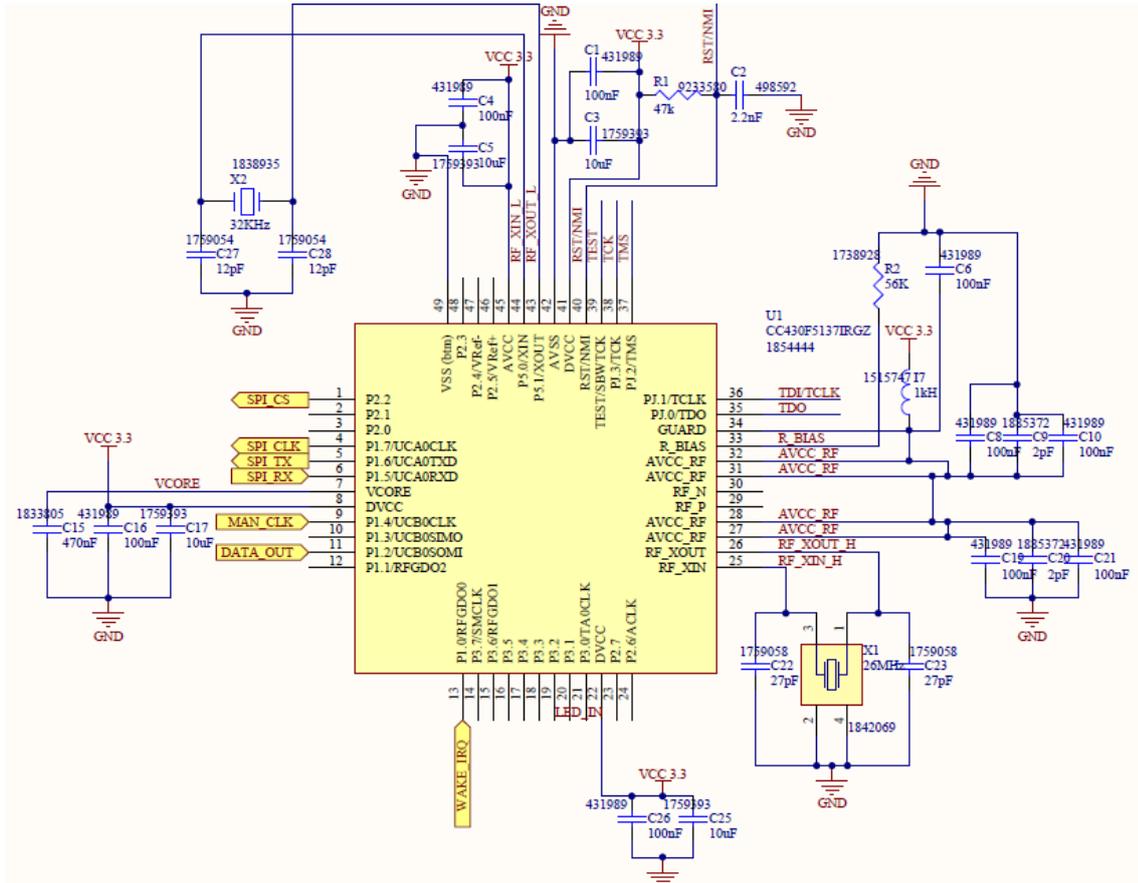


Figura 55 - Esquema do microcontrolador e respectivos elementos periféricos

À parte dos pinos que estão ligados ao AS3932 todas as restantes componentes e ligações efectuadas no microcontrolador foram executadas de acordo com o indicado na datasheet do CC430F5137IRGZ (24). Entre os pinos 43 (XOUT) e 44 (XIN) do microcontrolador foi ligado um cristal de 32,768kHz (23) com os respectivos condensadores de carga de 12 pF tal como no AS3932. Nos pinos 25 (RF_XIN) e 26 (RF_XOUT) do CC430 foi ligado um cristal de 26 MHz que é necessário para a comunicação 433 MHz (25) e os respectivos condensadores de carga com a capacidade especificada na datasheet do componente. Os restantes componentes pertencem ao circuito de alimentação do microcontrolador e têm como função assegurar um fornecimento de tensão e corrente estáveis.

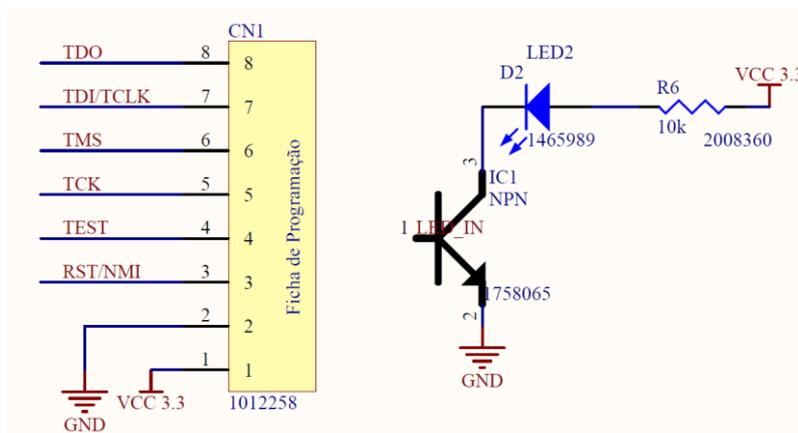


Figura 56 - Esquema da ficha de programação e do LED

Também foi ligada aos respectivos pinos do microcontrolador a ficha de programação que permitirá carregar o CC430 com o código de firmware. Ainda no microcontrolador foi ligado ao pino 19 (P3.2) deste, um pequeno circuito com um LED que permitirá sinalizar alguns eventos e depurar eventuais falhas.

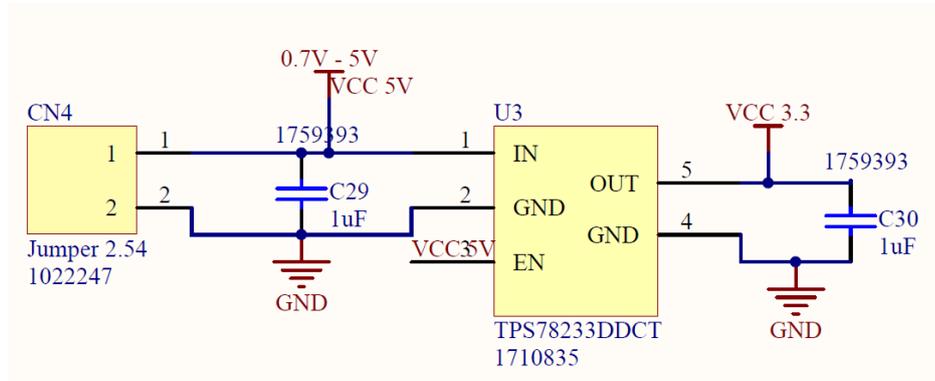


Figura 57 - Esquemático da alimentação utilizada

Por fim, desenhou-se o circuito da alimentação de acordo com o já explicado na secção da alimentação expressa anteriormente. O jumper CN4 permite a ligação da alimentação externa ao circuito da alimentação da placa.

Da mesma forma que para a activação colectiva, após o desenho do esquemático procede-se à disposição dos componentes e traçado das linhas. Da mesma forma que já executado anteriormente esta construção deve obedecer às seguintes boas práticas:

- Disposição dos componentes para que placa fique o mais pequena possível;
- Construção da placa com duas camadas no mínimo;
- Utilização de componentes SMD sempre que possível;
- Limite mínimo da linha depende da corrente que lá passa e portanto neste caso é de 0,25 mm.
- Linhas devem efectuar entre si sempre ângulos inferiores a 90°;
- Cada componente tem as suas próprias especificações recomendadas pelo fabricante e estas devem ser sempre tomadas em conta.

Uma vez que anteriormente já foi explicado o porquê destas regras, neste ponto apenas se enumerou cada uma delas.

Seguindo estas regras obteve-se a placa apresentada abaixo. Note-se que neste caso foram utilizadas quatro camadas porque o painel onde foi inserida tinha já outras placas onde era necessária a utilização das quatro camadas. Além disso, na disposição dos componentes à volta do microcontrolador CC430 seguiram-se as recomendações aconselhadas pela datasheet da Texas Instruments (24).

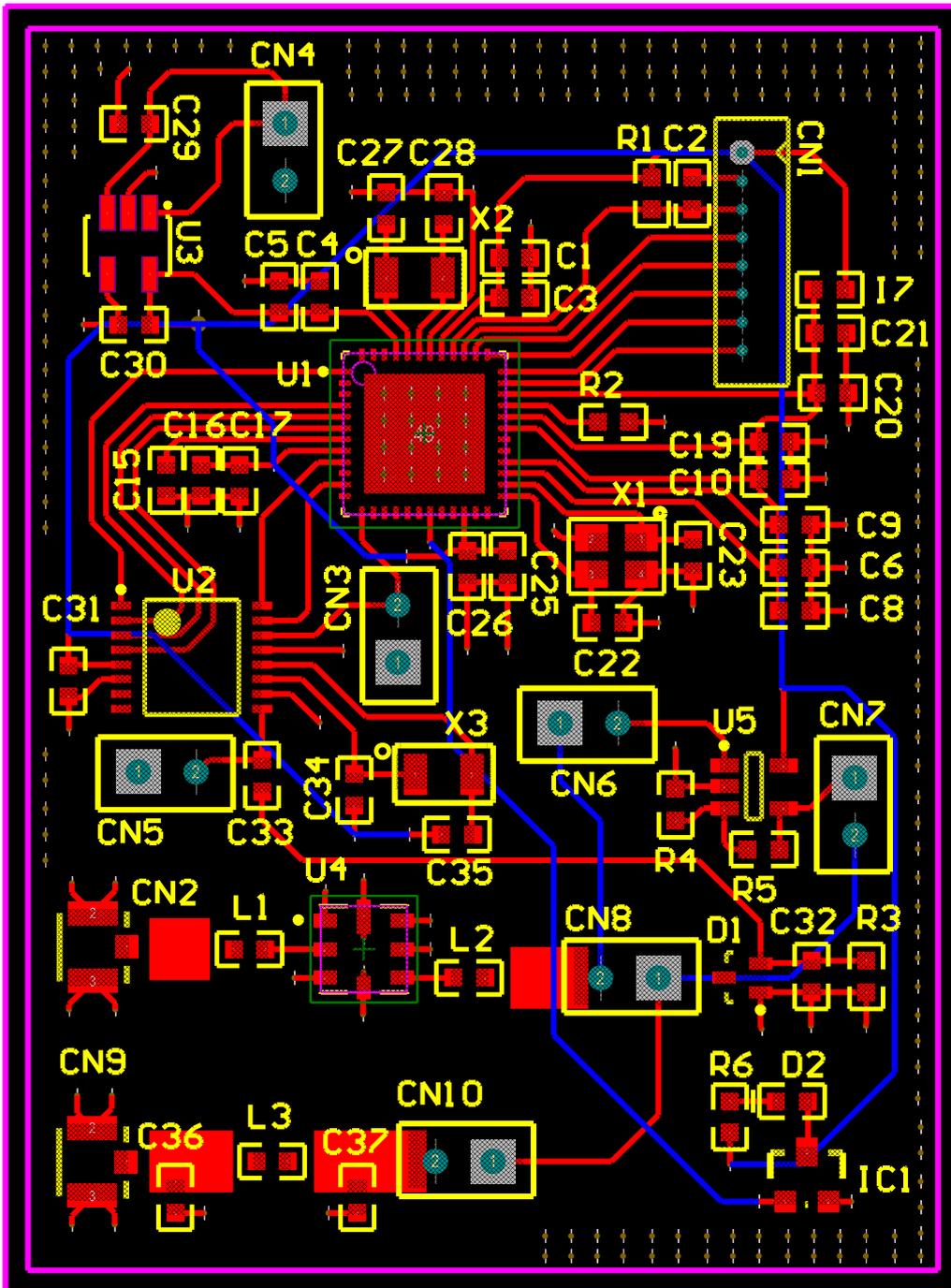


Figura 58 - Placa de circuitos impressos do acordar selectivo, sem os planos de terra

Desta forma, foram concebidas duas placas de circuitos impressos, onde a única coisa onde diferem é que uma utiliza o AS3932 e outra o AS3933.

4.5. Firmware

Após a produção da placa de circuitos impressos, soldagem dos respectivos componentes e testes de validação de funcionamento dos mesmos, procedeu-se à programação do firmware.

Este foi programado em linguagem C utilizando o software IAR Embedded Workbench, sendo que a interface entre a placa e o computador é efectuada pelo MSP430-FET430UIF. Este conecta a ficha de programação do microcontrolador ao USB, permitindo assim carregar o firmware do computador para o CC430 e efectuar a respectiva depuração do mesmo.

Existem dois códigos diferentes um para o AS3932 (Apêndice A) e outro para o AS3933 (Apêndice B), que apenas diferem nos registos que são enviados, sendo que o restante se mantém intacto.

Com recurso do *user guide* do CC430 e das datasheet's do AS3932 e do AS3933, programaram-se os códigos em anexo. Uma vez que ambos executam a mesma rotina apenas diferindo nos registos enviados por SPI, pode-se sintetizar as rotinas executadas por cada um no seguinte procedimento:

1. Coloca através da função 'void desabilita_pinos (void)' todos os pinos como input e a zero para reduzir ao máximo o consumo energético do microcontrolador;
2. Inicializa o relógio do microcontrolador para uma frequência de 12MHz através da função 'static void init_CLOCK2(void)';
3. Define os registos da USCI_A para permitir a comunicação por SPI, onde o CC430 funciona como *Master* e o AS3933 como *Slave*, através da função 'static void init_SPI(void)';
4. Pisca uma vez o LED, para sinalizar a execução destas funções, através da função 'void pisca(int n)';
5. Envia por SPI através da função 'static void set_default(void)' os comandos directos *Preset_default*, *Clear_false* e *Reset_RSSI* colocando assim os registos do AS3933 com os valores por predefinição, restaura o registo de contagem dos falsos acordar, coloca o pino WAKE a zero e restaura o calor do RSSI medido na última leitura;
6. Na função 'static void configure_pattern(void)' envia por SPI os registos necessários para que o AS3933 funcione como correlador de endereços;
7. Na função 'static void configure_endereco(void)' envia por SPI o endereço correspondente aquele sensor;
8. Activa as interrupções para a porta 1.0 do CC430 e entra em modo de poupança energética LPM4;
9. Fica no estado anterior até a porta 1.0 alterar o seu estado de zero para um, o que irá gerar uma interrupção;
10. Dentro da interrupção o LED pisca três vezes, é enviado um comando *Clear_wake* por SPI colocando o pino WAKE a zero e é armazenado numa variável o número de falsos acordares registados;
11. O microcontrolador regressa ao estado de poupança energética LPM4, ficando à escuta da ocorrência de uma nova interrupção.

A transmissão por SPI é efectuada pela função ‘unsigned int transmite(unsigned int envia)’ que pode ser encontrada tanto no apêndice A como B. Esta função efectua a transmite e recebe 16 bits de dados por SPI sempre que é chamada. Para isso separa os 16 bits em 8 bits e efectua dois envios consecutivos destes 8 bits. Após o envio do primeiro conjunto de 8 bits fica à espera de receber um conjunto de 8 bits assim, repetindo este procedimento para o segundo conjunto. Desta forma, no final concatena por ordem os dois conjuntos de 8 bits recebidos formando assim a mensagem de 16 bits recebida. A condição *UCA0IFG&UCTXIFG* permite verificar se o buffer SPI está livre e portanto se é possível efectuar o envio de dados. Da mesma forma a condição *UCA0IFG&UCRXIFG* sinaliza que a operação de envio está concluída e portanto que existem no buffer de recepção 8 bits para serem lidos.

Esta explicação visa esclarecer os traços cruciais para o entendimento do firmware que a placa executa, sendo que para um conhecimento mais profundo é aconselhável consultar o apêndice A e B onde está presente a totalidade do código bem comentado.

4.6. Testes e resultados

Começou-se por medir o consumo de ambas as placas. Para isso utilizou-se um amperímetro de precisão *Yokogawa CA71 Handy Calibrator* ligado em série com a alimentação. As placas encontravam-se a executar os respectivos códigos já apresentados atrás com a alteração de ter sido omitido o piscar dos LED’s uma vez que estes iriam deturpar os resultados. Ambas foram alimentadas a partir de uma fonte de bancada com 3,3 V. Assim os resultados obtidos para os consumos estão expressos na tabela abaixo.

	AS3932		AS3933	
	Sem Amplificador	Com Amplificador	Sem Amplificador	Com Amplificador
Adormecido LMP4	0,129 mA	0,614 mA	0,009 mA	0,526 mA
Acordado	2,177 mA	Não acordou	2,172 mA	Não acordou

Não foi detectada nenhuma diferença entre a utilização do filtro SAW e da adaptação de impedâncias em termos de consumo, pelo que apenas são apresentados os valores de um dos casos. Como se pode verificar através da análise dos resultados obtidos a placa com o AS3932 apresenta um consumo muito mais elevado do que a com o AS3933, pelo que neste campo este é muito mais vantajoso. Além disso, durante estes testes verificou-se que quando o amplificador está ligado ambas as placas não acordam. Nem mesmo a correr o código sem correlação de endereços, ou seja, apenas a acordar através da identificação da frequência (125 kHz), as placas acordam. Isto deve-se ao facto de o amplificador utilizado não ter uma frequência suficientemente elevada para amplificar o sinal comutado que chega à entrada o que leva à impossibilidade de atingir uma frequência de 125 kHz necessária para acordar o integrado. Além disso, não foi possível a utilização de amplificador operacional com uma

frequência mais elevada, uma vez que não foi encontrado mais nenhum com a mesma *footprint* e com frequência superior.

De seguida, foram efectuados testes de alcance num espaço aberto sem quaisquer obstáculos que pudessem causar interferências. Para isso, através da utilização de duas cadeiras, colocou-se o emissor e o receptor frente a frente e ambos a $0,75\text{ m}$ em relação ao solo. As antenas foram orientadas com a mesma direcção e sentido com a finalidade de minimizar perdas por polarização. Todos os testes foram efectuados com o receptor parado, afastando em linha recta o emissor. Foram feitas verificações de metro a metro, sendo que entre cada uma o emissor se encontrava desligado sendo apenas ligado no ponto onde se efectua a verificação. Ou seja, vai-se afastando o emissor do receptor, andando de metro em metro entre os quais o emissor vai desligado, sendo este ligado em cada metro. A verificação de que o sistema estava a ser acordado era efectuada ao olhar para o LED da placa que pisca 3 vezes de cada vez que recebe um sinal válido de acordar. O teste é continuado mesmo após a distância a partir da qual o LED deixa de piscar, ou seja, o sistema deixa de acordar, com a finalidade de se verificar a existência de ventres. A imagem abaixo permite compreender melhor a montagem de testes enunciada.



Figura 59 –Montagem utilizada nos testes em campo aberto

O emissor foi configurado com uma potência de emissão de 10 dB e todas as placas são alimentadas com recurso a pilhas de Li-SOCl_2 com $3,6\text{ V}$. Foram utilizadas duas antenas uma com uma atenuação de -9 dBi e outra com uma atenuação nula. Foi testado o modo de correlação de padrões, em que o AS3932 acorda sempre que é enviado um sinal com o endereço programado. Os resultados obtidos estão nas tabelas abaixo:

AS3932		
	Antena -9dBi	Antena 0dBi
Distância (m)	LED	LED
1	ON	ON
2	ON	ON
3	ON	ON
4	ON	ON
5	OFF	ON
6	OFF	ON
7	OFF	ON
8	OFF	ON
9	OFF	ON
10	OFF	OFF

Foi efectuado exactamente o mesmo teste, mas para o AS3933, estando os resultados obtidos expressos na tabela abaixo:

AS3933		
	Antena -9dBi	Antena 0dBi
Distância (m)	LED	LED
1	ON	ON
2	ON	ON
3	ON	ON
4	OFF	ON
5	OFF	ON
6	OFF	ON
7	OFF	ON
8	OFF	ON
9	OFF	ON
10	OFF	ON
11	OFF	OFF

Além destes testes foram efectuados outros testes que apenas serviram para confirmar algumas alternativas do funcionamento do sistema. Desta forma, apenas é relevante enunciar o procedimento destes e as conclusões obtidas:

1. Foi comparado o filtro SAW B3760 com o PI-Match e tanto em termos de alcance como em termos de taxa de mensagens perdidas os resultados são idênticos.
2. Foram efectuados testes com ambas as antenas no modo de detecção de frequência tendo sido obtidos resultados idênticos ao da correlação de endereços em termos de alcance. A única diferença prende-se com o facto de que a taxa de

mensagens perdidas é muito reduzida para o modo de detecção de frequência mesmo para longas distâncias, ao contrário do modo de correlação de endereços que vai aumentando ao longo da distância.

3. Para o AS3933 também foram efectuados testes com uma frequência de emissão de 20 kHz , uma vez que este apresenta uma largura de banda superior. Apesar de segundo a lei de Friis a potência do sinal recebido aumentar com a diminuição do comprimento de onda, os resultados para 20 kHz são iguais aos de 125 kHz . Isto deve-se ao facto de a frequência real da onda portadora ser de 433 MHz e essa mantém-se inalterada. As frequências de 20 kHz e 125 kHz são geradas através da comutação da emissão de 433 MHz .

4.7. Discussão e conclusões

A partir dos testes apresentados acima, retiraram-se as seguintes conclusões:

- Foi verificado que para distâncias mais curtas as placas acordavam com todas as mensagens enviadas e que à medida que a distância aumenta as placas só passam a acordar a cada uma em n mensagens, onde n é sempre menor que 10. Assim, conclui-se que o circuito se torna menos eficiente a distâncias maiores uma vez que a taxa de mensagens perdidas aumenta com a distância. Note-se que este número só começa a aumentar para distâncias perto do alcance máximo.
- A altura ao solo influencia o alcance máximo conseguido, sendo que foram realizados testes a 0,5 metros do chão e testes a 0,75 metros do chão e na segunda os resultados foram melhores tendo sido conseguidos mais 1 ou 2 metros a mais de alcance máximo.
- A forma da caixa, bem como a sua constituição também influenciam, mas neste caso em muito melhor escala. Estas condições não foram aprofundadas ao pormenor, mas verificou-se que com uma caixa metálica se obtém melhores resultados do que com uma caixa de cartão com um metal espelhado na base da antena.
- Onde se verificou a maior influência no alcance foi na antena utilizada, sendo que com a whip antena de -9 dBi se conseguiu apenas um alcance de 3/4 metros e com a antena de 0 dBi o alcance máximo obtido foi de 10 metros.
- Comparando a placa com o AS3932 com a placa com o AS3933, verifica-se que em termos de alcance e eficiência os resultados são idênticos. Por outro lado, o consumo demasiado elevado do AS3932 torna esta placa pior em relação à do AS3933.

5. Conclusão e Trabalho Futuro

Para a activação colectiva, de entre todas as opções implementadas, aquela que apresentou melhores resultados foi a placa com o multiplicador de tensão com um estágio, com ganho 400 e nível de comparação de $150mV$, acoplado à antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA. Foi obtido um alcance máximo de 8 metros e um consumo de $82\mu A$ em estado adormecido. Também se verificou que está sujeito a ruídos, uma vez que acorda caso esteja a uma distância de 30 cm de um telemóvel ou uma chave de um automóvel com comando à distância.

Para a activação selectiva a opção que apresentou melhores resultados é a que contém o integrado de correlação de endereços AS3933, com a antena FLEXI-SMA-433-ANTENNA. Esta placa obteve um alcance máximo de 10 metros e um consumo de $9\mu A$ em modo adormecido. Este sistema apresenta uma imunidade ao ruído muito elevada, uma vez que nunca originou activações falsas. Por outro lado, este factor tem o contra de que para distâncias acima dos 7 metros existem mensagens que não acordam o sistema, sendo necessário o envio de algumas mensagens para este acordar apenas uma vez. Por outro lado, este ainda apresenta a mais valia de também poder actuar como um sistema de acordar global, apenas através de reprogramação do firmware. Neste modo, a sensibilidade aumenta visto que o número de mensagens perdidas diminui. Contudo perde imunidade ao ruído sendo acordado nas mesmas condições que o sistema implementado para o acordar colectivo.

Comparando estes dois sistemas verifica-se que o implementado para o acordar selectivo é superior em termos de alcance, consumo e imunidade ao ruído. Por outro lado, em termos de custos de produção e de sensibilidade o sistema de acordar colectivo implementado é mais vantajoso. Contudo estas duas últimas características não são suficientemente preponderantes, o que aliado à versatilidade do sistema de acordar selectivo implementado, não justifica a utilização do sistema de activação colectivo.

Para o futuro existem várias sugestões que poderão permitir a optimização e introdução de novos melhoramentos tanto para o sistema de acordar colectivo como selectivo:

- Uma concepção das placas de circuitos impressos mais perfeita poderá diminuir as correntes parasíticas e assim melhorar o desempenho do sistema;

- Utilização de sistemas de amplificação mais eficientes, nomeadamente AmpOps mais estáveis e que permitam ganhos superiores e AmpOps com frequências mais elevadas que garantam a preservação integral do sinal;
- Uma adaptação de impedâncias mais otimizada poderia maximizar a potência do sinal transferida e portanto aumentar o alcance do sistema;
- Utilização de um sistema de duty cycling aplicado ao circuito de wake-up, fazendo com que este não estivesse sempre activo, permitindo assim baixar ainda mais o seu consumo. Tem de se ter em atenção que isto poderá implicar perda de eventos e portanto é um compromisso que tem de ser adequado a cada caso;
- Implementar os divisores de tensão com resistências mais elevadas, diminuindo assim o consumo energético do sistema. Este acarretará um maior ruído do sistema, mas com resistências da ordem da unidade dos MegaOhms é compensatório;
- Efectuar testes que permitam a variação do valor de RSSI do sinal e do número de falsos acordar em função da distância, para assim ter uma melhor compreensão do sistema;
- Aumento da potência de emissão do emissor e verificar qual o aumento no alcance;
- Incorporar um switch que permita a comutação do circuito de wake-up para o circuito do nó, possibilitando assim a partilha de uma antena.
- Note-se que todas estas sugestões para o futuro devem ser alvo de validação por meio de estudo aprofundado dos conceitos e simulações, antes de serem implementadas.

Referências bibliográficas

1. **Stankovic, L. Gu and J.** Radio-Triggered Wake-Up for Wireless Sensor Networks. *Real-Time Systems*. 2005, Vol. 29.
2. **Mateusz Malinowski, Matthew Moskwa, Mark Feldmeier, Mathew Laibowitz and Joseph A. Paradiso.** CargoNet: A Low-Cost MicroPower Sensor Node Exploiting Quasi-Passive Wakeup for Adaptive Asynchronous Monitoring of Exceptional Events. *The 5th AC Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys)*. Novembro 2007.
3. **Otis, B.** Ultra-low power wireless technologies for sensor networks. *Ph.D. dissertation*. University of California, Berkeley, 2005.
4. **J. Rabaey, J. Ammer, T. Karalar, S. Li, B. Otis, M. Sheets and T. Tuan.** PicoRadios for wireless sensor networks: The next challenge in ultra-low-power design. *IEEE Int'l Solid-State Ckts*. 2002.
5. **Junaid Ansari, Dmitry Pankin, Petri Mähönen.** Radio-triggered Wake-ups with Addressing Capabilities for Extremely Low Power Sensor Network Applications. *Int J Wireless Inf Networks*. Julho de 2009.
6. **Popovici, Stevan J. Marinkovic and Emanuel M.** Nano-Power Wireless Wake-Up Receiver With Serial Peripheral Interface. *IEEE Journal On Selected Areas In Communications*. 8, Setembro 2011, Vol. 29.
7. **Vaidya, M. J. Miller and N. H.** A MAC Protocol to Reduce Sensor Network Energy Consumption Using a Wakeup Radio. *IEEE Transactions on Mobile Computing*. 2005, Vols. 4, No. 3.
8. **Gerd Ulrich Gamm, Matthias Sippel, Milos Kostic, Leonhard M. Reindl.** Low Power Wake-up Receiver for Wireless Sensor Nodes. *IEEE. Laboratory for Electrical Instrumentation, Department of Microsystems Engineering - IMTEK*, 2010.
9. **Austriamicrosystems.** AS3932 - 3D Low Frequency Wakeup Receiver. s.l. : Datasheet. Revision 1.5.

10. **solutions, eneida wireless.** *EW433M - WIRELESS COMMUNICATIONS GATEWAY / ROUTER (433 MHz).* 2011.
11. **Reis, João Roupiço Simões Pena dos.** *Telemida de vibrações em estruturas e em galerias subterrâneas.* Departamento de Física da Faculdade de Ciências e Tecnologia da Universidade de Coimbra : Laboratório de Automação e Instrumentação Industrial, 2010.
12. **Instruments, Texas.** *CC430 combines the ultra-low-power MSP430™ Microcontroller with TI's Low-Power RF Technology.* s.l. : www.ti.com/cc430, 2012.
13. **Incorporated, Texas Instruments.** *MSP430™ SoC with RF Core.* Dezembro 2011, CC430 Datasheet.
14. **System, Navy-Marine Corps Military Auxiliary Radio.** *CHAPTER 4 - ANTENNAS.* December 2004.
15. **Factor, Antenna.** *ANT-433-CW-RH DATA SHEET.* s.l. : Linx Technologies, 2008.
16. **FLEXI-SMA-433-ANTENNA.** *Datasheet - 1/4 Wave Antenna SMA 433MHz.* s.l. : RFSOLUTIONS, 2010.
17. **EPCOS.** *SAW filter B3760, Short range devices.* s.l. : Datasheet, December 14, 2012.
18. **Technologies, Avago.** *HSMS-285x Series Surface Mount Zero Bias Schottky Detector Diodes.* s.l. : Datasheet, May 29, 2009.
19. **Instruments, Texas.** *WEBENCH® Designer.* [Online] [Cited: Abril 24, 2013.] <http://goo.gl/hQF03G>.
20. **EEWeb – Electrical Engineering Comunity.** [Online] [Cited: Maio 3, 2013.] <http://goo.gl/nYyM7>.
21. **Austriamicrosystems.** *AS3933 - 3D Low Frequency Wakeup Receiver.* s.l. : Datasheet. Revisão 1.4.
22. **Reif.** *Fundamentals of Statistical and Thermal Physics.* pp. 589 - 594.
23. **Abracon.** *Datasheet - 32.768kHz SMD LOW PROFILE CRYSTAL.* Revised: 04/03/13.
24. **Instruments, Texas.** *CC430F613x, CC430F612x CC430F513x family datasheet.* Fevereiro 2013.
25. **TXC.** *Datasheet 7M-26.000MAAJ-T - XTAL 3.2X2.5x0.7 mm 7M Series.*
26. **C. Schurgers, V. Tsiatsis, S. Ganerwal and M. Srivastava.** *Optimizing sensor networks in the energy-latency-density design space. IEEE Transactions on Mobile Computing.* 2002.
27. **Karakash, John J.** *Transmission Lines and Filter Networks (1st ed.).* s.l. : Macmillan, 1950.
28. **Instruments, Texas.** *TPS782xx - 500nA, IQ 150mA, Ultra-Low Quiescent Current Low-Dropout Linear Regulator.* Maio 2010.


```

static void init_CLOCK2(void){
    /* Configure CPU clock for 12MHz */
    /* If clock settings are changed, remember to update BSP_TIMER_CLK_MHZ.
    * Otherwise, all timer settings would be incorrect.
    */
    PSEL |= BIT0+BIT1;           /* Port select XT1 */
    UCSCTL3 |= SELREF_0;        /* Set DCO FLL reference = LFXT1 */
    UCSCTL4 |= SELA_XT1CLK;    /* Set ACLK = LFXT1 */
    __bic_SR_register(SCG0);   /* Disable the FLL control loop */
    UCSCTL0 = 0x0000;          /* Set lowest possible DCOx, MODx */
    UCSCTL1 = DCORSEL_5;       /* Select DCO range 24MHz operation */
    UCSCTL2 = FLLD_1 + 374;    /* Set DCO Multiplier for 12MHz */
    /* (N + 1) * FLLRef = Fdcoo */
    /* (374 + 1) * 32768 = 12MHz */
    /* Set FLL Div = fDCOCLK/2 */
    __bic_SR_register(SCG0);   /* Enable the FLL control loop */
    /* Worst-case settling time for the DCO when the DCO range bits have been
    * changed is n x 32 x 32 x f_MCLK / f_FLL_reference.
    * 32 x 32 x 12 MHz / 32,768 Hz = 375000 = MCLK cycles for DCO to settle
    */
    __delay_cycles(375000);
    /* Loop until XT1,XT2 & DCO fault flag is cleared */
    do
    {
        UCSCTL7 &= ~(XT2OFFG + XT1LFOFFG + DCOFFG);
        /* Clear XT2,XT1,DCO fault flags */
        SFRIFG1 &= ~OFIFG;      /* Clear fault flags */
    }while (SFRIFG1&OFIFG);    /* Test oscillator fault flag */
    /* Select LFXT1 as ACLK source and DCOCLK as MCLK and SMCLK source */
    UCSCTL4 = SELA_XT1CLK | SELS_DCOCLKDIV | SELM_DCOCLKDIV;
}

static void init_SPI(void){
    //Inicializa os portos de comunicação por SPI
    P2DIR |= BIT2;             //Define P2.2 (ChipSelect) como output
    P1DIR |= BIT6 + BIT7;     //Define P1.7(EM UCA0CLK) e P1.6(EM UCA0TXD) como output
    P1DIR &= ~BITS;           //Define P1.5(EM UCA0RXD) como input
    P1SEL |= BITS + BIT6 + BIT7; //Define 'peripheral module function' para os pinos 1.5,1.6 e 1.7

    //Inicia os registos do SPI

    UCA0CTL1 |= UCSWRST;      // **Put state machine in reset**

    //UCA0CTL0 = 0x00

    UCA0CTL0 |= UCMSB+UCMST+UCSYNC; // Clock polarity inactive state high, MSB first
    // 8-bit data, Master Mode, 3-pin SPI, Synchronous mode

    UCA0CTL1 |= UCSSEL_1;     // Select ACLK as clock source
    UCA0BR0 = 0x0C;          // Estes registos definem qual é o divisor que se quer aplicar ao ACLK
    UCA0BR1 = 0;             // Bit rate divider (/12), LB = divide clock by 2 = 12MHz/12 = 1MHz
    UCA0MCTL = 0;           // No modulation

    UCA0CTL1 &= ~UCSWRST;    // **Initialize USCI state machine**
    UCA0IE |= UCRXIE;       // Enable USCI_A0 RX interrupt
}

unsigned int transmite(unsigned int envia){
    // Transmite por SPI, enviando e recebendo 16 bits
    unsigned int recebe;
    unsigned char lo_rx;
    unsigned char hi_rx;
    unsigned char lo_tx;
    unsigned char hi_tx;

    lo_tx = (char)envia;      // Coloca na variável lo_tx os 8 bits menos significativos da variável envia
    hi_tx = (char)(envia >> 8); // Coloca na variável hi_tx os 8 bits mais significativos da variável envia

    //Efectua uma transmissão por SPI
    P2SEL &= ~BIT2;          // Define o pino 2.2(ChipSelect) como I/O Function
    P2DIR |= BIT2;          // Coloca pino 2.2(ChipSelect) como output
    P2OUT &= ~BIT2;         //Coloca o ChipSelect a low e depois a high sinalizando o inicio da transmissão (P2DIR |= BIT2; tem de estar definido)
    __delay_cycles(1000);   // Espera que o slave inicialize

    UCA0IFG &= ~UCRXIFG;    // Clear da flag de comunicação

    while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
    UCA0TXBUF = hi_tx;      // Coloca no buffer os primeiros 8 bits mais significativos
    while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
    hi_rx = UCA0RXBUF;     // Lê a informação recebida

    UCA0IFG &= ~UCRXIFG;    // Clear da flag de comunicação

    while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
    UCA0TXBUF = lo_tx;     // Coloca no buffer os primeiros 8 bits mais significativos
    while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
    hi_rx = UCA0RXBUF;     // Lê a informação recebida

    __delay_cycles(1000);   // Espera que os primeiros 8 bits sejam entregues

    UCA0IFG &= ~UCRXIFG;    // Clear da flag de comunicação

    while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
    UCA0TXBUF = lo_tx;     // Coloca no buffer os 8 bits menos significativos
    while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
    lo_rx = UCA0RXBUF;     // Lê a informação recebida

    P2OUT &= ~BIT2;        //Coloca o ChipSelect a low sinalizando o fim da transmissão
    /*
    P2OUT |= BIT2;         //CS toggle high-low-high terminates the command mode
    P2OUT &= ~BIT2;
    */

    recebe = (hi_rx << 8) | lo_rx; // Concatena na variável recebe os 16 bits recebidos na transmissão

    return recebe;
}

```



```

static void init_CLOCK2(void)
/* Configure CPU clock for 12MHz */
/* If clock settings are changed, remember to update BSP_TIMER_CLK_MHZ.
 * Otherwise, all timer settings would be incorrect.
 */
PSEL |= BIT0+BIT1; /* Port select XT1 */
UCSCTL3 |= SELREF_0; /* Set DCO FLL reference = LFXT1 */
UCSCTL4 |= SELA_XT1CLK; /* Set ACLK = LFXT1 */
__bis_sr_register(SCG0); /* Disable the FLL control loop */
UCSCTL0 = 0x0000; /* Set lowest possible DCOx, MCOx */
UCSCTL1 = DCORSEL_5; /* Select DCO range 24MHz operation */
UCSCTL2 = FLLD_1 + 374; /* Set DCO Multiplier for 12MHz */
/* (N + 1) * FLLRef = Fdco */
/* (374 + 1) * 32768 = 12MHz */
/* Set FLL Div = FDCOCLK/2 */
__bic_sr_register(SCG0); /* Enable the FLL control loop */
/* Worst-case settling time for the DCO when the DCO range bits have been
 * changed is n x 32 x 32 x f_MCLK / f_FLL_reference.
 * 32 x 32 x 12 MHz / 32,768 Hz = 375000 = MCLK cycles for DCO to settle
 */
__delay_cycles(375000);
/* Loop until XT1,XT2 & DCO fault flag is cleared */
do
{
UCSCTL7 &= ~(XT2OFFG + XT1LFOFG + DCOFFG);
/* Clear XT2,XT1,DCO fault flags */
SFRIFR1 &= ~OFIFG; /* Clear fault flags */
}while (SFRIFR1&OFIFG); /* Test oscillator fault flag */

/* Select LFXT1 as ACLK source and DCOCCLK as MCLK and SMCLK source */
UCSCTL4 = SELA_XT1CLK | SELS_DCOCLKDIV | SELM_DCOCLKDIV;
}

static void init_SPI(void)
//Inicializa os portos de comunicação por SPI
PDIR |= BIT2; //Define P2.2 (ChipSelect) como output
PDIR |= BIT6 + BIT7; //Define P1.7(PM_UCA0CLK) e P1.6(PM_UCA0TXD) como output
PDIR &= ~BITS; //Define P1.5(PM_UCA0RXD) como input
PSEL |= BITS + BIT6 + BIT7; //Define 'peripheral module function' para os pinos 1.5,1.6 e 1.7

//Inicia os registros do SPI
UCAOCTL1 |= UCSWRST; // **Put state machine in reset**

//UCACTL0 = 0x00

UCACTL0 |= UCMSB+UCMST+UCSYNCR; // Clock polarity inactive state high, MSB first
// 8-bit data, Master Mode, 3-pin SPI, Synchronous mode
UCACTL1 |= UCSSEL_1; // Select ACLK as clock source
UCAOBRO = 0x0C; // Estes registros definem qual é o divisor que se quer aplicar ao ACLK
UCAOBRL = 0; // Bit rate divider (/12), LB = divide clock by 2 = 12MHz/12 = 1MHz
UCA0MCTL = 0; // No modulation

UCAOCTL1 &= ~UCSWRST; // **Initialize USCI state machine**
UCA0IE |= UCRXIE; // Enable USCI_A0 RX interrupt
}

unsigned int transmite(unsigned int envia)
// Transmite por SPI, enviando e recebendo 16 bits
unsigned int recebe;
unsigned char lo_rx;
unsigned char hi_rx;
unsigned char lo_tx;
unsigned char hi_tx;

lo_tx = (char)envia; // Coloca na variável lo_tx os 8 bits menos significativos da variável envia
hi_tx = (char)(envia >> 8); // Coloca na variável hi_tx os 8 bits mais significativos da variável envia

//Efectua uma transmissão por SPI
PSEL &= ~BIT2; // Define o pino 2.2(ChipSelect) como I/O Function
PDIR |= BIT2; // Coloca pino 2.2(ChipSelect) como output
PDIR &= ~BITS;
PDIR |= BIT2; //Coloca o ChipSelect a low e depois a high sinalizando o inicio da transmissão (PDIR |= BIT2; tem de estar definido)
__delay_cycles(1000); // Espera que o slave inicialize

UCA0IFG &= ~UCRXIFG; // Clear da flag de comunicação

while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
UCA0TXBUF = hi_tx; // Coloca no buffer os primeiros 8 bits mais significativos
while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
hi_rx = UCA0RXBUF; // Lê a informação recebida

while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
UCA0TXBUF = lo_tx; // Coloca no buffer os primeiros 8 bits mais significativos
while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
hi_rx = UCA0RXBUF; // Lê a informação recebida

__delay_cycles(1000); // Espera que os primeiros 8 bits sejam entregues

UCA0IFG &= ~UCRXIFG; // Clear da flag de comunicação

while (!(UCA0IFG&UCTXIFG)); // Verifica se o buffer está livre
UCA0TXBUF = lo_tx; // Coloca no buffer os 8 bits menos significativos
while (!(UCA0IFG&UCRXIFG)); // Sinaliza que a operação de comunicação está concluída
lo_rx = UCA0RXBUF; // Lê a informação recebida

PDIR &= ~BIT2; //Coloca o ChipSelect a low sinalizando o fim da transmissão
/*
PDIR |= BIT2; //CS toggle high-low-high terminates the command mode
PDIR &= ~BIT2;
*/

recebe = (hi_rx << 8) | lo_rx; // Concatena na variável recebe os 16 bits recebidos na transmissão

return recebe;
}

```

```
void pisca(int n){
    //Pisca o LED n vezes
    int i;
    P3DIR |= BIT2;           //Pin 3.2 como output
    P3SEL &= ~BIT2;         //Selecciona o Pin 3.2 como I/O Function

    for (i = 0; i < n; i++){
        P3OUT |= BIT2;      //Liga o LED
        __delay_cycles(6000000); //espera durante 0,5s
        P3OUT &= ~BIT2;    //Desliga o LED
        __delay_cycles(6000000); //espera durante 0,5s
    }
}

void desabilita_pinos(void){
    /* configuração dos pinos não utilizados */
    P1DIR |= BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7;
    P1SEL &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P1OUT &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P1REN &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);

    P2DIR |= BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7;
    P2SEL &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P2OUT &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P2REN &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);

    P3DIR |= BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7;
    P3SEL &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P3OUT &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
    P3REN &= ~(BIT0+BIT1+BIT2+BIT3+BIT4+BIT5+BIT6+BIT7);
}
```