



**Universidade de Aveiro**  
**2013**

Departamento de Eletrónica,  
Telecomunicações e Informática

**ANDRÉ PIRES**  
**RAMOS**

**SISTEMAS SEM FIOS PARA CARGA DE BATERIAS**





**ANDRÉ PIRES  
RAMOS**

**SISTEMAS SEM FIOS PARA CARGA DE BATERIAS**

Dissertação apresentada à Universidade de Aveiro para cumprimento dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Electrónica e Telecomunicações, realizada sob a orientação científica do Dr. Pedro Nicolau Faria da Fonseca, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, coorientação do Dr. José Luís Costa Pinto de Azevedo, Professor Auxiliar do Departamento de Electrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, e coorientação do Eng. Manuel Loureiro da Empresa Exatronic.



Dedico este trabalho a todos os meus amigos pela paciência, apoio e motivação que me deram ao longo do tempo que durou este trabalho



## O júri

Presidente

**Prof. Dr. Rui Manuel Escadas Ramos Martins**  
Professor Auxiliar, Universidade de Aveiro

Vogal: Arguente

**Prof. Dr. António Paulo Gomes Mendes Moreira**  
Professor Auxiliar, Universidade do Porto - Faculdade de Engenharia

Vogal: Orientador

**Prof. Dr. Pedro Nicolau Faria da Fonseca**  
Professor Auxiliar, Universidade de Aveiro





## AGRADECIMENTOS

Gostaria de começar por agradecer ao meu orientador, Prof. Pedro Fonseca, e ao meu coorientador, Prof. José Luís Azevedo, da Universidade de Aveiro por me terem proporcionado esta experiência, pela sua disponibilidade e pelo seu apoio. De igual modo, quero agradecer Ao Prof. Bernardo Cunha pela disponibilidade e conselhos prestados ao longo do trabalho.

Quero agradecer também a todos os funcionários do Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, em especial, ao Senhor César pelo companheirismo e companhia nos bons e nos maus dias de trabalho, e ao Senhor Simões, que mesmo depois de se reformar, manteve o contacto e a preocupação com o bem estar e bom ambiente no laboratório, todos os dias. Queria também agradecer ao Eng. Manuel Loureiro pelos conselhos prestados no decurso da apresentação do trabalho à empresa, e ao Eng. Hugo Mostardinha do Instituto de Telecomunicações pelo apoio e conselhos no trabalho com o protótipo de transmissão de energia.

Agradeço, de forma muito carinhosa às minhas primas Ana e Eunice, por terem sido as responsáveis pela minha escolha pela Universidade de Aveiro, por terem sempre sido ótimas conselheiras e por estarem disponíveis sempre que precisei.

Um agradecimento especial aos meus amigos David Barroso, Ivo Angélico e Virgílio Bento que sempre me aconselharam e apoiaram nos melhores e sobretudo nos momentos mais difíceis.

Quero agradecer aos meus colegas e amigos, em especial à Mariana Barcelos, ao Eduardo Aires, ao Vítor Bastos, ao Álvaro Santos, à Sofia Amado, ao Pedro Ângelo, ao Pedro Correia, ao Flávio Jorge e a todos os outros que de uma forma ou outra me ajudaram a ser quem sou.

Não podia, claro, deixar de agradecer de forma especial ao Fábio Marques pela forma como me recebeu nesta nova etapa da minha vida.

Por fim, e não menos importante, queria agradecer aos meus pais a possibilidade e o esforço que fizeram para que eu pudesse estudar e chegar onde cheguei. Sem eles, nada disto seria possível.



## Palavras-chave

Transmissão de Energia sem fios, Acoplamento Indutivo Ressonante, Qi, Wireless Power Consortium

## Resumo

Nos dias de hoje, o mercado das telecomunicações, da eletrônica e da tecnologia assenta fortemente em sistemas sem fios, sendo esta a forma de transmissão de dados mais comum e que mais sentido faz aos utilizadores. A tendência da evolução tecnológica leva-nos a pensar que, se nos dias de hoje as soluções de comunicações sem fios estão em crescimento, facilmente percebemos que os dispositivos eletrónicos evoluem na mesma filosofia, ou seja, a portabilidade é maioritariamente uma vantagem.

Nesta linha, já grandes nomes da indústria das tecnologias começaram a pensar em soluções de transmissão de potência sem fios, tendo sido já criado um consórcio acerca da tecnologia de transmissão de energia sem fios por indução magnética ressonante.

Esta dissertação propõe um estudo sobre o estado da arte da tecnologia sobre a qual este consórcio se debruça, a norma Qi por ele criada, e o funcionamento dos sistemas normalizados.

Ao longo do estudo do conceito são estudadas as exigências da norma proposta pelo consórcio tanto a nível tecnológico, como a nível organizacional, tendo sempre em vista a aplicabilidade dos sistemas estudados em sistemas eletrónicos genéricos já existentes no mercado.

Por outro lado, é feito um estudo da tecnologia e das soluções comerciais disponíveis para uma implementação de um sistema compatível com a norma, tendo sido desenvolvidos dois protótipos. O primeiro para melhor perceber a tecnologia, as suas limitações, rendimento energético e comportamento, e o segundo como um sistema completo de um módulo recetor de baixo custo aplicável a qualquer sistema alimentado por bateria cujas exigências energéticas estejam compreendidas na abrangência da norma.



## **Keywords**

Wireless Power Transmission, Resonant Inductive Coupling, Qi, Wireless Power Consortium

## **Abstract**

In the world we live in, today, the telecommunications, electronics and overall technology business is strongly viewed in wireless systems, as the most usual and logical data transfer means, in the users' eyes.

Technology tendencies makes us think that if communications solutions are getting wireless, then all electronics will tend to follow this trend, as portability is, in most cases, seen as an improvement

There are already many large companies in the technology market interested in this, and for that reason, a resonant inductive coupling technology related consortium has been created.

This dissertation proposes a study about the state of the art on the technology, the consortium's Qi standard and the way Qi standardized systems work.

During the study of this concept, both technological and organizational demands are presented, regarding the applicability of the studied systems in the already commercialized generic electronic systems.

On the other hand, we study the technology and the commercial solutions that are available for implementation as a Qi compatible system. For that, we developed two different prototyped systems. The first one was meant to allow us to better understand the technology and its limitations, the power efficiency and electric performance of the technology, and the second one as a complete low-cost receiver system that is applicable to any battery powered system, whose power demands are within the Qi standards.



## Índice

Acrónimos .....	IX
Constantes.....	IX
Lista de Figuras .....	X
Lista de Tabelas .....	XV
Capítulo 1 .....	1
1 Introdução .....	1
1.1 Enquadramento .....	1
1.2 Motivação .....	2
1.3 Objetivos.....	4
1.4 Estrutura da dissertação .....	5
Capítulo 2 .....	7
2 Estado da Arte – Sistemas sem fios para carga de baterias .....	7
2.1 Introdução Histórica ao princípio do acoplamento indutivo .....	8
2.2 Soluções Comerciais.....	9
2.2.1 WiTricity.....	9
2.2.2 A4WP e WPC.....	11
2.2.3 Produtos Comerciais.....	14
2.3 Vantagens e Desvantagens das Soluções Apresentadas .....	19
2.4 Conclusões.....	22
Capítulo 3 .....	23
3 Análise Teórica do método de Acoplamento Indutivo Ressonante.....	23
3.1 Introdução .....	24
3.2 Princípios Físicos do Acoplamento Indutivo Ressonante .....	24
3.3 Desenvolvimento de um Protótipo de Transmissão de Energia Sem Fios .....	32
3.4 Conclusões.....	41
Capítulo 4 .....	43
4 Análise dos Módulos de Avaliação bqTesla.....	43
4.1 Introdução .....	44





4.2	Solução Freescale.....	44
4.3	Solução Texas Instruments.....	50
4.4	Design Qi A6.....	56
4.5	Conclusões.....	68
Capítulo 5	.....	69
5	Desenvolvimento de um Protótipo Recetor Compatível com a Norma Qi .. .....	69
5.1	Introdução.....	70
5.2	Dimensionamento.....	74
5.3	Desenho do Circuito Impresso.....	77
5.4	Teste e Análise de Resultados.....	82
5.5	Conclusões.....	95
Capítulo 6	.....	97
6	Conclusões.....	97
6.1	Análise Geral.....	98
6.2	Conclusões do Trabalho Desenvolvido.....	100
6.3	Propostas de Trabalho Futuro.....	100
6.4	Contribuições.....	101
Referências	.....	102
Apêndice 1	.....	106
Apêndice 2	.....	107
	Módulo recetor bq51013EVM-725.....	107
	Módulo emissor bq500410AEVM-085.....	113
	Algoritmo de controlo da transmissão de potência nos sistemas Qi.....	127



## Acrónimos

A4WP	<i>Alliance for Wireless Power</i>
BOM	<i>Bill of Materials</i>
CCU	<i>Communications Control Unit</i>
DSBGA	<i>Die Size Ball Grid Array</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i>
FOD	<i>Foreign Object Detection</i>
MIT	<i>Massachusetts Institute of Thechnology</i>
PCU	<i>Power Conversion Unit</i>
PMOD	<i>Parasitic Metallic Object Detection</i>
QFN	<i>Quadrature Flat No-Leads</i>
UART	<i>Universal Asynchronous Receiver/Transmitter</i>
USB	<i>Universal Serial Bus</i>
WPC	<i>Wireless Power Consortium</i>

## Constantes

Permeabilidade do vazio	$\mu_0$	$4\pi \times 10^{-7}$	$N \cdot A^{-2}$
-------------------------	---------	-----------------------	------------------



## Lista de Figuras

Figura 2.1 - Kit WiT-2000 [9] .....	10
Figura 2.2 - Kit WiT-2000M [9] .....	10
Figura 2.3 - Kit WiT-3300 e sua aplicação [9].....	11
Figura 2.4 – Logotipo (à esquerda) e alguns membros do WPC [12] .....	12
Figura 2.5 – Sistema WiPower apresentado pela Qualcomm [21].....	17
Figura 2.6 – Sistema PowerMat e dispositivos em carga [23] .....	18
Figura 2.7 – Esquema de funcionamento das soluções apresentadas pela Murata Electronics [25] .....	19
Figura 3.1 – Representação do Fluxo Magnético e da Corrente Induzida em ambas as bobines .....	25
Figura 3.2 – Modelo de alta frequência de uma bobine.....	27
Figura 3.3 – Modelo de circuito de acoplamento indutivo ressonante com representação da impedância de acoplamento [11] .....	30
Figura 3.4 – Modelo equivalente ao da Figura 3.3 considerando o secundário como uma impedância [11] .....	30
Figura 3.5 – Modelo simplificado de circuito de acoplamento indutivo ressonante apresentado pelo MIT .....	33
Figura 3.6 – Bloco oscilador baseado num oscilador de Clapp.....	34
Figura 3.7 – Bloco amplificador em configuração Cascode. ....	34
Figura 3.8 – Blocos de transmissão (à esquerda) e recepção (à direita). ....	35
Figura 3.9 – Gráfico da relação de tensões obtidas em função da capacidade associada aos bolos de transmissão/recepção à frequência de 1MHz.....	38
Figura 3.10 – Gráfico do comportamento da relação de tensões obtidas para as diferentes distâncias em função da frequência. ....	40
Figura 3.11 – Gráfico do comportamento da relação de tensões obtidas para cada frequência, em função da distância .....	40
Figura 4.1 – Proposta de solução apresentada pela Freescale para um sistema de transmissão de energia sem fios [29].....	44
Figura 4.2 – Diagrama de blocos explicativo do funcionamento dos integrados da família MC56F82 [30] .....	45
Figura 4.3 – Fotografia do módulo de desenvolvimento para o emissor contendo o integrado MC56F8006 apresentado pela Freescale [30] .....	46



Figura 4.4 – Diagrama de blocos explicativo do funcionamento dos integrados da família MC9S08P [31].	47
Figura 4.5 – Esquema explicativo do funcionamento do recetor baseado no microcontrolador MC9RS08 [32].	48
Figura 4.6 – Diagrama de blocos do sistema de carga de baterias apresentado pela Texas Instruments [13].	50
Figura 4.7 – Esquema de funcionamento interno do integrado bq500410A [15]	51
Figura 4.8 – Esquema de construção de um recetor baseado na família bq5101x [16].	53
Figura 4.9 – Esquema de construção de um recetor baseado na família bq5105xB [18].	54
Figura 4.10 – Esquema de funcionamento do emissor com design A6 [35].	59
Figura 4.11 – Características físicas das bobines de emissor para o design A6 [35].	60
Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de controlo utilizado nos sistemas de design A6 [35].	62
Figura 4.14 – Representação dos tempos de estabelecimento e transição, e da variação de amplitude [35].	63
Figura 4.15 – Onda projetada pelo emissor com efeito de carga variável do recetor [36].	64
Figura 5.1 - Diagrama de blocos simplificado do bq51013A [15]	72
Figura 5.2 – Circuito simplificado para aplicações de recetor com adaptador externo [15].	73
Figura 5.3 – Esquemático do módulo bq51013AEVM-765 [41].	74
Figura 5.4 – Esquema do módulo recetor após dimensionamento.	76
Figura 5.5 – Esquemático do protótipo do módulo recetor desenvolvido.	77
Figura 5.6 – Versão corrigida do layout desenvolvido para o módulo recetor desenvolvido, com realce da camada Top Layer.	80
Figura 5.7 – Representação a três dimensões do circuito desenvolvido.	80
Figura 5.8 – Fotografia do protótipo recetor em funcionamento, sobre o kit bq500410AEVM-085	82





Figura 5.9 – Captura do sinal aplicado nas bobines emissoras, no momento de busca de recetor, do módulo bq500410A medido do porto de teste TP9, escala temporal de 500 $\mu$ s/divisão horizontal. ....	83
Figura 5.10 – Captura do sinal aplicado nas bobines emissoras, no momento de busca de recetor, do módulo bq500410A medido do porto de teste TP9, com escala temporal de 50 $\mu$ s/divisão horizontal. ....	83
Figura 5.11 – Descrição das zonas funcionais da interface do módulo bq500410A. ....	84
Figura 5.12 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do módulo bq51013EVM-075 na posição alinhada. ....	85
Figura 5.13 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do módulo bq51013EVM-075 na posição de distância máxima. ....	85
Figura 5.14 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da figura do ruído do módulo bq51013EVM-075 na posição de distância máxima. ....	86
Figura 5.15 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do protótipo desenvolvido na posição alinhada.	86
Figura 5.16 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do protótipo desenvolvido na posição de distância máxima. ....	87
Figura 5.17 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da figura do ruído do protótipo na posição de distância máxima. ....	87
Figura 5.18 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo módulo bq51013EVM-725 com alinhamento de distancia máxima. ....	88
Figura 5.19 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima.....	88
Figura 5.20 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão medida na bobine do protótipo desenvolvido .....	89
Figura 5.21 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima.....	89



Figura 5.22 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de saída do protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima e carga de $5,5\Omega$ .....	90
Figura 5.23 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima e carga de $5,5\Omega$ .....	91
Figura 5.24 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF do módulo de avaliação bq51013EVM-725, com alinhamento de distância máxima, na aplicação ao telemóvel.....	92
Figura 5.25 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF do protótipo desenvolvido, com alinhamento de distância máxima, na aplicação ao telemóvel. ....	92
Figura 5.26 – Esquema do sistema utilizado para realizar a variação de carga, fazendo uso de uma fonte de sinal quadrado. ....	93
Figura 5.27 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à base do transístor com frequência de 1KHz e da variação de tensão na saída do módulo, para uma carga variável entre $1K\Omega$ e $22\Omega$ . ....	94
Figura 5.28 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à base do transístor com frequência de 100Hz e da variação de tensão na saída do módulo, para uma carga variável entre $1K\Omega$ e $22\Omega$ . ....	94
Figura A.1 – Esquema de funcionamento interno do integrado bq51013 [16]	108
Figura A.2 – Algoritmo de controlo utilizado pelo bq51013 [16].....	109
Figura A.3 – Aplicação do integrado bq51013 como um recetor de potência sem fios com possibilidade de utilização de um adaptador DC [16]. ....	110
Figura A.4 – Esquemático do integrado bq51013EVM-725 [37]. ....	111
Figura A.5 – Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém o microcontrolador [38]. ....	114
Figura A.6 – Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém os integrados U1 e U4 e a entrada J3 [38]. ....	116
Figura A.7– Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém os integrados U5 e U7 [38]. ....	118
Figura A.8 – Circuito equivalente do filtro passa-alto do qual faz parte o condensador C26 .....	119
Figura A.9 – Diagrama de Bode do filtro da Figura A.8 (C26) obtido da equação A.9.....	120



Figura A.10 – Blocos do esquemático contendo os integrados U2, U8, U10 e U11 [38] .....	121
Figura A.11 – Bloco do esquemático contendo o integrado U9 bq500410A [38] .....	122
Figura A.12 – Circuito equivalente do filtro passa-baixo do qual faz parte o condensador C37. ....	123
Figura A.13 – Diagrama de Bode do filtro da Figura A.12 obtido da equação A.11.....	124
Figura A.14 – Modos de funcionamento dos Leds no módulo de avaliação bq500410AEVM-085 [15].....	125



## Lista de Tabelas

Tabela 1.1 - Rácio Número de telemóveis em uso/População [5] .....	3
Tabela 2.1 – Soluções Integradas disponíveis pela bqTesla para o emissor [13]. .....	15
Tabela 2.2 – Soluções Integradas disponíveis pela bqTesla para o recetor [13] .....	16
Tabela 3.1 – Valores de impedância e indutância das bobines construídas, em função da frequência .....	36
Tabela 3.2 – Valores da capacidade calculados para cada frequência, com base nos valores da Tabela 3.1.....	37
Tabela 3.3 – Valores obtidos por variação da capacidade nos blocos de transmissão/receção à frequência de 1MHz.....	38
Tabela 3.4 – Valores de tensão obtidos para emissor e recetor para cada frequência a diferentes distâncias.....	39
Tabela 4.1 – Preço unitário dos integrados no distribuidor Mouser Electronics sugeridos pela Freescale para o emissor e para o recetor .....	49
Tabela 4.2 – Preço unitário dos vários componentes dos kits de torre no distribuidor Mouser Electronics .....	49
Tabela 4.3 – Circuitos integrados e respetivos preços nos distribuidores DigiKey e Mouser Electronics. ....	55
Tabela 4.4 – Kits de desenvolvimento lançados pela Texas Instruments no âmbito do projeto bqTesla [13]. ....	55
Tabela 4.5 – Designs permitidos na norma WPC1.1, número de bobines primárias e tipo de posicionamento permitido [35] .....	57
Tabela 4.6 – Dimensões e Características recomendadas para o design A6 [35]. .....	61
Tabela 4.7 –Valores limite para os tempos de transição e estabilidade e das variações de amplitude de tensão e corrente para o design A6 [35]. ....	64
Tabela 4.8 – Parte da tabela que mostra o significado dos cabeçalhos das mensagens da norma [35]. ....	66
Tabela 5.1 – Circuitos Integrados disponíveis, aplicações e encapsulamento [13] .....	70





Tabela A.1 – Tabela de encomenda ou Bill of Materials utilizada para  
encomenda dos componentes do protótipo referido no capítulo 5. .... 106



# Capítulo 1

## 1 Introdução

### 1.1 Enquadramento

Entende-se por transmissão de energia sem fios, o processo que ocorre em qualquer sistema elétrico em que a energia é transmitida entre dois circuitos, um como fonte de potência e o segundo como recetor sem a necessidade de conexão por fio condutor.

Depois de Ampère ter estabelecido um modelo para o comportamento do campo magnético, com Maxwell, em 1864 ficou finalmente provado e compreendido o princípio do eletromagnetismo e das ondas eletromagnéticas. Só, no entanto, com Tesla é que a transmissão de energia deu os primeiros passos. Este foi, sem dúvida, o primeiro que conseguiu apresentar o primeiro protótipo de solução para a transmissão de energia sem fios a distâncias consideráveis, ao utilizar a ressonância da Terra. [1]

A primeira vez que deu a conhecer ao mundo o seu trabalho foi em 1893, quando na “*World’s Columbian Exposition*” mostrou lâmpadas a serem acesas sem a necessidade de fios condutores. Este seu trabalho teve um grande impacto no seio da exposição e colocou-o numa posição bastante favorável na ótica dos investidores presentes na exposição.

Em 1901, com o apoio de investidores construiu uma torre com a finalidade de realizar experiências e transmitir energia sem fios em Shoreham, Long Island, no estado de Nova Iorque. Esta viria a ser chamada de Torre de Wardenclyffe e foi demolida dezasseis anos depois, em 1917, por falta de financiamento. Esta tinha ainda o propósito de efetuar comunicações transatlânticas, mas o seu fim levou também consigo o sonho de Tesla de fornecer energia de forma gratuita às populações vizinhas.

Ainda antes da demolição, os trabalhos de Tesla permitiram mostrar que era possível transmitir energia a grandes distâncias, tendo Tesla mesmo conseguido acender 200 lâmpadas a uma distância de 40km.

A transmissão de energia sem fios voltaria a ser revisitada por vários físicos desde então, incluindo William C. Brown, já na segunda metade do séc. XX, embora este com um foco mais orientado para as micro-ondas, tendo mostrado o seu trabalho com um helicóptero elétrico alimentado por um feixe de micro-ondas, em 1964 [2].

Só novamente em 2007 foi dado um passo de tão grande importância, quando uma equipa do MIT, através da utilização do princípio do acoplamento indutivo ressonante, conseguiu, com um rendimento de 40%, acender uma lâmpada de 60W a uma distância de

2 metros. Este foi um marco importante por parte da equipa liderada pelo físico Marin Soljačić, e que fez despertar o interesse do mercado da tecnologia e da eletrónica.

No ano seguinte, a Intel conseguiu elevar este rendimento para 75% para a mesma distância.

Nos dias de hoje é claro que o mundo dos pequenos dispositivos móveis alimentados a baterias é um mercado com lugar assegurado, não só no óbvio seio da população mais jovem, como também entre a população com mais idade. A posse de um dispositivo móvel de comunicações, como um telemóvel, é actualmente essencial, para quem quiser manter um contacto com o mundo. É um conceito bem implementado e em constante expansão, tanto comercial como tecnologicamente. O mesmo sucede com outros pequenos dispositivos, como os auriculares *Bluetooth*, leitores de mp3, entre outros.

No ramo da medicina, podemos pensar, por exemplo, no caso de um *pacemaker*. Estes dispositivos possuem uma bateria que fica colocada dentro do corpo do paciente, e que tem de ser substituída de cada vez que a carga desta termina. Isto implica que o paciente tem que ser submetido à cirurgia de colocação do *pacemaker*, e a cirurgias regulares, estas com a periodicidade do tempo de vida da carga da bateria. Neste caso, um sistema de carga dessas mesmas baterias sem fios evitaria que essas cirurgias se verificassem. [3]

Uma vez que estes dispositivos são alimentados por baterias, cada um deles necessita de um carregador. Por outro lado, devido à diversidade de marcas, modelos e diversidade no *design* de cada um é fácil perceber muito facilmente que cada um deles terá um carregador específico. Deste modo, um carregador universal seria um passo muito interessante para a indústria dos pequenos sistemas eletrónicos. Por outro lado, a quantidade de cabos necessários para carregar cada um dos dispositivos é um problema com que nos deparamos no ambiente doméstico, pelo que a ideia de um carregador único e sem fios, surge como uma solução interessante para resolver este problema.

Nesta linha, o *Wireless Power Consortium*, criado em Dezembro de 2008, surge como um grupo de empresas das mais variadas áreas da eletrónica, desde os fabricantes de componentes, criadores de sistemas industriais, até às empresas orientadas ao consumidor, de forma a criar um *standard* de compatibilidade, e com a ideia “*Cutting the Cord*”.

Este consórcio conta com grandes empresas como sejam a Nokia, a Philips, a Texas Instruments, LG, Energizer, entre outros, e conta já com cerca de duzentos produtos certificados. O objetivo deste grupo de grandes empresas é garantir a interoperabilidade entre os dispositivos e facilitar a utilização destes por parte dos utilizadores. [4]

### 1.2 Motivação

Nos dias de hoje, a quantidade de dispositivos eletrónicos móveis alimentados por baterias ascende a números da ordem de grandeza da população mundial. Facilmente percebemos que a cada dia que passa, mais difícil será encontrar um português, um

americano, um alemão, que não possua telemóvel, por exemplo. A Tabela 1.1 fornece-nos uma informação que nos permitirá melhor perceber do que falamos.

	País	Número de telemóveis	População oficial	Rácio Numero de Telemóveis/População
1	China	1,150,000,000	1,349,585,838	85.21%
2	India	861,660,000	1,220,200,000	70.42%
3	Estados Unidos	327,577,529	310,866,000	103.9%
4	Brasil	263,040,000	192,379,287	136.7%
5	Rússia	256,117,000	142,905,200	155.5%
6	Indonésia	236,800,000	237,556,363	109.28%
7	Paquistão	122,060,799	178,854,781	68.83%
8	Japão	121,246,700	127,628,095	95.1%
9	Alemanha	107,000,000	81,882,342	130.1%
10	Filipinas	106,987,098	94,013,200	113.8%
11	Nigéria	101,271,578	140,000,000	72.3%
12	Bangladesh	98,470,000	148,090,000	68%
13	Irão	96,165,000	73,973,000	130%
14	México	92,900,000	112,322,757	82.7%
15	Itália	88,580,000	60,090,400	147.4%
16	Reino Unido	75,750,000	61,612,300	122.9%

*Tabela 1.1 - Rácio Número de telemóveis em uso/População [5]*

Se olharmos para o caso português, temos cerca de 13,4 milhões de telemóveis em utilização para aproximadamente 10,6 milhões de pessoas [5]. Isto significa que, em média, cada português terá entre um e dois telemóveis. Se a este número acrescentarmos os números de outros dispositivos como leitores de mp3, leitores de livros eletrónicos,

computadores portáteis, *tablets*, entre outros, podemos perceber que o mercado destes dispositivos tem uma enorme dimensão.

Na mesma linha de raciocínio, se cada dispositivo tiver um carregador próprio percebemos que a quantidade de cabos necessária é extraordinária. E se pensarmos que dentro de cada casa existir um carregador para cada dispositivo móvel, facilmente percebemos a pouca utilidade que tem o aglomerado de cabos necessários. Deste modo, faz sentido pensar num carregador universal, que permitisse carregar todos os dispositivos, e de preferência sem cabos.

Num mercado em que as comunicações sem fios estão fortemente implementadas, e conquistam, a cada dia, mais terreno em relação às comunicações por cabo, será trivial imaginar também as ligações de alimentação sem fios, entrando numa nova era da transmissão de energia.

Por este motivo, conhecer as possibilidades, as limitações, as potencialidades que as soluções desenvolvidas até aqui têm para oferecer, tem interesse tanto do ponto de vista tecnológico como do ponto de vista empresarial. Criar valor numa área com tamanha adesão do mercado e potencialidade, é não só importante para empresas orientadas ao utilizador, como também uma oportunidade de desenvolvimento e crescimento.

### 1.3 Objetivos

Os objetivos deste trabalho podem ser descritos pelo seguinte:

- Estudar o estado da arte da tecnologia de transmissão de energia sem fios e suas aplicações em sistemas de carregamento de baterias.
- Estudar o trabalho desenvolvido pelo *Wireless Power Consortium*, em especial o conceito de norma *Qi*.
- Desenvolver uma análise de um sistema compatível com a norma *Qi*.
- Compreender o processo de criação de um produto e as metodologias utilizadas para este efeito.

## **1.4 Estrutura da dissertação**

Em acréscimo a este primeiro capítulo introdutório, esta dissertação está estruturada por capítulos, cada um deles com vários tópicos, sendo:

Capítulo 1: Introdução

Capítulo 2: Estado da Arte - Sistemas sem fios para carga de baterias

Capítulo 3: Análise Teórica do Modelo de Acoplamento Indutivo Ressonante

Capítulo 4: Análise dos Módulos de Avaliação bqTesla

Capítulo 5: Desenvolvimento de um Protótipo Recetor Compatível com a Norma Qi

Capítulo 6: Conclusões





## Capítulo 2

### 2 Estado da Arte – Sistemas sem fios para carga de baterias

#### Sumário

Este capítulo apresenta uma análise do estado da arte dos sistemas de carregamento de baterias sem fios, fornecendo uma revisão da tecnologia associada e da evolução da mesma, desde o estudo do princípio físico de acoplamento indutivo ressonante até às soluções comerciais disponíveis no mercado.

No final deste capítulo serão apresentadas algumas conclusões de comparações de sistemas falados ao longo do capítulo.

## 2.1 Introdução Histórica ao princípio do acoplamento indutivo

O princípio do estudo do eletromagnetismo remonta à descoberta de Ampere, quando em 1820 percebeu que correntes a passar num condutor induziam correntes em outros condutores próximos, por gerarem um campo magnético.

Apenas onze anos mais tarde, Faraday, mostra o funcionamento de dois condutores não conectados enrolados sobre o mesmo anel férnico, em lados opostos, mostrando que a energia elétrica era transmitida entre os dois condutores (sistema semelhante ao atual transformador toroidal). O que ele entendia era que o anel era atravessado por uma “onda de eletricidade”. Ele verificava que um galvanómetro era excitado quando ligava e desligava uma bateria de um condutor. Nesta linha de experiências percebeu também que ao fazer passar repetidamente um íman por entre uma espira de um condutor se gerava uma corrente nessa mesma espira. Foi com esta experiência que percebeu também a existência de uma força eletromotriz.

Com o conhecimento de Faraday, em 1864, Maxwell conseguiu matematizar o efeito conseguindo também explicar algumas relações entre fenómenos associados ao eletromagnetismo. [6]

Foi no entanto com Tesla que a transmissão de energia deu os primeiros passos. Tesla apresentou o primeiro protótipo de solução para a transmissão de energia sem fios a distâncias consideráveis, ao utilizar a ressonância da Terra.

Com a demolição, por motivos financeiros, da torre utilizada por Tesla como laboratório, a Torre de Wardenclyffe, o seu trabalho caiu um pouco no esquecimento, sobretudo devido ao sonho de Tesla de fornecer energia de forma gratuita às populações.[7].

No entanto, no final do século XX, com o aparecimento dos dispositivos eletrónicos móveis, o interesse pela tecnologia estudada por Tesla ganhou um novo rumo, em detrimento das tecnologias radiantes, por inúmeras razões, mas em especial devido à poluição eletromagnética, eficiência energética, e às questões de segurança que daí advêm. Já em 2005, uma equipa de físicos e de engenheiros do MIT, liderados pelo Professor Marin Soljačić, estudou o princípio do acoplamento indutivo ressonante. Esta equipa conseguiu muito bons resultados, utilizando duas bobinas com frequências de ressonância semelhantes, permitindo um acoplamento eficaz, tendo, deste modo, eficiências energéticas na transmissão muito significativas. O grande marco para esta tecnologia e para a transmissão de energia sem fios foi sem dúvida a publicação dos resultados esta equipa na revista *Science* em 2007, na qual apresentaram eficiências energéticas elevadas (aproximadamente 60% para uma distância de dois metros) [8].

Provadas as capacidades da tecnologia, o interesse por parte das empresas de tecnologia foi natural e imediato. Deste modo, fazia sentido criar um *standard*, de forma a tornar universal a utilização da tecnologia, preservar a propriedade intelectual, e moderar a corrida a estes sistemas. Por este motivo, no ano seguinte, em 2008 surgiu um consórcio de grandes nomes da tecnologia mundial, o *Wireless Power Consortium*, com o propósito de criar uma norma de compatibilidade, moderar a utilização da propriedade intelectual, e

promover a cooperação das equipas de desenvolvimento e investigação dos membros integrantes. É do trabalho deste consórcio que surge a norma Qi (logótipo na Figura 2.4) [4].

### 2.2 Soluções Comerciais

Com a disseminação e o aumento do número de dispositivos eletrónicos móveis, como os leitores de mp3, os *smartphones*, tablets, entre outros, o mercado e os utilizadores procuram cada vez mais, soluções inteligentes, acessíveis, baratas e robustas para carregamento das baterias dos mesmos.

#### 2.2.1 WiTricity

Assim, surgiu o interesse de muitas empresas em produzir soluções que fossem ao encontro destas necessidades. Assim, desde 2005, quando a equipa do professor *Marin Soljačić*, do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*), começou a obter resultados, a tecnologia de transmissão de energia sem fios tornou-se bastante atrativa. Desta equipa acabaria por surgir uma empresa, a *WiTricity*, a fim de comercializar esta tecnologia, e de a tornar acessível aos utilizadores. Os primeiros produtos lançados por esta empresa foram dois *kits* de desenvolvimento incorporados no projeto *Prodigy*, o WiT-2000 e o WiT3300. Um pouco mais tarde, e já em 2013 surgiu o WiT-2000M (WiT-2000 aplicado a dispositivos móveis). O *kit* WiT-2000 demonstra as possibilidades de aplicação a sistemas de baixa potência, e permite obter informação acerca das potencialidades e das limitações da tecnologia. É constituído por um módulo emissor e por um recetor, e baseia-se no conceito de uma fonte de tensão quando vista do lado do sistema a alimentar, ou seja, aquilo que o recetor coloca na saída é uma tensão constante, e comporta-se como uma fonte regulada. As distâncias de transmissão são limitadas a algumas dezenas de centímetros, funcionando o emissor como um tapete, e o recetor como um módulo aplicável, capaz de fornecer a tensão ao sistema a alimentar. O alcance da transmissão, embora deteriore a eficiência energética, permite que o emissor seja colocado atrás de uma parede, debaixo do tampo de uma mesa, entre outras aplicações. A frequência de trabalho deste módulo é de 250KHz, funcionando com a tecnologia de acoplamento indutivo ressonante, maioritariamente patenteado por esta empresa [9].

A figura 2.1 mostra o sistema apresentado pela empresa.



Figura 2.1 - Kit WiT-2000 [9]

O módulo WiT-2000M é bastante semelhante ao anterior, apenas com a diferença de ter sido pensado mais numa perspetiva da aplicação, ao invés da tecnologia, e desse modo vir aplicado a sistemas como telemóveis ou tablets já no mercado. Deste modo, é constituído por um emissor transparente para melhor permitir perceber o funcionamento, e por um recetor aplicável dentro da estrutura do recetor [9]. A figura 2.2 mostra o *kit* de WiT-2000M e a sua aplicação com smartphones.



Figura 2.2 - Kit WiT-2000M [9]

Quanto ao módulo WiT-3300, é pensado para uma aplicação automóvel, podendo ser colocado num lugar de estacionamento e deste modo fornecer energia a uma viatura elétrica. A sua capacidade de transmitir potência através de diversos materiais permite que o emissor seja colocado por baixo do pavimento. O alcance desta plataforma situa-se entre

os dez e os vinte centímetros, permitindo a aplicação em diversas viaturas. Possui uma frequência nominal de 145KHz, e permite uma tolerância ao deslocamento horizontal, de vinte centímetros no sentido perpendicular ao veículo, e de dez centímetros no sentido longitudinal. Este sistema permite colocar até 3.3kW disponíveis no recetor (à distância apresentada de 18cm) [9].

A imagem 2.3 mostra o sistema do *kit* WiT-3300 aplicado num veículo.



*Figura 2.3 - Kit WiT-3300 e sua aplicação [9].*

### 2.2.2 A4WP e WPC

Com o aparecimento da empresa e com os resultados obtidos pela equipa, muitas outras empresas se interessaram por produzir sistemas semelhantes aos apresentados. Nesta linha, percebeu-se a necessidade de normalizar e uniformizar o mercado e as soluções a desenvolver, na busca de soluções compatíveis e seguras. Foi graças a este pressuposto que surgiram os dois consórcios A4WP e WPC.

O consórcio A4WP (*Alliance for Wireless Power*) afirma-se como uma organização independente composta por líderes da indústria e da tecnologia sem fios, com o fim de criar novas e melhores formas de aplicar a tecnologia. Foi criada para permitir um ponto de ligação das várias entidades debruçadas sobre a tecnologia de transmissão de energia sem fios e para desenvolver a liberdade espacial (permitir um posicionamento livre dos dispositivos sobre uma interface) para carregamento de dispositivos em automóveis, em mobiliário e para múltiplos dispositivos [10].

Assim, os propósitos incluem o design de antenas de transmissão mais simples, bem como das unidades de controlo de transmissão de energia sem fios e atingir a capacidade de transmitir através de superfícies não metálicas a maiores distâncias sem a utilização de repetidores.

Em paralelo com o WPC, responsável pelo desenvolvimento da norma Qi, esta aliança pretende atingir uma especificação única para a compatibilidade (motivo pelo qual a grande maioria dos membros pertence a ambos os consórcios). Procura juntar membros

representativos nas indústrias de fabrico de dispositivos, operadores, componentes, empresas automóveis, de mobiliário, da engenharia, e de testes e regulação.

A grande maioria dos parceiros deste consórcio está ligada a vários outros grupos de desenvolvimento, não tendo, na sua definição o objetivo de competir, mas de fomentar o desenvolvimento de soluções tecnológicas variadas.

Este consórcio conta com grandes nomes da tecnologia, como sejam a Delphi Automotive Systems, a Deutsche Telekom, a Elec&Eltec, a Fairchild Semiconductor, a HTC Corporation, a IDT, a Intel, LG Electronics, Maxim Integrated, a Qualcomm, Samsung, TDK, Texas Instruments, Würth Electronics, entre muitos outros. Destas empresas surgiram algumas equipas dedicadas à tecnologia ligadas a este consórcio, como sejam a eCoupled, PowerCast, WiPower, Powermat, entre outras [10].

Se por um lado, este consórcio surge numa perspetiva de normalização e da aplicabilidade, um outro surge mais como um consórcio para a compatibilidade. Falamos do WPC, responsável pela criação e desenvolvimento da norma Qi (pronuncia-se ‘chi’). Este consórcio possui um grande impacto mediático, muito devido ao número e ao reconhecimento do nome dos membros que o constituem. Este pretende criar um *standard* técnico para a compatibilidade (o WPC assume uma posição de busca da compatibilidade enquanto o A4WP se apresenta direcionado para a aplicabilidade), ou seja, quaisquer dispositivos, emissor e recetor normalizados, serão compatíveis.

Tendo sido registado em Dezembro de 2008 o primeiro encontro de membros, em Hong Kong, tem a pretensão de minimizar as regras de acesso à propriedade intelectual entre os membros, de forma a permitir o máximo de liberdade no *design* dos produtos, assegurando sempre a compatibilidade. Para este efeito, o consórcio criou uma “*patent pool*”, de forma a garantir a abertura da propriedade intelectual, e o acesso dos membros aos mais recentes desenvolvimentos e especificações [11]

A figura 2.4 mostra o logotipo e alguns dos membros associados a este consórcio.

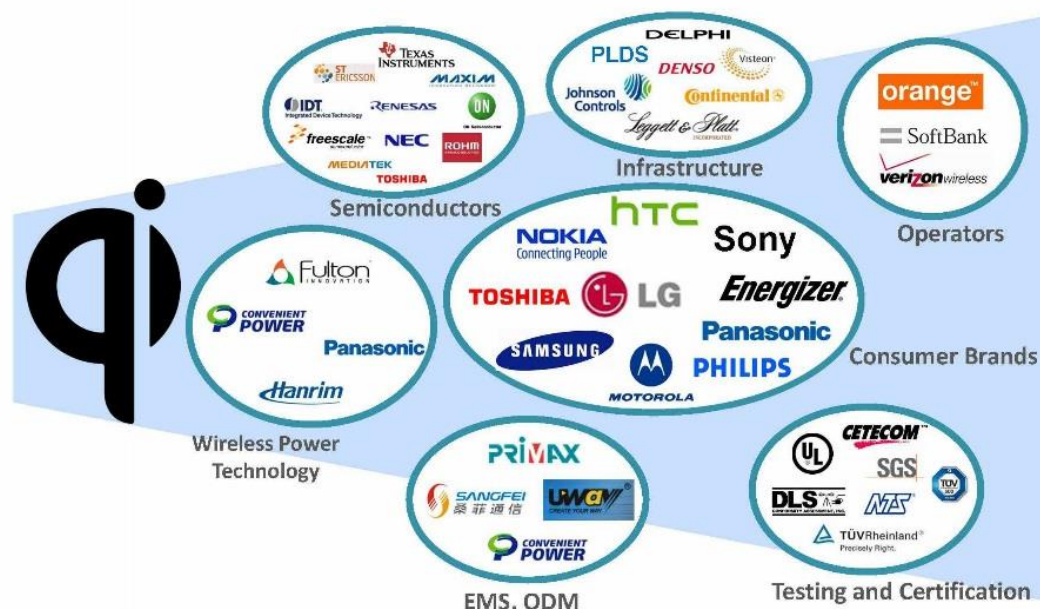


Figura 2.4 – Logotipo (à esquerda) e alguns membros do WPC [12]

O lema deste consórcio é, em português, “a tecnologia evolui e a interoperabilidade mantém-se”. O princípio físico por trás desta tecnologia é o princípio de acoplamento indutivo ressonante, atribuindo ao recetor a responsabilidade do controlo do carregamento

das baterias, bem como de todo o processo associado, ficando o emissor apenas com a responsabilidade de alimentar o sistema associado a este, e detetar quando existe um recetor pronto a ser carregado. Assim, o emissor apenas fornece a potência ao sistema, tendo o recetor a responsabilidade de indicar ao emissor quando deve interromper o envio de potência, bem como realizar o processo de controlo do nível de potência a aplicar na bobine emissora [11].

O logótipo e nome da norma foi escolhido tendo em conta o significado de Qi como o conceito da cultura chinesa de fonte intangível de energia. É até certo ponto, o conceito que se pretende fazer passar, ou seja, permitindo a liberdade do *design* externo, fazer passar a energia sem ligação de conetores.

A grande vantagem desta norma, para os membros, é a garantia de acesso à propriedade intelectual de forma aberta, ou seja, através de uma “*patent pool*”, os membros do consórcio permitem um acesso livre à propriedade intelectual de todas as especificações e atualizações dos novos produtos e normas. Também a nível de teste de equipamento, desenvolvimento de produtos, entre outros, existe uma forte ligação entre os membros. Assim, se um dos membros criar, ou pretender testar um produto, pode contar com os restantes parceiros para o fazer, ou se dois ou mais pretenderem lançar uma solução em conjunto, isso também lhes é permitido e facilitado pelo consórcio. Dessa forma consegue-se uma maior interoperabilidade dos produtos, e claro, um maior “diálogo” e abertura entre os membros.

A adesão ao consórcio é permitida em duas vertentes: “*Associate membership*” e “*Regular membership*”. A primeira permite aos membros acesso ao licenciamento da marca registada Qi, acesso antecipado às versões provisórias das especificações, a possibilidade de intervir no processo de criação de especificações através de comentários às mesmas e a possibilidade de participar no processo de teste de interoperabilidade dos protótipos com as mais recentes especificações. Estes membros têm ainda a possibilidade de sugerir soluções para eventuais problemas de compatibilidade encontrados nas especificações, durante o processo de teste. As especificações são passadas aos membros com este escalão entre o fim da definição das especificações e do processo de teste de interoperabilidade, e a versão provisória fica disponível para estes membros, pelo menos quatro semanas antes do lançamento oficial. Os membros responsáveis pelo desenvolvimento guardam-se o direito de realizar alterações na versão provisória durante esse período, embora novas funcionalidades não sejam apresentadas até à apresentação final do produto.

O custo associado à adesão (como membro associado) tem um custo anual de US\$15000, tendo os membros que corresponder com as obrigações do contrato de adesão. Estas condições passam por garantir a confidencialidade da informação e a garantia da participação construtiva, entre outros.

Para este tipo de filiação existe também uma alternativa para pequenas empresas (com receitas anuais inferiores a dez milhões de dólares americanos), ficando os custos de adesão no primeiro ano de apenas dois mil dólares, e ficando obrigada a entrar como um membro associado no ano seguinte. A grande diferença entre esta modalidade e a adesão

regular passa pela obrigatoriedade do pagamento de dois mil e quinhentos dólares por produto certificado nesse ano, sendo gratuito o registo e certificação de produtos para os membros associados e regulares [33].

A filiação regular ou “*Regular membership*” envolve investimentos de maior escala, incluindo a necessidade de contribuição no desenvolvimento das especificações, a atribuição de uma equipa certificada e dedicada, a responsabilidade de participação e representação em todos os eventos do consórcio, entre outros. O número de membros regulares está limitada e estes são escolhidos por votação ou escolha direta do administrador do consórcio, tendo que para isso, os membros candidatos apresentar uma candidatura formal, serem aprovados pela entidade administradora e pelo “*Steering Group*” (grupo de membros que formam a entidade que lidera o consórcio), e corresponder a todas as condições exigidas a um membro regular. A elevação a membro regular é realizada sob supervisão do administrador, por votação, quando um membro regular abandonar essa posição, seja por decisão do administrador, seja por decisão interna do membro em questão [34].

A anuidade para este tipo de filiação tem o valor de US\$20000, sendo que este valor é pouco representativo dos encargos reais, se se tiver em conta as despesas de representação do membro em questão na totalidade de eventos a nível mundial [33].

### 2.2.3 Produtos Comerciais

Muitos dos fabricantes associados a estes consórcios possuem equipas, gamas de produtos, projetos ou marcas de produtos dedicados à tecnologia da transmissão de energia sem fios por acoplamento indutivo ressonante.

Começamos por falar da *eCoupled*, um projeto lançado pela Fulton Innovation em 2007 no “*Consumer’s Electronics Show*”. Este projeto conta com uma equipa de cientistas de várias áreas, engenheiros e *business professionals*, dedicada a criar soluções inovadoras para produtos do quotidiano.

A *eCoupled* conta com parceiros de desenvolvimento do WPC, dos quais Texas Instruments, Dell, Energizer, Bosh, Case-Mate, Motorola e a Leggett&Platt são as mais sonantes.

A *eCoupled* não desenvolve produtos, mas fornece conhecimento e tecnologia para os parceiros, como por exemplo a Texas Instruments, de forma a fornecer a outras empresas as ferramentas necessárias para criar soluções.

A Texas Instruments, por outro lado, apresenta um projeto chamado bqTesla, dedicado a criar *chipsets* compatíveis com a norma Qi. Este projeto apresenta soluções integradas tanto para o emissor como para o recetor, possibilitando assim a criação de sistemas funcionais completos.

Para este efeito, a Texas Instruments apresenta para o lado do emissor os integrados bq500210, bq500211A e bq500410A e para o lado do recetor os integrados bq51050B, bq51051B, bq51011, bq51013, bq51013A e bq51013B [13]



A Tabela 2.1 mostra algumas características que distinguem os integrados aplicáveis do lado do emissor.

	bq500210	bq500211A	bq500410A
Versão norma Qi	WPC 1.0.2	WPC 1.1	WPC 1.1
Tensão de Alimentação	19V	5V	12V
<i>Designs</i> da norma Qi utilizados	A1 e A10	A5 e A11	A6
Características Especiais	✓ Proteção Térmica	✓ Limitação dinâmica de potência ✓ Detecção de objetos estranhos	✓ Detecção de objetos estranhos ✓ Múltiplas bobines ✓ Posicionamento livre
<i>Kit</i> de Avaliação	bq500210EVM-689	bq500211AEVM-210	bq500410AEVM-085
Preço (1000 unidades)	\$2.62 1.97€	\$2.62 1.97€	\$3.18 2.39€

*Tabela 2.1 – Soluções Integradas disponíveis pela bqTesla para o emissor [13].*

Através da Tabela 2.1 podemos perceber que existe uma evolução dos integrados, entre bq500210 e bq500410A, em especial na linha relativa às “Características Especiais”, nas quais falta dizer que estas foram sendo acrescentadas de modo a ir de encontro às especificações da norma Qi correspondente. Os *designs* apresentados poderão ser melhor entendidos no Capítulo 4, nas secções 4.3 e 4.4.

Outro ponto importante é o fato de o integrado bq500211A permitir alimentação a 5V, sendo isto motivado pela facilidade que se encontraria em permitir ligar um sistema destes a uma alimentação do tipo USB [14]. Por outro lado, o bq500410A possui uma tensão de alimentação a 12V em vista a permitir uma fácil implementação em sistemas automóveis (motivada pela entrada no consórcio e intenção de algumas marcas automóveis de apostar nesta tecnologia) [12] [15].

Quanto aos circuitos integrados para aplicação ao recetor, a Tabela 2.2 mostra algumas características que os distinguem.

	BQ51011	BQ51013	BQ51013A	BQ51013B	BQ51050B	BQ51051B
Geração Qi	WPC1.0	WPC1.0	WPC1.0	WPC1.1	WPC1.1	WPC1.1
Tensão retificada (saída)	Vout+250mV	Dinâmica 7-5V	Dinâmica	Dinâmica	Vbat + 300mV	Vbat + 300mV
Tipo de saída	Fonte de Tensão Regulada	Fonte de Tensão Regulada	Fonte de Tensão Regulada	Fonte de Tensão Regulada	Carregador Lítio	Carregador Lítio
Kit de Avaliação	Não	bq51013 EVM725	bq51013A EVM764/765	bq51013B EVM764	bq51050B EVM764	Não
Preço (1000 unidades)	\$2.50 1.88€	\$2.50 1.88€	\$2.50 1.88€	\$2.50 1.88€	\$2.75 2.07€	\$2.75 2.07€

*Tabela 2.2 – Soluções Integradas disponíveis pela bqTesla para o recetor [13]*

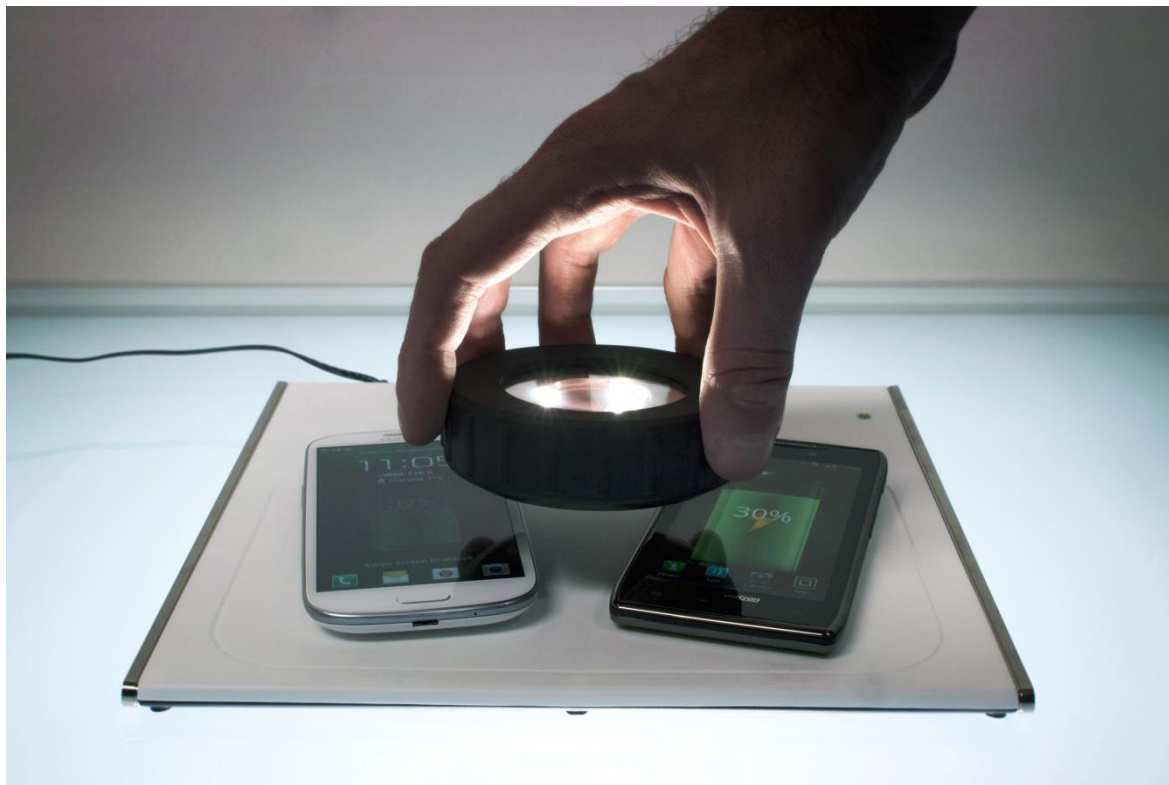
Através da Tabela 2.2 podemos perceber que existem duas gerações de integrados, e duas funções distintas. Podemos perceber que os integrados bq51011, bq51013 e bq51013A cumprem com a norma Qi 1.0, cumprindo os restantes apresentados com a norma revista Qi 1.1 [16] [17]. Além desta característica podemos perceber também que possuímos duas famílias distintas: bq5101x e bq5105x. A primeira família está associada aos integrados cuja função é funcionarem como uma fonte de tensão regulada de 5V, e com limite de potência na saída de 1A, a família bq5105x é constituída por carregadores integrados de baterias de lítio unicelulares, ou seja, possuem à partida a capacidade de carregar diretamente baterias de lítio, e podem ser aplicados a sistemas de baterias que não possuam carregadores integrados nas baterias, sem necessidade de eletrónica adicional [18]. Voltando à família bq5101x, as diferenças prendem-se maioritariamente com o tipo de tensão regulada que é colocada disponível na saída. Desta forma, enquanto o bq51011 gera uma tensão constante 250mV acima dos espectáveis 5V [16], o bq51013 faz variar esta tensão em função da corrente na saída, fazendo esta tensão descer com o aumento da corrente [16]. Quanto aos circuitos bq51013A e bq51013B, esta mesma tensão é dinâmica prevendo-se um melhor comportamento dinâmico da tensão na saída, e sendo o valor da saída utilizado como um valor de referência e compensado pelo aumento ou diminuição da corrente [19] [20].

Uma outra empresa que se interessou por esta tecnologia foi a Qualcomm (membro do A4WP), tendo por isso criado um produto chamado *WiPower*. A equipa por trás desta ideia pretende criar soluções para carga de dispositivos eletrónicos de baixa potência como smartphones, leitores de mp3, entre outros.

Embora a Qualcomm não seja um membro integrante do *WPC*, esta equipa utiliza uma tecnologia assente no mesmo princípio físico, e pretende segundo a mesma, reduzir

“elegantemente” a quantidade de fios em casa dos utilizadores [21]. Deste modo, todo o sistema parece bastante semelhante, com a utilização de um tapete como emissor e de capas ou aplicações externas nos dispositivos a serem carregados [21].

A figura 2.5 mostra o sistema *WiPower* disponibilizado pela equipa com o mesmo nome.



*Figura 2.5 – Sistema WiPower apresentado pela Qualcomm [21].*

Um outro projeto da Qualcomm é o projeto *HALO*. Este é um projeto dedicado ao carregamento de automóveis. Baseado nos princípios do consórcio A4WP, tem por objetivo criar soluções para a carga de baterias de veículos elétricos, licenciando depois essas mesmas soluções a outras empresas para venda [22].

A *PowerMat* é um produto lançado pela *Duracell*, e teve no prestígio e mediatismo desta empresa o seu grande impulsionador para o mercado. É uma solução inteligente, baseada num tapete emissor, e com a necessidade de aplicação de capas no dispositivo a ser carregado, onde está embutido o sistema recetor. Numa fase inicial, os modelos lançados permitiam apenas carregar um dispositivo por base, tendo já em 2013 sido lançada uma solução com a possibilidade de conectar três dispositivos [23].

A Figura 2.6 permitirá perceber o funcionamento do sistema *PowerMat* com os dispositivos e com uma bateria adicional.



*Figura 2.6 – Sistema PowerMat e dispositivos em carga [23]*

Na Figura 2.6 podemos perceber que o tapete ou *PowerMat* (em baixo) permite o carregamento de mais do que um dispositivo (dois smartphones à direita) e do carregamento de uma bateria (caixa branca à esquerda sobre o tapete). O preço deste tapete nos Estados Unidos é de \$69.99 [23].

Por fim, a solução adotada pela Murata Electronics utiliza um princípio físico diferente. Ao invés de utilizar o princípio do acoplamento indutivo ressonante, esta empresa lançou no mercado um sistema baseado no princípio de acoplamento capacitivo. Isto faz com que as soluções lançadas não possuam qualquer compatibilidade com os sistemas abordados pelos dois consórcios anteriormente referidos [24]. Embora a empresa tenha apresentado resultados satisfatórios com este sistema, as perdas associadas a pequenas variações de posição entre os módulos emissor e recetor, são muito maiores do que nos sistemas com acoplamento indutivo ressonante.

A Figura 2.7 apresenta um esquema explicativo do sistema utilizado pelas soluções da Murata Electronics.

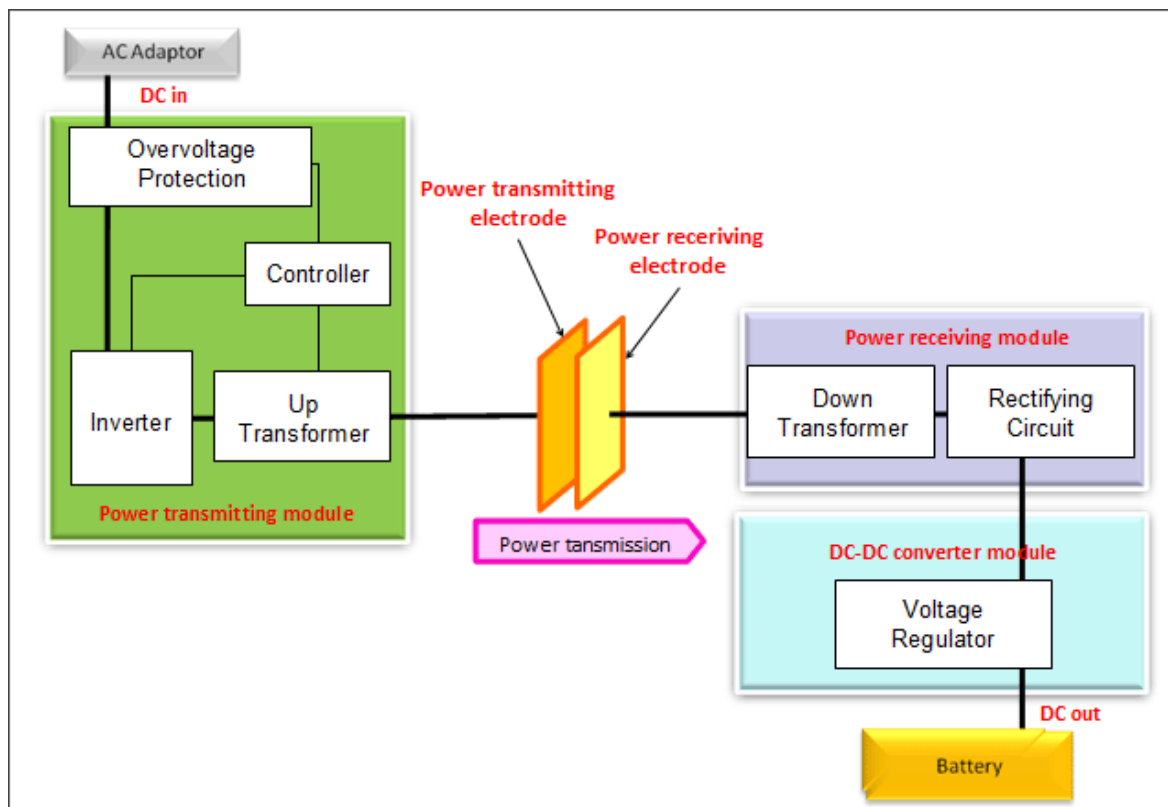


Figura 2.7 – Esquema de funcionamento das soluções apresentadas pela Murata Electronics [25]

Na Figura 2.7 podemos perceber que as grandes diferenças em relação aos sistemas falados baseados em acoplamento indutivo ressonante se prendem essencialmente, e ao nível do diagrama, com a interface de transmissão.

### 2.3 Vantagens e Desvantagens das Soluções Apresentadas

As várias soluções para carga de sistemas de baterias sem fios apresentadas apresentam entre si algumas diferenças. Se forem comparadas as características de cada uma podemos perceber que algumas poderão ser consideradas mais vantajosas que outras. Por esse motivo, faz sentido realizar uma análise sumária para perceber qual ou quais as soluções que permitirão um estudo mais promissor.

Dessa forma, e tomando por objetivo o estudo de sistemas de baixa potência começaremos por estudar o sistema de baixa potência apresentado pela WiTricity WiT-2000M.

De um modo geral, as vantagens em relação a outros sistemas são:

- É um produto da empresa que possui a grande maioria da propriedade intelectual da tecnologia.
- Apresenta dois módulos de avaliação.
- Ambos os módulos emissores apresentam dimensões reduzidas.
- A empresa afirma prestar apoio e aconselhamento.

Por outro lado, as desvantagens são:

- Os *kits* apresentados encontram-se um pouco longe de uma plataforma comercial.
- Estes mesmos *kits* apenas se encontram disponíveis para desenvolvimento mediante aprovação da empresa.
- O módulo recetor terá que estar embutido num dispositivo preparado para carregamento sem fios, sendo nesse caso necessário, para além da aquisição do *kit*, a disponibilidade de um dispositivo nessas condições.
- O módulo recetor, por estar embutido, não permitirá de forma tão simples perceber o processo de funcionamento.
- São *kits* de avaliação, não existindo uma plataforma de desenvolvimento de soluções e ficando isso a cargo do utilizador.
- O sistema não se encontra normalizado, ou seja, perderá na compatibilidade com outros sistemas comerciais.

Quanto ao sistema, também desta empresa WiT-2000, as características são semelhantes, excluindo o facto de o recetor na versão 'M' não se encontrar em caixa fechada.

Passando agora para o sistema apresentado pela Texas Instruments, e olhando para as vantagens:

- Existem várias possibilidades e versões de *kits*, tanto para o lado do emissor, como para o recetor.
- Todos os kits possuem um grande número de pontos de teste, podendo realizar-se um estudo mais exaustivo do funcionamento.
- O número de integrados, bem como a sua disponibilidade permitem criar, estudar e desenvolver uma solução personalizada.
- Em especial do lado do recetor, os integrados realizam todas as funções necessárias que se esperam de um sistema compatível com a norma.
- A Texas Instruments é membro integrante da A4WP, do WPC e parceiro de desenvolvimento da *eCoupled*.

No que toca às desvantagens:

- As soluções são dedicadas à compatibilidade com a norma Qi, perdendo-se um pouco a capacidade de criar soluções mais personalizadas e sendo as soluções desenvolvidas, restringidas à norma Qi correspondente.

Analisando agora a solução da Qualcomm, o sistema WiPower, as suas vantagens são:

- É um produto comercial já no mercado e com duas versões.
- Permite carregar vários dispositivos, com posicionamento livre.
- Direcionado para a aplicação em mobiliário, ou a sistemas do quotidiano.
- Membro do A4WP.

Olhando agora para as desvantagens deste sistema:

- O sistema comercial é fechado, não permitindo perceber o seu funcionamento, e sendo disponibilizado *kit* de avaliação apenas a entidades aprovadas pela empresa.
- Utiliza posicionamento livre fazendo uso da mesma implementação da norma Qi, ou seja, utilizando vários sistemas emissores em paralelo.
- Não se encontra ligado ao WPC.
- Requer a utilização de acessórios para ligar os dispositivos a carregar

No que toca ao sistema Duracell *PowerMat*, possui as seguintes vantagens:

- É um sistema já comercializado, e o seu custo é relativamente reduzido quando comparado com a maioria dos *kits* apresentados.
- Tem uma projeção mediática bastante grande.
- Permite carregar até três dispositivos em simultâneo, dispendo de um conjunto amplo de acessórios.

Por outro lado, tem as seguintes desvantagens:

- Não disponibiliza qualquer tipo de *kit* de avaliação, sendo um sistema completamente fechado.
- A *PowerMat* não se encontra em parceria com nenhum dos consórcios, nem com a *eCoupled*.
- Requer a aplicação de acessórios nos dispositivos a serem carregados, sendo estes vendidos em separado, e com custos acrescidos.

Olhando agora para a solução apresentada pela Murata Electronics, as vantagens deste sistema são as seguintes:

- É um sistema apoiado por uma empresa de grande dimensão no mercado da eletrónica.
- Permite carregar até dois dispositivos em simultâneo.
- Permite alguma liberdade no posicionamento do recetor sobre a superfície de interface

No que toca às desvantagens desta solução são as seguintes:

- Utiliza um princípio físico diferente dos outros sistemas, com menor rendimento e incompatível.
- O posicionamento é limitado, fazendo cair muito o rendimento com um pequeno aumento da distância entre emissor e recetor.

### 2.4 Conclusões

Olhando para as vantagens e desvantagens anteriormente apresentadas, para a tendência do mercado, e tendo em conta de que esta dissertação se reflete num trabalho de engenharia, a solução apresentada pelo WPC apresenta-se como a solução com mais potencial, pela acessibilidade à tecnologia, pela disponibilidade de *kits* de avaliação, e em especial pela tendência do mercado. Esta solução apresenta-se também como a mais vantajosa numa perspetiva comercial, uma vez que o número de sistemas no mercado, e de projetos para produtos futuros compatíveis com a norma Qi é neste momento muito grande, e apresenta-se bastante promissor.



## Capítulo 3

### **3 Análise Teórica do método de Acoplamento Indutivo Ressonante**

#### Sumário

Neste capítulo vamos explicar o princípio físico associado à transmissão de energia pelo método do acoplamento indutivo ressonante, visto ser o método utilizado pela esmagadora maioria dos sistemas de carregamento de baterias por transmissão de energia sem fios.

### 3.1 Introdução

Uma vez que a maioria dos sistemas de carregamento de baterias sem fios utiliza o princípio do acoplamento indutivo ressonante, faz sentido explicar este mesmo princípio. Para isso iremos começar por explicar o princípio da indução magnética, indução mútua, noção de fator de qualidade, de coeficiente de acoplamento e da impedância refletida.

A equipa do professor Marin Soljačić, do MIT (*Massachusetts Institute of Technology*) publicou em 2007, na revista *Science*, os resultados de experiências de transmissão de energia sem fios a média distância (acender uma lâmpada de 60W com uma eficiência de transmissão de 40% para uma distância de 2 metros) [8]. A análise que irá ser feita é uma simplificação da explicação que esta equipa apresentou.

### 3.2 Princípios Físicos do Acoplamento Indutivo Ressonante

Começaremos por explicar o princípio da indução magnética. Para isso começaremos por explicar o cálculo do campo magnético pela lei de Biot-Savart.

Assim,

$$\vec{B} = \frac{\mu_0}{4\pi} \vec{I} \oint \frac{d\vec{l} \cdot \vec{r}}{r^2} \quad (3.1)$$

em que  $\vec{B}$  é o campo magnético,  $\mu_0$  é a permissividade magnética do vácuo,  $\vec{I}$  representa o vetor da corrente,  $d\vec{l}$  é o vetor unitário do deslocamento,  $\vec{r}$  é o vetor sentido do campo, e  $r$  é a distância da fonte do campo.

Daqui, e por simplificação da expressão (3.1), para o caso de serem percorridas  $N$  espiras alinhadas axialmente, perfeitamente circulares e paralelas, (e assumindo uma distância entre espiras muito pequena quando comparada com a distância ao ponto onde se mede o campo), obtém-se:

$$B = \frac{\mu_0}{2\pi} \frac{NA}{r^3} I \quad (3.2)$$

em que  $B$  é, assim, o campo gerado pela bobine formada pelas  $N$  espiras, com área  $A$ , à distância  $r$ . [26].

A Lei da indução magnética de Faraday diz-nos que:

$$\mathcal{E} = - \frac{\partial \Phi}{\partial t} \quad (3.3)$$

Em que  $\mathcal{E}$  representa a força eletromotriz induzida pelo fluxo magnético  $\Phi$ . Deste modo, e se considerarmos que o fluxo magnético pode ser calculado, através da expressão:

$$\Phi = B \cdot A \cdot N \quad (3.4)$$

Em que  $A$  representa a área da espira e  $N$  o número de espiras atravessadas pelo campo magnético.

Agora se segundo a Lei de Faraday a diferença de potencial na espira é igual à soma de todas as forças eletromotrizes induzidas [27], a tensão gerada na bobine afetada pelo campo magnético virá:

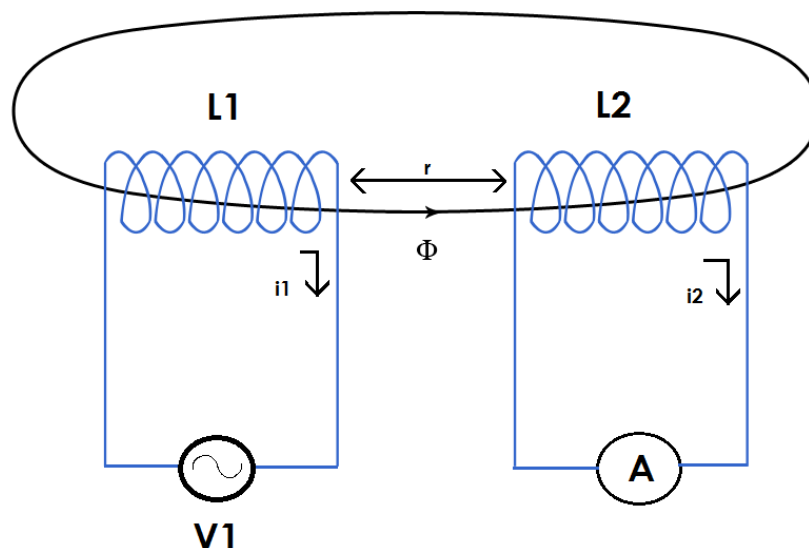
$$V_i = -N \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -NA \frac{\partial B}{\partial t} = -\frac{\mu_0 N^2 A^2}{2\pi r^3} \frac{\partial I}{\partial t} \quad (3.5)$$

Deste modo, podemos perceber que foi possível obter uma tensão induzida gerada numa bobine através de um campo magnético gerado pela corrente  $I$ .

Se olharmos agora para o caso de duas bobines iguais e alinhadas, em indução mútua, como é o caso da Figura 3.1 esta expressão vem

$$V_2 = -N \frac{\partial \Phi}{\partial t} = -NA \frac{\partial B}{\partial t} = -\frac{\mu_0 N^2 A^2}{2\pi r^3} \frac{\partial I_1}{\partial t} \quad (3.6)$$

Em que  $I_1$  é a corrente que atravessa a bobine 1 e  $V_2$  a tensão na bobine 2.



*Figura 3.1 – Representação do Fluxo Magnético e da Corrente Induzida em ambas as bobines*

Se considerarmos agora

$$V_2 = -\frac{\mu_0 N^2 A^2}{2\pi r^3} \frac{\partial I_1}{\partial t} = -M \frac{\partial I_1}{\partial t} \quad (3.7)$$

Obtemos  $M$  como o coeficiente de indução mútua. Das expressões (3.6) e (3.7) facilmente percebemos que o coeficiente de indução mútua pode ser calculado da seguinte forma:

$$M = \frac{\mu_0 N^2 A^2}{2\pi r^3} \quad (3.8)$$

Concluimos daqui que a indução mútua entre duas bobines depende sobretudo dos parâmetros mecânicos das bobines, e da distância. Percebemos que o valor da indução mútua é inversamente proporcional ao cubo da distância, e no caso de espiras da bobine circulares, o valor da indução mútua varia proporcionalmente à quarta potência do raio. Desta forma, podemos inferir que o valor da indução mútua é maior com bobines de maior raio e com um maior número de espiras. Se pensarmos no entanto numa aplicação prática, um aumento da área das bobines pode significar uma maior área de interface para o emissor, mas torna-se um problema do lado de um dispositivo recetor.

Desta forma podemos perceber que tendo duas bobines, em que numa passa uma corrente, esta criará um campo magnético, que quando na proximidade de uma outra bobine, ou condutor, induzirá uma força eletromotriz. É este o princípio base utilizado em transformadores, sendo utilizado usualmente um núcleo férnico para aumentar a permitividade magnética do meio e dessa forma aumentar a indução mútua entre duas bobines.

Se olharmos agora para o modelo de alta frequência de uma bobine, podemos perceber que se assemelha muito a um circuito RLC, ou seja, a uma resistência em série com uma indutância e esta associação em paralelo com uma capacidade.

A Figura 3.2 mostra o modelo da bobine a alta frequência.

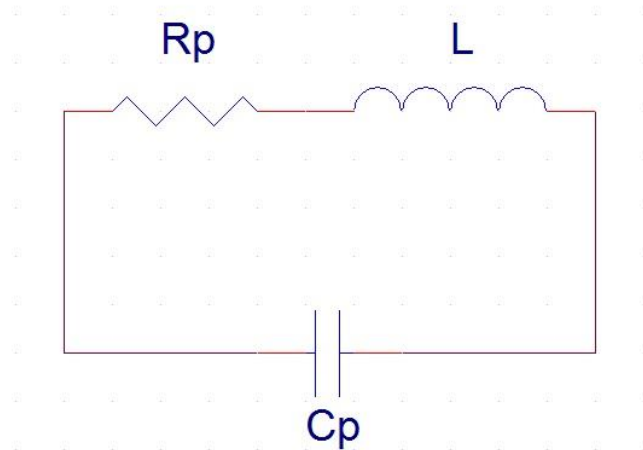


Figura 3.2 – Modelo de alta frequência de uma bobine

O parâmetro  $L$  representa a indutância da própria bobine.  $R_p$  representa a resistência do próprio condutor, acrescida do efeito pelicular típico de um condutor quando percorrido por um sinal a alta frequência. Do mesmo modo,  $C_p$  representa as capacidades parasitas da bobine, geradas pela proximidade dos condutores das espiras da bobine.

Uma vez que o modelo da Figura 3.2 é na prática simétrico, quando ligado, a uma fonte de sinal, esta comporta-se como uma impedância dada pela expressão:

$$Z_{in} = (Z_{Rp} + Z_L) // Z_C = \frac{(Z_{Rp} + Z_L)Z_C}{Z_{Rp} + Z_L + Z_C} \quad (3.9)$$

E tendo em conta que  $Z_C$  é a impedância de uma carga capacitiva,  $Z_L$  é a impedância da carga indutiva, e  $Z_{Rp}$  é a impedância da carga resistiva, vem então que:

$$Z_C = \frac{1}{j\omega C} \quad (3.10)$$

$$Z_L = j\omega L \quad (3.11)$$

$$Z_{Rp} = R \quad (3.12)$$

Deste modo, e desenvolvendo a expressão 3.9 vem

$$Z_{in} = \frac{\frac{RL}{C} - \omega L + \frac{1}{\omega C}}{R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{2L}{C} + \frac{1}{\omega^2 C^2}} - j \frac{\frac{\omega L^2}{C} + \frac{L}{\omega C^2} - R}{R^2 + \omega^2 L^2 - \frac{2L}{C} + \frac{1}{\omega^2 C^2}} \quad (3.13)$$

Embora esta equação possa parecer bastante complexa, para o que pretendemos provar, basta percebermos que, pelo princípio da ressonância, à frequência  $f_r$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_p}} \quad (3.14)$$

A impedância ' $Z_{in}$ ' do bloco é real, ou seja, o segundo membro anula-se. Deste modo, embora o cálculo da impedância em cada momento seja um pouco complexo, é importante perceber que este varia com a frequência  $\omega$  e com os parâmetros  $L$ ,  $C_p$  e  $R_p$ .

Até aqui utilizámos como capacidade do sistema ressonante apenas as capacidades parasitas da bobine. Uma forma de controlarmos a frequência de ressonância do sistema é aplicarmos, em paralelo com a bobine, um condensador de valor controlado, e de pelo menos uma ordem de grandeza superior em relação às capacidades parasitas. Isto permitirá que possamos desprezar as capacidades parasitas da bobine, sem uma grande introdução de erro. Na criação de um sistema ressonante, faz todo o sentido fazer um ajuste da capacidade, uma vez que o valor da capacidade de um condensador varia facilmente com a área de exposição das superfícies condutoras, enquanto que a variação da indutância de uma bobine significaria, quase certamente, uma variação do comprimento do condutor.

Voltando ao sistema da Figura 3.2, e olhando para a equação (3.13), percebemos que a impedância de entrada tem um mínimo absoluto para a frequência de ressonância, ou seja, para a condição em que o segundo membro é nulo. Nesta situação, e pelas leis da eletricidade, a corrente será maior, para a mesma tensão no bloco, quanto menor for a impedância de entrada. Uma vez que a impedância de entrada depende do valor dos elementos parasitas e da indutância da bobine, a qualidade das bobines, em termos de capacidades parasitas e de resistividade do condutor são um fator a ter em conta.

É nesta linha que surge a noção de fator de qualidade. Este fator está associado ao facto de que na prática os indutores não serem ideais, e reflete a qualidade de construção desses mesmos indutores. Assim, quanto maior for este fator, maior é a aproximação do comportamento do indutor à situação ideal.

O fator de qualidade de uma bobine pode ser calculado pela expressão seguinte:

$$Q = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (3.15)$$

Onde  $\omega$  representa a velocidade angular,  $f$  representa a frequência,  $L$  representa a indutância da bobine e  $R$  representa a resistência da bobine.

No que toca à referência de valores, um valor inferior a 10 para  $Q$  pode ser considerado baixo, significando baixa qualidade de construção. Um valor perto de 100 é considerado típico na generalidade dos casos, e um valor próximo ou superior a 1000 é

muito difícil de obter, significando isso que houve bastante cuidado e uma qualidade técnica de construção muito cuidada [28].

O fator de acoplamento, por sua vez, é uma grandeza que indica o quão acopladas se encontram duas bobines, ou seja, que nos dá uma noção da percentagem de fluxo magnético gerado que excita a bobine do recetor. Assim, quando o fator de acoplamento tem valor 1 ou 100%, significa que todo o fluxo magnético gerado pela bobine emissora é recebido pela bobine recetora, sem perdas, e considera-se neste caso que as bobines estão perfeitamente acopladas. No caso de o fator de acoplamento ser nulo, isso significa que as bobines são independentes e não atuam uma sobre a outra. Este fator depende de e reflete a distância entre as bobines e o tamanho relativo das mesmas. Por exemplo no caso em que as bobines passam de um estado alinhado axialmente para um estado desalinhado, pode notar-se uma degradação do fator de acoplamento. Os valores típicos para este fator situam-se entre 0.3 e 0.6, e pode ser calculado através das seguintes expressões:

$$\begin{cases} \frac{U_1}{j\omega} = L_{11}I_1 + L_{12}I_2 \\ \frac{U_2}{j\omega} = L_{12}I_1 + L_{22}I_2 \end{cases} \quad (3.16)$$

Em que  $U_1$  é a diferença de potencial aos terminais da bobine emissora,  $U_2$  é a diferença de potencial na bobine recetora,  $I_1$  e  $I_2$  são as correntes nas mesmas bobines,  $L_{11}$  e  $L_{22}$  são os coeficientes de autoindução das bobines e  $L_{12}$  é o coeficiente de indução mútua.

Da expressão (3.16) vem o fator de acoplamento  $k$  calculado por:

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11}L_{22}}} \quad (3.17)$$

Em alternativa, se as bobines tiverem o mesmo valor de indutância, o valor do fator de acoplamento pode ser obtido pelo quociente entre a tensão recebida e a tensão emitida, ou seja,

$$u = \frac{U_2}{U_1} = k \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (3.18)$$

Fica assim apenas por explicar o fenómeno da impedância refletida, também chamado por alguns autores de impedância acoplada.

Nos circuitos acoplados por indução e nos transformadores é normalmente entendido que do lado do primário se faz sentir a impedância aplicada ao secundário e

vice-versa. Este fenómeno pode ser entendido como uma “reflexão” da impedância, ou seja, pode entender-se o meio de acoplamento como uma impedância e considerar o restante circuito como que ligado ao primeiro. Uma vez que no nosso caso consideramos a frequência de trabalho como a frequência de ressonância de ambas as bobinas, e que a impedância destas à frequência de trabalho é real, sendo o seu valor resistivo, podemos entender o meio de transmissão como uma resistência. As Figuras 3.3 e 3.4 mostram a transformação a que nos referimos.

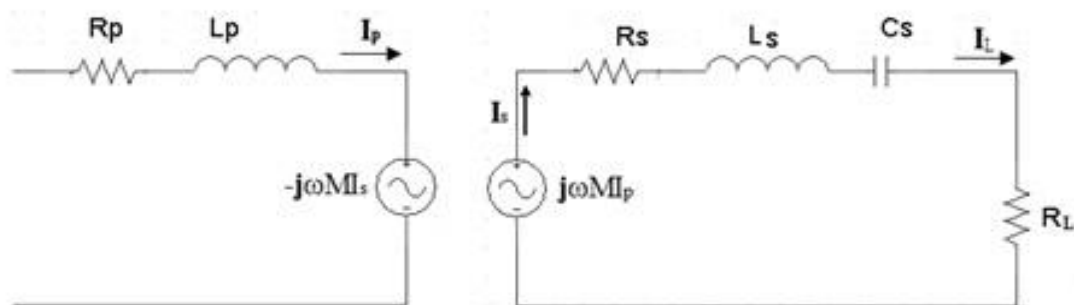


Figura 3.3 – Modelo de circuito de acoplamento indutivo ressonante com representação da impedância de acoplamento [11]

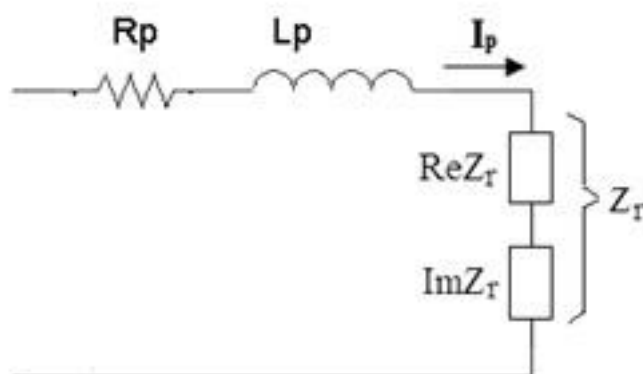


Figura 3.4 – Modelo equivalente ao da Figura 3.3 considerando o secundário como uma impedância [11]

Na Figura 3.3 podemos perceber que  $R_p$  representa a resistência da do enrolamento primário,  $L_p$  representa a indutância do mesmo enrolamento, e  $-j\omega MI_s$  representa o efeito, do lado do primário, da corrente que atravessa o secundário, ou seja, a influência do secundário no primário, na qual  $M$  é a indutância mútua. Do mesmo modo  $-j\omega MI_p$  representa a impedância mútua que se faz sentir do primário no secundário,  $R_s$ ,  $L_s$  e  $C_s$  serão a componente resistiva, indutiva e capacitiva da impedância do secundário.  $R_L$  será assim a impedância de carga.



Se chamarmos  $Z_1$  ao equivalente da série de impedâncias de  $R_p$  e  $L_p$ , e  $Z_M$  às impedâncias  $-j\omega M_s$  e  $-j\omega M_p$  (considerando que as bobines possuem o mesmo número de espiras e indutâncias iguais, de forma a que  $I_p$  (corrente induzida no secundário pelo campo do primário) =  $I_s$  (corrente induzida no secundário pelo campo do primário)), e  $Z_2$  à impedância do secundário incluindo a carga, podemos pelas leis de Kirchoff obter:

$$Z_1 I_1 + Z_M I_2 = V_1 \quad (3.19)$$

$$Z_M I_1 + Z_2 I_2 = 0 \quad (3.20)$$

Em que  $V_1$  é a tensão de alimentação do primário. Agora se quisermos representar as equações 3.19 e 3.20 pela impedância vista da fonte, vem:

$$Z_e = \frac{V_1}{I_1} = Z_1 - \frac{Z_M^2}{Z_2} \quad (3.21)$$

Neste caso, uma vez que  $Z_M = -j\omega M$  a impedância refletida vista da fonte será:

$$Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{Z_2} \quad (3.22)$$

É importante notar que uma impedância resistiva é refletida como uma impedância resistiva, mas no caso de uma impedância capacitiva esta é refletida como uma impedância indutiva e uma impedância indutiva é refletida como capacitiva.

Se voltarmos ao sistema das Figuras 3.3 e 3.4, as componentes real e imaginárias da impedância refletida vêm então:

$$Re Z_r = \frac{\omega^4 C_S^2 M^2 (R_S + R_L)}{(\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 C_S^2 (R_S + R_L)^2} \quad (3.23)$$

$$Im Z_r = \frac{-\omega^3 C_S M^2 (\omega^2 C_S L_S - 1)}{(\omega^2 C_S L_S - 1)^2 + \omega^2 C_S^2 (R_S + R_L)^2} \quad (3.24)$$

De forma a aumentar a eficiência da transmissão de energia, a parte real da impedância  $Z_r$  deve ser maximizada. O valor da frequência angular  $\omega$  que maximiza a expressão (3.23) é a frequência de ressonância:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C_S L_S}} \quad (3.25)$$

Para este valor, a parte real da impedância refletida fica:

$$Re Z_r = \frac{\omega^2 M^2}{R_S + R_L} \quad \left( \text{se } \omega > \frac{R_L + R_S}{L_S} \right) \quad (3.26)$$

Uma vez que a impedância do sistema à sua frequência de ressonância é resistiva, ou seja, de valor real, este é o valor que se pode considerar para a impedância refletida [11].

Se olharmos agora para a eficiência da transmissão, podemos ver que esta varia proporcionalmente com o quociente

$$\eta \propto \frac{1}{1 + \frac{R_S}{R_L}} \quad (3.27)$$

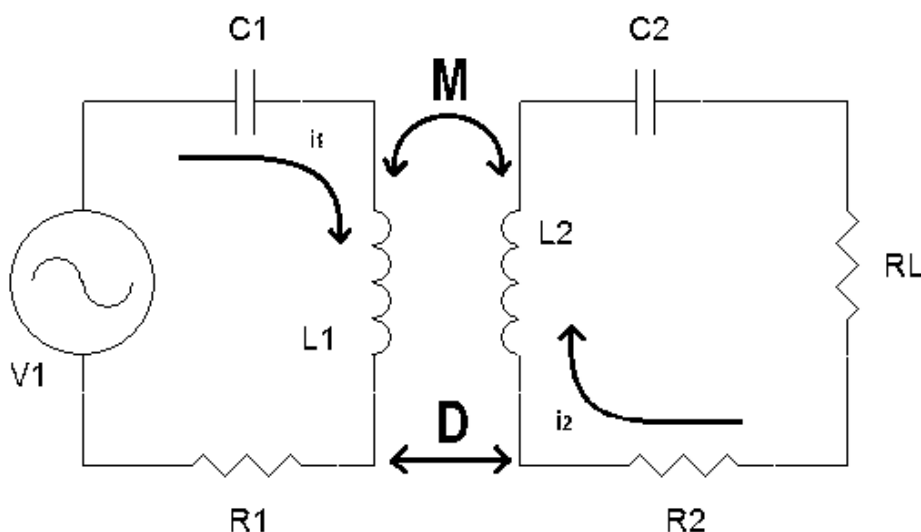
Pelo que um aumento da carga  $R_L$  vai aumentar a eficiência do secundário, e nesse caso, a eficiência da transmissão [11].

### 3.3 Desenvolvimento de um Protótipo de Transmissão de Energia Sem Fios

Para melhor perceber as limitações e particularidades desta tecnologia, foi realizado um protótipo baseado neste princípio em placa branca. Através este estudo foi possível perceber a influência da aplicação do princípio, na prática, das imperfeições associadas às variações do valor dos componentes, das capacidades parasitas, das variações de distância e desalinhamento entre bobines, bem como do comportamento do sistema para várias frequências.

Para isso foram realizadas duas experiências. A primeira consistiu em verificar, para uma frequência fixa, a variação do comportamento do sistema em função da capacidade associada à bobine de transmissão. Uma vez que é este bloco o responsável pela determinação da frequência de ressonância, é interessante perceber o nível de exatidão necessário, bem como a variação das perdas associadas à variação da frequência em relação ao sistema. A segunda experiência prende-se com o comportamento do mesmo sistema para várias frequências diferentes, numa gama próxima da das soluções comerciais.

O sistema desenvolvido faz uso do modelo simplificado do apresentado pelo MIT em 2007 para um sistema de acoplamento indutivo ressonante. O modelo utilizado é apresentado na Figura 3.5.



*Figura 3.5 – Modelo simplificado de circuito de acoplamento indutivo ressonante apresentado pelo MIT*

Fazendo uso do modelo da Figura 3.5, podemos considerar que temos do lado do emissor uma fonte de tensão alternada e um bloco de transmissão formado por  $C1$  e  $L1$ , e do lado do recetor, um bloco de receção formado por  $L2$  e  $C2$ , e pela carga  $RL$ .

A realização do protótipo englobou várias fases, tendo começado por construir-se um oscilador a cristal, com frequência de oscilação a 1MHz, tendo este sido escolhido pela sua simplicidade e pela facilidade em conseguir os componentes no armazém do departamento. Por outro lado, a escolha da frequência prendeu-se com o fato de as frequências usadas nas soluções lançadas no mercado se situarem entre algumas centenas de KHz até alguns MHz.

Começemos por explicar o primeiro bloco. O oscilador é baseado num oscilador de *Clapp*, utilizando cristais com frequências entre 1MHz e 10MHz. A função deste oscilador é gerar a onda sinusoidal à frequência determinada pelo cristal, permitindo depois amplificá-la para que possa ser aplicada ao bloco de transmissão.

O circuito do oscilador é mostrado na Figura 3.6.

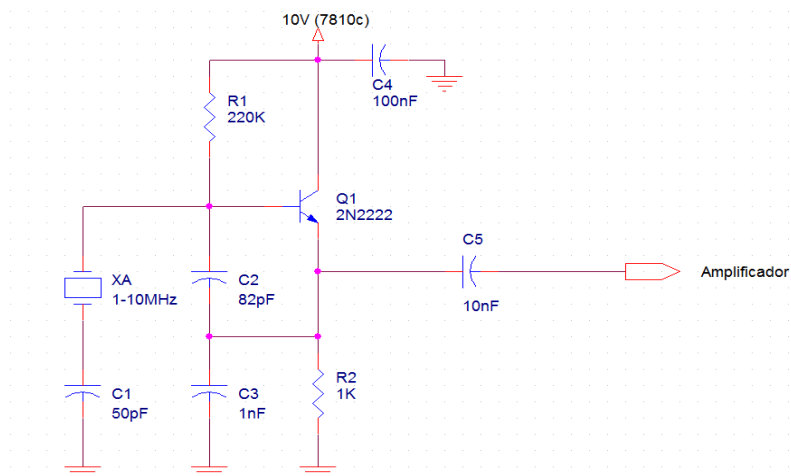


Figura 3.6 – Bloco oscilador baseado num oscilador de Clapp

É importante referir que o circuito com oscilador mostrado na figura 3.6 foi apenas utilizado para a medição das frequências acima de 2MHz, tendo sido utilizado um gerador de sinais disponível da sala para as frequências até este valor.

Agora para se obter um valor mais elevado de tensão, foi escolhida uma configuração do tipo *Cascade*, de forma a ter um ganho elevado (emissor comum) e uma largura de banda aceitável (coletor comum).

O segundo andar deste bloco é um andar de saída de classe AB, de forma a fornecer à saída a corrente necessária para manter a tensão com o mínimo de distorção da sinusóide possível.

Assim, o bloco pode ser explicado com a ajuda da figura 3.7:

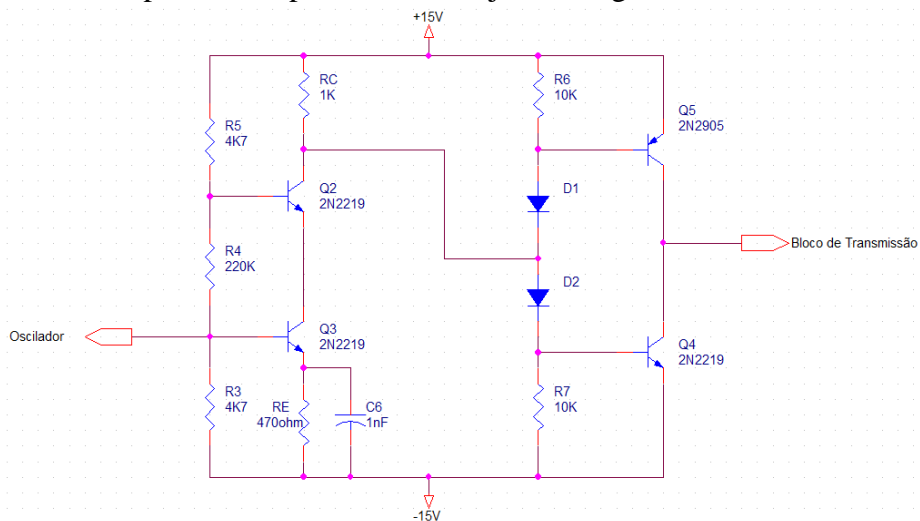


Figura 3.7 – Bloco amplificador em configuração Cascade.

O bloco de transmissão é idêntico do lado do emissor e do recetor, ambos constituídos por um condensador e por uma bobine em série. Por este motivo ambos são

mostrados na Figura 3.8, juntamente com a resistência de carga ‘RL’ utilizada para realizar as medições da tensão e corrente na saída.

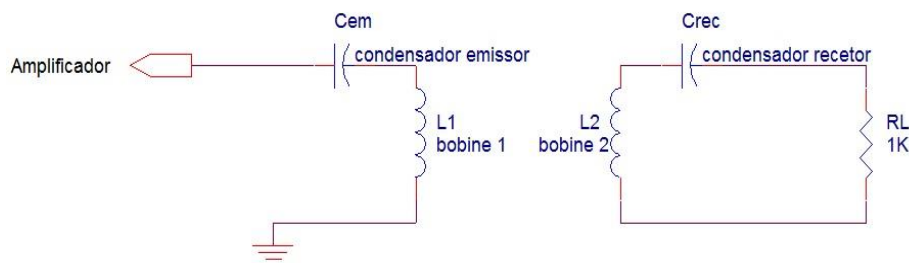


Figura 3.8 – Blocos de transmissão (à esquerda) e receção (à direita).

Tendo agora o esquema do circuito a desenvolver, passamos ao processo de construção.

Em primeiro lugar, e por uma questão de simplicidade, iniciámos a construção pela construção das bobines, para depois permitir o ajuste através da variação das capacidades. Deste modo, decidiu-se, por simplicidade de cálculo teórico, realizar bobines sem sobreposição do filamento condutor. Desse modo, a expressão do cálculo teórico da indutância da bobine utilizada foi a fórmula de Wheeler, (para a situação de  $0.4d < l$ ):

$$L = \frac{d^2 n^2}{l + 0.45d} \mu H \quad (3.28)$$

Onde  $d$  é o diâmetro do enrolamento (em m),  $n$  o número de espiras e  $l$  o comprimento da bobina (em m). É importante notar que esta fórmula faz sentido para bobines em que o diâmetro é bastante menor do que o comprimento, o que não é o caso, mas é a única que permite obter uma estimativa do valor da indutância, independentemente da frequência e da corrente que a percorre.

Servindo esta expressão para obter uma estimativa, para uma vasta gama de frequências, do valor da bobine construída, e tendo-se obtido que para  $n = 10$ ,  $l = 8\text{mm} = 0.008\text{m}$ , e  $d = 4.6\text{cm} = 0.046\text{m}$ , o valor teórico da indutância da bobine será:

$$L_{\text{teórico}} = 8.23 \mu H \quad (3.29)$$

Quanto ao valor experimental medido para ambas as bobines, foi utilizado um voltímetro vetorial, de modo a medirmos com alguma exatidão o valor da indutância das bobines para as várias frequências.

Os valores medidos estão disponíveis na Tabela 3.1.

Frequência (Hz)	Impedância bobine 1 (Ω)	Indutância bobine 1 (uH)	Impedância bobine 2 (Ω)	Indutância bobine 2 (uH)
<b>100k</b>	0.73+5.4j	8.60	0.72+5.3j	8.48
<b>200k</b>	0.036+13.3j	10.63	0.025+13.0j	10.53
<b>300k</b>	0.50+17.0j	9.07	0.52+16.0j	8.97
<b>400k</b>	0.65+23.4j	9.32	0.75+29.0j	9.21
<b>500k</b>	1.0+30.0j	9.59	1.0+30.0j	9.55
<b>800k</b>	1.3+47.0j	9.38	1.3+46.0j	9.32
<b>1M</b>	1.5+59.0j	9.43	1.5+59.1j	9.39
<b>2M</b>	2.9+120.1j	9.58	2.8+120.0j	9.53
<b>3,277M</b>	5.6+182.3j	9.63	5.5+180.6j	9.59
<b>4M</b>	11.9+247.7j	9.88	11.9+246.9j	9.82
<b>6M</b>	28.9+404.0j	10.72	28.5+977.7j	10.6

*Tabela 3.1 – Valores de impedância e indutância das bobines construídas, em função da frequência*

Podemos perceber que para as mesmas frequências, os valores das impedâncias, bem como das indutâncias de ambas as bobines são bastante próximos, pelo que se pode considerar a utilização de ambas tanto do lado do emissor como do lado do recetor.

Agora no que toca à capacidade a associar às bobines para cada frequência, de modo a obter um bloco ressonante, o cálculo pode ser realizado da seguinte forma:

Partindo da expressão do cálculo da frequência de ressonância:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.30)$$

E colocando a expressão (3.30) em função da capacidade, obtém-se:

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_{res}^2 L} \quad (3.31)$$

Através desta expressão podemos calcular, para cada frequência de ressonância ' $f_{res}$ ', o valor do condensador a associar à bobine de indutância ' $L$ '.

Fazendo uso dos valores obtidos na Tabela 3.1, e da expressão (3.31), obtemos então a Tabela 3.2.

Frequência (Hz)	Capacidade bobine 1 (F)	Capacidade bobine 2 (F)
<b>100k</b>	294.54n	298.71n
<b>200k</b>	59.57n	60.14n
<b>300k</b>	31.03n	31.38n
<b>400k</b>	16.99n	17.19n
<b>500k</b>	10.56n	10.61n
<b>800k</b>	4.22n	4.24n
<b>1M</b>	2.68n	2.70n
<b>2M</b>	661p	664p
<b>3,277M</b>	244p	245p
<b>4M</b>	160p	161p
<b>6M</b>	66p	66p

*Tabela 3.2 – Valores da capacidade calculados para cada frequência, com base nos valores da Tabela 3.1*

Para garantir que o alinhamento era feito corretamente, foi utilizado um sistema de três pontos para a medição da distância, bem como um marcador de alinhamento. Assim, para além da utilização de uma folha quadriculada para garantir que as bobines não se encontravam desalinhadas, foram utilizados três pontos de medição da distância, marcados nas bobines.

A primeira experiência consistiu em estudar o comportamento da relação entre a tensão no emissor e no recetor, (com uma resistência de saída do emissor ‘R1’ semelhante à de entrada do recetor ‘R2’ de  $1K\Omega$ ) mantendo a distância de 1,3cm entre as bobines, com a variação da capacidade nos blocos de transmissão e receção. A frequência escolhida para o efeito foi de 1MHz, e nesta foi incluída a utilização do oscilador de *Clapp*.

Os dados obtidos estão presentes na Tabela 3.3, e visualmente expressos no gráfico da Figura 3.10.

C (F)	LC	Tensão máxima medida no recetor (Vpp)	Relação (Vrec/Vem) %
0,1n	9,873E-16	0,0045	0,07
0,5n	4,9365E-15	0,0046	0,07
1n	9,873E-15	0,005	0,08
2,2n	2,17206E-14	1,6	27,58
2,4n	2,36952E-14	4,8	82,75
2,5n	2,46825E-14	5,2	89,65
2,55n	2,51762E-14	4,6	79,31
2,7n	2,66571E-14	1,8	31,03
3n	2,9619E-14	0,4	6,89
3,2n	3,15936E-14	0,007	0,12
4n	3,9492E-14	0,007	0,12

Tabela 3.3 – Valores obtidos por variação da capacidade nos blocos de transmissão/receção à frequência de 1MHz

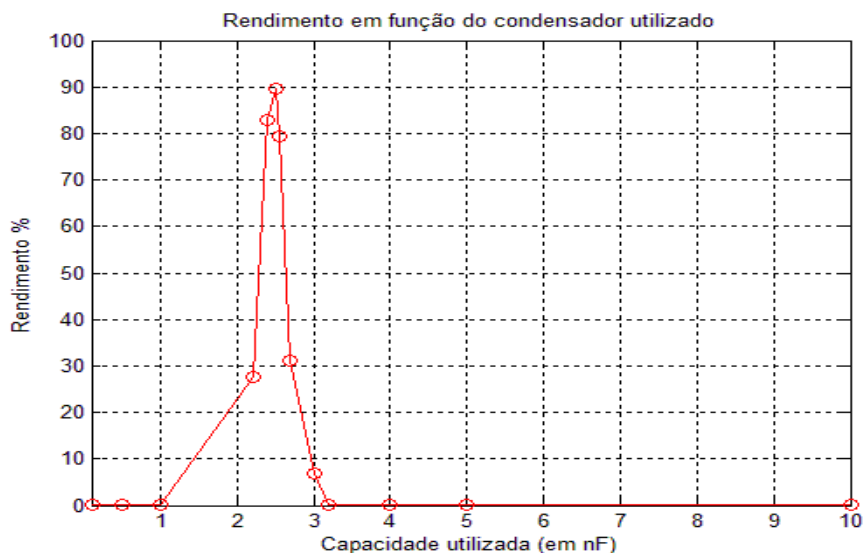


Figura 3.9 – Gráfico da relação de tensões obtidas em função da capacidade associada aos bolos de transmissão/receção à frequência de 1MHz



Como podemos perceber pelo gráfico da Figura 3.9, a relação de tensões depende muito do valor da frequência de ressonância, que por sua vez depende da capacidade. Isto é verificado uma vez que que um desvio de 50pF pode significar uma quebra de 10% do rendimento de transmissão de energia, e uma variação de 300pF corresponder a uma quebra de 62,07%.

A segunda experiência consistia no estudo do comportamento da relação das tensões de emissor e recetor, em função da variação da frequência e da distância em linha reta. Assim, com a ajuda de um condensador variável (1 a 15pF, em conjunto com associações de outros condensadores de baixo valor, de forma a utilizar como ponto de partida a melhor relação, obtida experimentalmente, das tensões para cada frequência), foram obtidos os valores presentes na Tabela 3.4.

Frequência	d = 1.3cm		d = 3.5cm		d = 6cm		d = 10cm	
	Vemissor	Vrecetor	Vemissor	Vreceptor	Vemissor	Vreceptor	Vemissor	Vreceptor
<b>100k</b>	3.0	3.0	3.5	2.3	3.6	0.7	3.6	0.15
<b>200k</b>	6.6	6.6	4.2	3.1	6.3	1.4	6.5	0.43
<b>300k</b>	6.7	6.7	4.8	3.7	4.7	1.0	4.7	0.37
<b>400k</b>	6.9	6.9	4.3	3.4	4.4	0.86	4.4	0.23
<b>500k</b>	4.9	4.8	5.0	3.8	5.3	1.2	5.8	0.34
<b>800k</b>	4.5	4.4	6.0	4.3	6.1	0.82	6.2	0.25
<b>1M</b>	3.4	3.3	2.9	1.2	3.0	0.43	3.0	0.11
<b>2M</b>	3.7	3.0	3.9	0.78	3.9	0.31	3.9	0.076
<b>3,277M</b>	0.82	0.48	0.83	0.23	0.84	0.12	0.84	0.012
<b>4M</b>	0.41	0.12	0.56	0.030	0.64	0.012	0.68	0.002
<b>6M</b>	0.36	0.035	0.42	0.009	0.43	0.002	0.44	0.001

*Tabela 3.4 – Valores de tensão obtidos para emissor e recetor para cada frequência a diferentes distâncias*

Os gráficos das Figuras 3.11 e 3.12 mostram estes dados de dois modos diferentes.

Enquanto o gráfico da Figura 3.10 mostra o comportamento do sistema para cada distância, em função da frequência, o gráfico da Figura 3.12 mostra para cada frequência, o valor das tensões em função da distância.

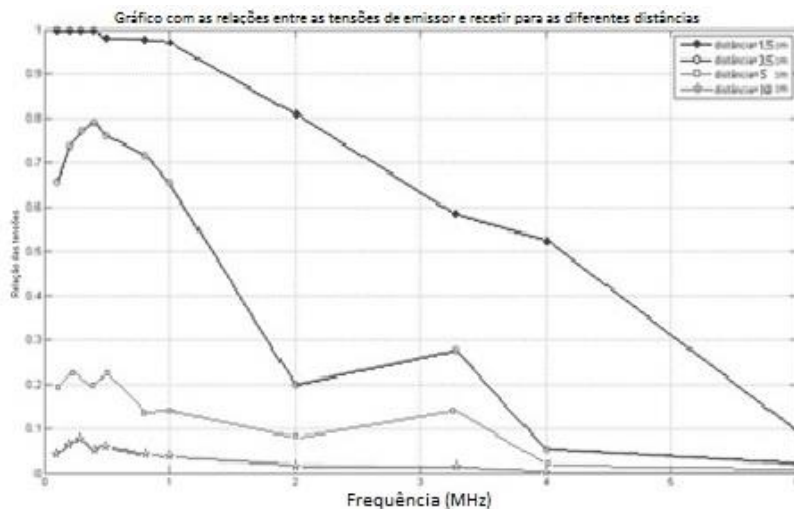


Figura 3.10 – Gráfico do comportamento da relação de tensões obtidas para as diferentes distâncias em função da frequência.

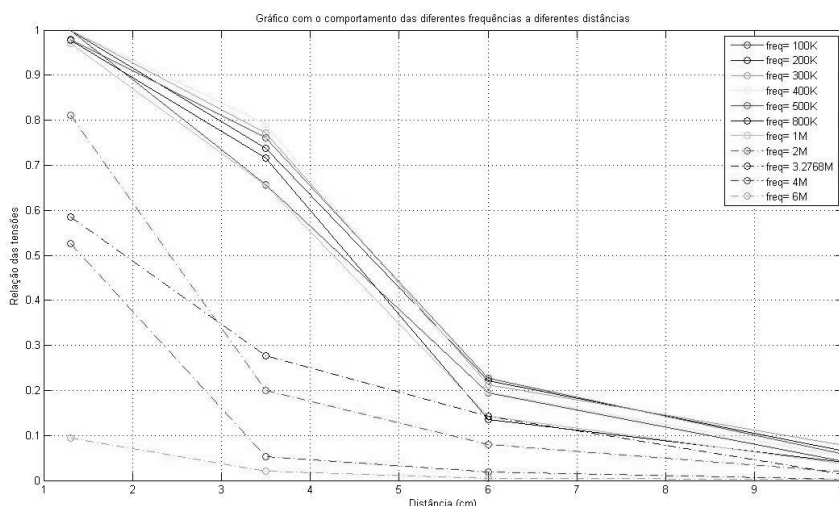


Figura 3.11 – Gráfico do comportamento da relação de tensões obtidas para cada frequência, em função da distância

Pelos gráficos das Figuras 3.10 e 3.11 podemos perceber que as frequências para as quais o sistema apresenta melhores resultados, tanto para as distâncias mais pequenas, como para as maiores são as frequências mais baixas, ou seja, entre os 100KHz e 400KHz. Sendo a qualidade dos resultados deteriorada com o aumento da frequência.

### 3.4 Conclusões

Olhando em primeiro lugar para a análise feita ao princípio de acoplamento indutivo ressonante, a análise realizada tentou de uma forma simples explicar os fundamentos necessários para a compreensão do princípio.

Assim, podemos perceber que as bobines, à frequência de ressonância, se comportam como circuitos puramente resistivos, uma vez que as componentes imaginárias dos elementos capacitivos e indutivos se anulam. Tendo isto em conta, é usado geralmente uma capacidade associada à indutância para desse modo controlar a frequência de ressonância. Percebeu-se também que a variação da impedância no secundário terá efeitos na impedância vista pela fonte no primário, por efeito de impedância refletida, um fenómeno com origem na indução mútua entre bobines.

Daqui podemos retirar algumas relações:

- O aumento do raio das bobines faz aumentar a indução mútua das bobines, e portanto melhora o rendimento, mas pode trazer problemas na aplicação prática.
- Um aumento da carga no secundário faz aumentar o rendimento da transmissão.
- Um aumento da frequência de ressonância faz descer o rendimento da transmissão.
- O fator de qualidade, afetado pela qualidade de construção das bobines, é um fator importante no rendimento da transmissão.

Quanto à realização do protótipo, e tendo em conta as dificuldades encontradas em especial na construção das bobines e no ajuste de capacidades pequenas devido às capacidades parasitas da placa branca, foram obtidas várias relações:

- Um pequeno desvio da capacidade do sistema provoca um grande desvio no rendimento da transmissão.
- Um sistema sensível a pequenas variações de capacidade fica bastante comprometido aquando da utilização de uma interface de desenvolvimento como placas brancas, tendo que ser garantido um ajuste quase constante da capacidade.
- Verificou-se que o rendimento da transmissão cai com o aumento da frequência.
- A gama de frequências que apresentou melhores resultados situa-se entre os 100KHz e os 400KHz, em semelhança com a maioria dos sistemas comerciais referidos no Capítulo 2 desta dissertação.

Este trabalho de desenvolvimento do protótipo poderia ser continuado, sendo os passos seguintes a conversão do sistema para circuito impresso, o estudo mais detalhado das distâncias e de frequências, da inclusão de obstáculos, e da resposta transitória do sistema.



## Capítulo 4

### 4 Análise dos Módulos de Avaliação bqTesla

#### Sumário

Este capítulo apresenta-se como uma análise à norma Qi, aos kits de desenvolvimento compatíveis com a mesma, apresentados pela Freescale e pela Texas Instruments. Este estudo permitiu escolher a solução a utilizar na criação e análise do protótipo funcional realizado.

Em apêndice encontra-se uma análise detalhada, a nível do hardware dos módulos escolhidos para o emissor e para o recetor, respetivamente bq500410AEVM-085 e bq51013AEVM-725.

## 4.1 Introdução

Pretende-se, neste capítulo mostrar as soluções disponibilizadas pelos fabricantes de componentes para sistemas de transmissão de energia sem fios, com os quais se pode construir um módulo recetor e um módulo emissor, de forma que alimentando convenientemente o módulo emissor, este realize a emissão de energia para o recetor, e este possa, por sua vez, alimentar um sistema de carga de baterias.

Na pesquisa realizada, foram encontradas soluções de dois fabricantes:

- ✓ Freescale
- ✓ Texas Instruments

Vamos apresentar de forma organizada, a informação que sumariza ambas as soluções e que permitirá obter uma melhor perspetiva acerca da possibilidade de implementação de ambas.

## 4.2 Solução Freescale

Começando pela solução disponibilizada pela Freescale, seria de prever que existisse já, no leque de produtos disponibilizados pela mesma, alguns que constituíssem uma solução para carregamento de baterias sem fios. Esta solução é disponibilizada no *site* da Freescale e é explicada por etapas.

Uma visão geral sobre a solução sugerida por esta empresa está disponível na Figura 4.1.

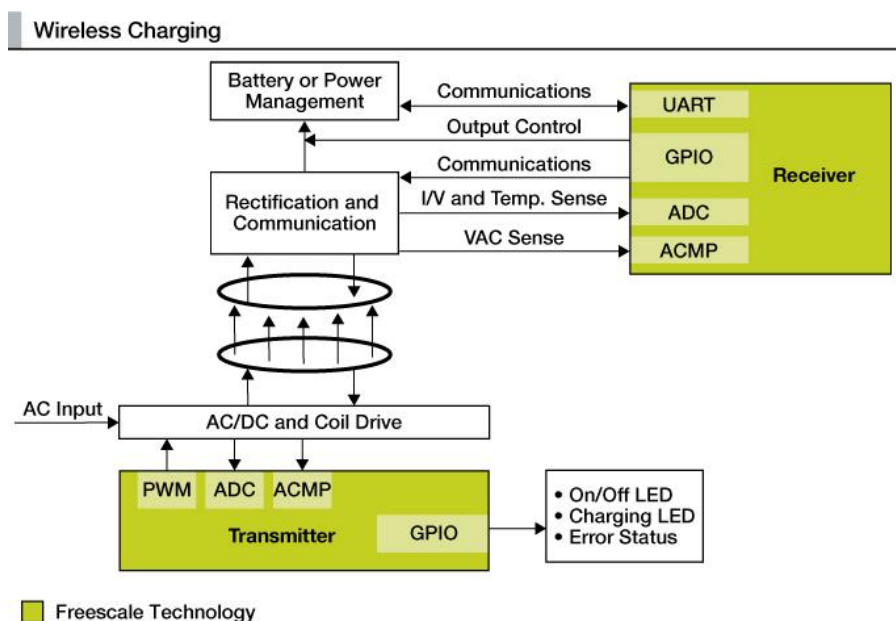


Figura 4.1 – Proposta de solução apresentada pela Freescale para um sistema de transmissão de energia sem fios [29]

Nesta solução, tanto o emissor como o recetor são componentes disponibilizados pela Freescale e as bobines são normalizadas consoante as especificações pretendidas, ficando o restante ao critério do projeto, ou seja, no caso de se pretender criar um sistema compatível com a norma Qi, as bobines a utilizar serão normalizadas com as especificações da norma [30].

As soluções de emissor e recetor apresentados pela Freescale baseiam-se em dois microprocessadores. No que toca ao sistema emissor, os integrados sugeridos são MC56F824x e MC56F825x. Estes são controladores de sinal digital (DSC's), com potencialidades de microcontrolador, permitindo a utilização de sinais de modulação de largura de impulso (PWM) para a alimentação do circuito transmissor de potência. Esta solução permite a utilização da norma Qi definida pelo WPC, podendo também ser utilizado num modo não compatível, uma vez que é muito versatilmente controlado por *software*. Um ponto interessante prende-se com o facto de permitir a utilização de seis saídas em PWM em simultâneo, o que significa que permitirá utilizar várias bobines na transmissão em paralelo. (No kit de desenvolvimento para o emissor da *Freescale*, é também disponibilizada a possibilidade da utilização de um ambiente de desenvolvimento e de um isolamento e depuração de erros, utilizando JTAG).

A Figura 4.2 apresenta um diagrama de funcionamento dos integrados aconselhados para o emissor.

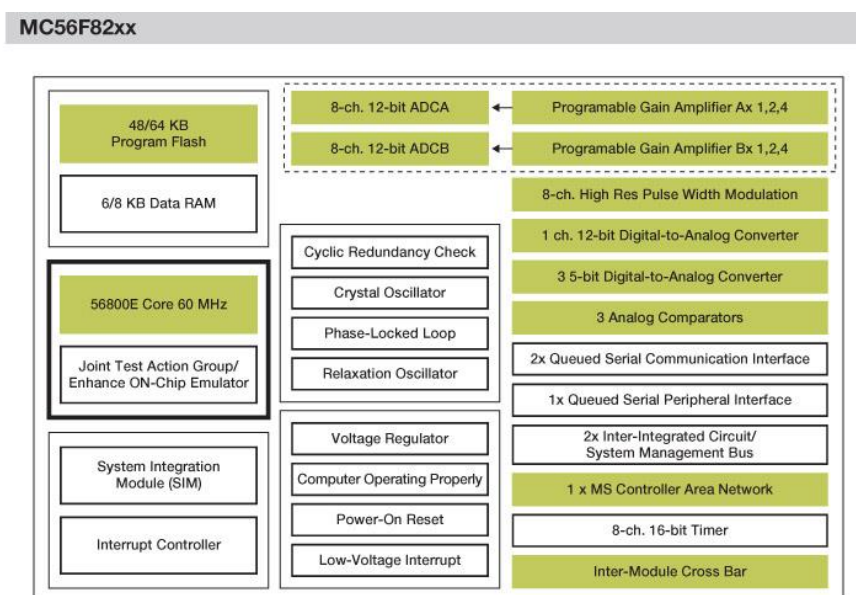


Figura 4.2 – Diagrama de blocos explicativo do funcionamento dos integrados da família MC56F82 [30]

Estes componentes apresentam um grande número de funcionalidades, sendo que, neste caso, as mais importantes serão sem dúvida, a possibilidade de compatibilidade com a norma Qi, e toda a versatilidade que isso implica, bem como o facto de permitir um controlo avançado por *software* (controlo e compensação).

A implementação utilizando estes componentes pressupõe a realização de vários blocos do circuito como sejam o módulo de potência, um circuito de retificação e filtragem, um módulo de desmodulação do sinal, um módulo de *sensing* para medir e controlar a potência fornecida às bobinas, bem como o desenvolvimento do módulo de transmissão constituído pelas bobinas e por um eventual *array* de circuitos ressonantes (caso de várias bobinas, cada uma terá o seu próprio elemento ressonante) [30].

No que toca a *kits* de desenvolvimento para o emissor, apenas é referido o módulo presente numa *application note*, representado na Figura 4.3.

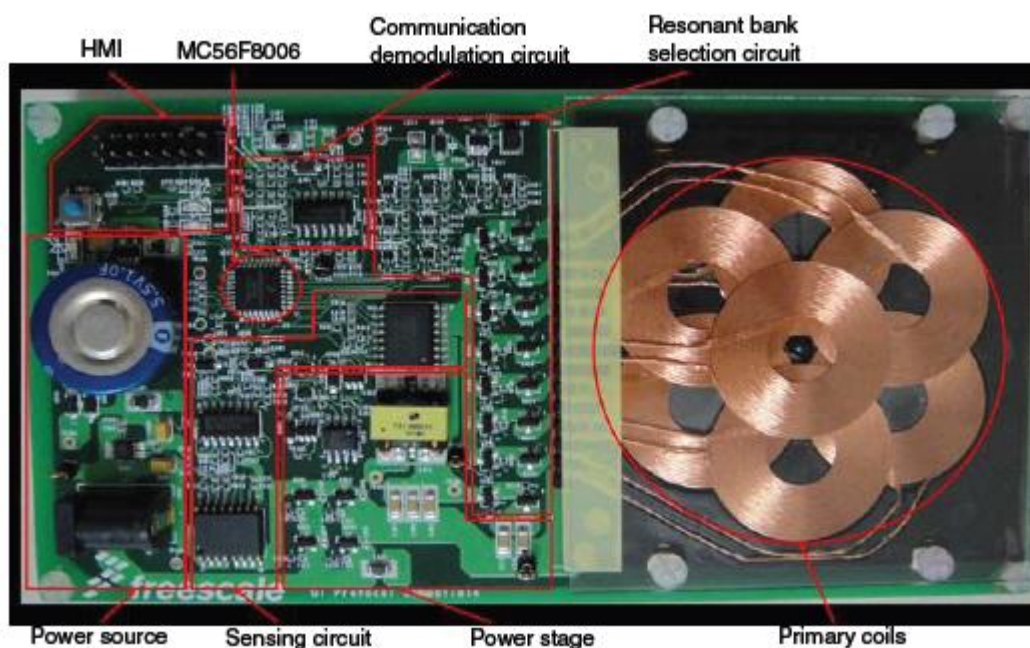


Figura 4.3 – Fotografia do módulo de desenvolvimento para o emissor contendo o integrado MC56F8006 apresentado pela Freescale [30]

Para o recetor, a Freescale apresenta duas soluções, ambas baseadas num microcontrolador, uma utilizando o MC9S08P e a outra, em alternativa, MC9RS08KB12. O primeiro é o aconselhado pelo fabricante para a realização de um projeto deste tipo, sendo que o segundo é o componente utilizado no kit de desenvolvimento para o recetor.

Quanto ao primeiro, o MC9S08P tem o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.4.



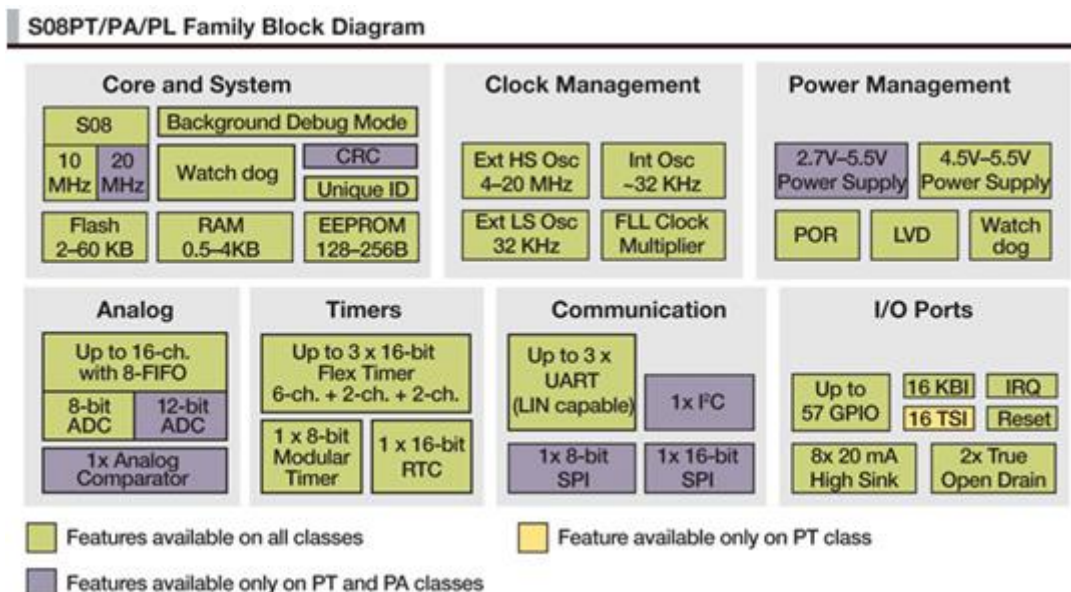


Figura 4.4 – Diagrama de blocos explicativo do funcionamento dos integrados da família MC9S08P [31].

O MC9S08P é um microcontrolador de 8 bits a 5V, de baixo custo, da família dos HCS08, com frequência de trabalho de 20MHz, com inúmeras funcionalidades, das quais, um módulo dedicado ao controlo de potência, e servindo este como fonte de tensão ao sistema a alimentar. Permite um trabalho inteiramente controlado por *software*, sendo possível realizar um circuito com as definições e controlo desejado. Possui uma ADC de 12 bits, permitindo uma precisão relativamente elevada, de forma a poder-se realizar um *sensing* da tensão obtida com bastante precisão [30]. Visto o grande número de possibilidades de utilização de um circuito deste tipo, poderemos, em semelhança ao que foi feito para o emissor, realizar uma análise comparativa ao *kit* de desenvolvimento apresentado pela Freescale de forma a percebermos os passos necessários à construção de um recetor baseado nesta tecnologia.

A figura 4.5 mostra o esquema de funcionamento do módulo recetor sugerido.

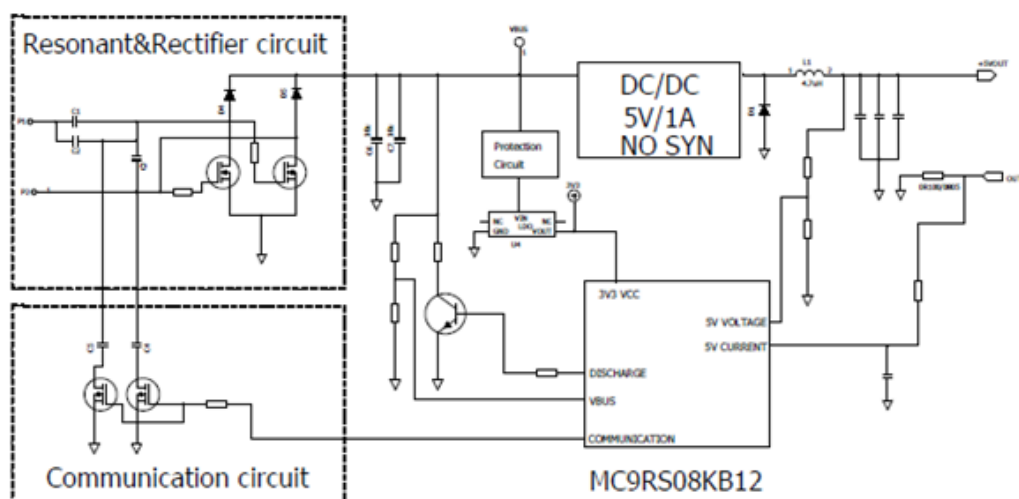


Figura 4.5 – Esquema explicativo do funcionamento do recetor baseado no microcontrolador MC9RS08 [32].

Desta forma, o circuito seria constituído por um bloco de comunicação, um bloco ressonante e de retificação, e por um conversor DC/DC de forma a ter à saída a potência desejada com uma tensão regulada. Quanto à função do microcontrolador, neste caso será controlar e monitorizar o sistema de entrada e saída e as respetivas tensões, bem como realizar as comunicações com o emissor.

A Freescale disponibiliza ainda um *software* de desenvolvimento de modo a permitir ao utilizador desenvolver e testar soluções. É importante notar que o dispositivo realizado é compatível com a norma Qi, realizando as comunicações num sinal bifásico com frequência de 2KHz [32].

Uma vez que não nos foi possível conhecer a totalidade dos componentes utilizados, no que toca à estimativa de custos de construção de um circuito para desenvolvimento de uma solução, foram considerados apenas os custos dos integrados sugeridos nos distribuidores.

Agora olhando para os preços dos integrados sugeridos pela Freescale para o recetor e para o emissor, e tomando os valores apresentados pelo distribuidor Mouser Electronics, para quantidades de uma unidade e superiores a 100 unidades, podemos consultar a Tabela 4.1.

Quantidade Componentes	Preço 1x	Preço 100+
<b>Recetor</b>		
MC9S08PT60VLC	X	X
MC9S08PT60VLH	2.31€	1.28€
MC9S08PT60VQH	3.44€	2.51€
MC9S08PT60VLD	2.06€	1.14€
MC9S08PT60VLF	2.11€	1.17€
<b>Emissor</b>		
MC56F8245VLD	4.57€	2.54€
MC56F8247VLH	5.63€	3.13€
MC56F8246VLF	4.65€	2.59€
MC56F8257VLH	5.92€	3.29€
MC56F8256VLF	5.31€	2.95€
MC56F8255VLD	5.21€	2.89€

*Tabela 4.1 – Preço unitário dos integrados no distribuidor Mouser Electronics sugeridos pela Freescale para o emissor e para o recetor*

Não foram encontrados, nem no site da Freescale, nem nos distribuidores mais conhecidos, ligados a esta tecnologia de transmissão de energia sem fios, quaisquer destes *kits* de desenvolvimento. Por este motivo são apresentados os preços dos *kits* de desenvolvimento que permitem trabalhar com os integrados aconselhados, na Tabela 4.2. Estes *kits* funcionam em modo de torre, em que as diversas placas a utilizar são empilhadas, de modo a manter o sistema organizado e permitir ligações simples entre os mais diversos módulos deste fabricante.

	Descrição	Preço Mouser
TWR-S08PT60-KIT	Placa com integrado + kit completo de torre	115,23€
TWR-S08PT60	Placa com integrado	82,07€
TWR-S08DC-PT60	Modelo da placa sem conector de torre	11,61€

*Tabela 4.2 – Preço unitário dos vários componentes dos kits de torre no distribuidor Mouser Electronics*

Quanto aos kits de desenvolvimento sobre os quais nos debruçamos anteriormente, não se conseguiu encontrar informação sobre preços ou como os adquirir. Por este motivo, foram contactados alguns representantes da empresa, ao que ao fim de alguma insistência nos foi dito que o sistema apresentado apenas está disponível para “*alpha-testers*”.

### 4.3 Solução Texas Instruments

Em alternativa à solução apresentada pela Freescale, também a Texas Instruments apresenta um leque alargado de possibilidades para construção de um sistema de carregamento de baterias sem fios. O grupo de soluções da TI baseia-se num conjunto de componentes criados especificamente para a tecnologia de transmissão de energia e carga de baterias sem fios, e por isso bqTesla é o nome dado a esta família de componentes.

Este grupo juntou-se ao WPC desde que o consórcio foi criado, e tem vindo a ganhar mercado significativamente, em grande parte devido ao reconhecimento de qualidade que lhe está associado.

O modelo apresentado pela TI é bastante semelhante ao modelo apresentado pela Freescale, como poderemos ver na figura que se segue. É importante no entanto salientar que todas as soluções apresentadas pela Texas Instruments são dedicadas e foram criadas com o fim de constituir parte integrante de um sistema de carregamento de baterias sem fios, ao contrário do que acontece com a solução da Freescale [13].

A Figura 4.6 mostra um diagrama de blocos do sistema utilizado pela Texas Instruments, bem como a função das soluções que a empresa apresenta.

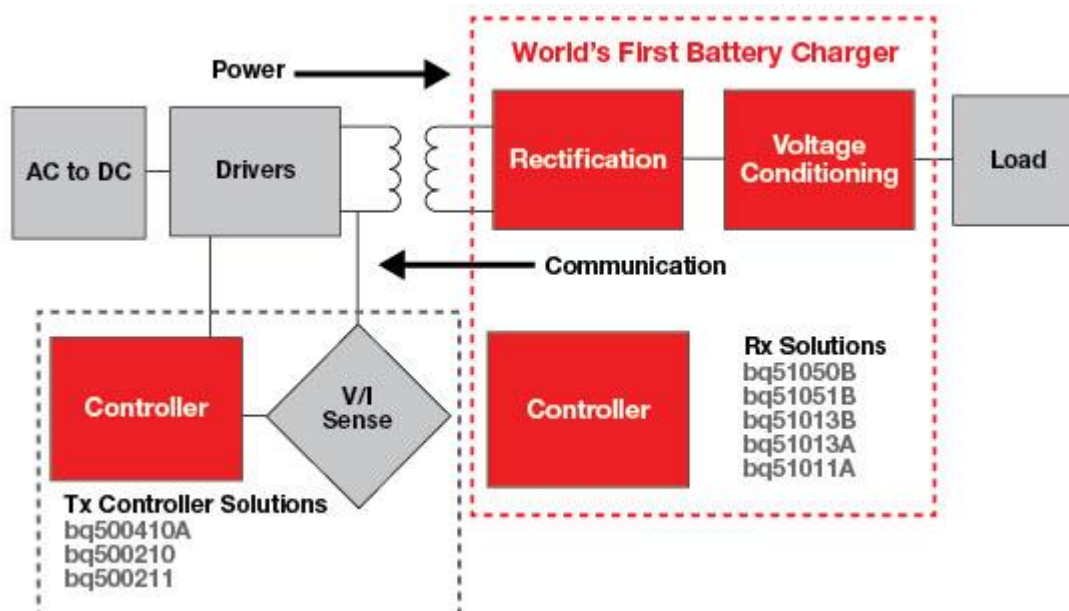


Figura 4.6 – Diagrama de blocos do sistema de carga de baterias apresentado pela Texas Instruments [13].

Da Figura 4.6 podemos perceber que a solução da Texas Instruments engloba, do lado do emissor todo o processo de controlo e *sensing* da tensão e corrente aplicados na

bobine do emissor, e do lado do recetor todo o processo de controlo, retificação e regulação da tensão na saída.

Começado pelo bloco emissor, a Texas Instruments oferece os componentes da família bq500x, que são, tal como na solução apresentada para a *Freescale*, controladores do sinal que é passado às bobines, ou seja, dependendo da forma e do modelo de circuito ressonante que existir no emissor, aumentará ou diminuirá a potência transmitida de acordo com a necessidade do recetor, detetará quando existe um recetor compatível, permitindo ligar/desligar a transmissão de potência quando assim fizer sentido, entre outros.

Começando pelo componente mais atual e mais em voga para o controlo do emissor, o bq500410A, baseando-nos num sistema com o modelo descrito na Figura 4.6, este permitirá a utilização de 3 bobines em simultâneo (design Qi A6) que permite posicionamento livre sobre a superfície que contem as bobines. Este componente está preparado para a norma WPC 1.1, a qual permite, entre outros, detetar objetos metálicos estranhos ao sistema, bem como sistemas não compatíveis nas proximidades [15].

A Figura 4.7 mostra o esquema de funcionamento interno simplificado do integrado bq500410A.

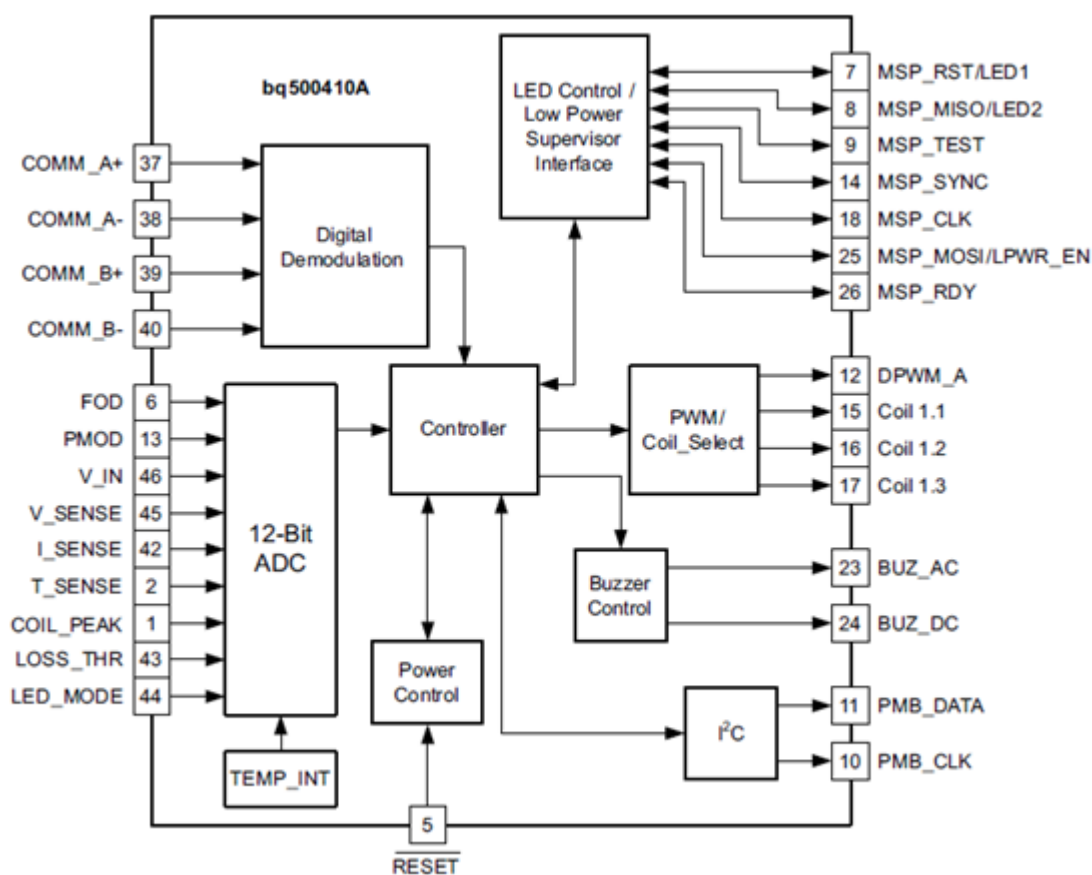


Figura 4.7 – Esquema de funcionamento interno do integrado bq500410A [15]

A Texas Instruments disponibiliza para este componente, um *kit* de avaliação (bq500410AEVM-085), assim como para a generalidade dos integrados apresentados na Figura 4.6.

Outra solução é o bq500211. O princípio de funcionamento e o esquema de trabalho são semelhantes, sendo que este permite a utilização das configurações A5 e A11 (configurações de emissor descritas na norma Qi, explicadas mais à frente). Este permite a utilização de um orientador magnético na transmissão (A5) ou a sua não inclusão (A11). É compatível com a norma Qi WPC 1.0.3 e para este também são disponibilizadas amostras gratuitas e módulos de avaliação, bem como o esquemático para a construção de um emissor [14].

Por fim o bq500210 é muito semelhante ao bq500211, apenas com algumas diferenças, de entre as quais, a compatibilidade com a norma WPC 1.0.2 e fazendo uso de 4 indicadores do estado de carga para o sistema: “*Standby*”, “*Power Transfer*”, “*Charge Complete*” e “*Fault*”. Surge como uma evolução em relação ao bq500111 e bq500113, não tendo ainda, tal como o bq500211, a capacidade de detetar objetos estranhos no sistema. Permite ainda a utilização de bobines de transmissão nas configurações A1 e A10.

Para o bloco recetor, existem vários modelos na família bq5101x e bq5105x, todos compatíveis com a norma Qi, e com algumas diferenças especialmente a nível de funcionalidades.

Começando a descrição pelos mais recentes, a família bq5101xB, compatível com a norma WPC v1.1, fornece todo o conjunto de conversão AC/DC (eficiência de pico de 93% segundo a TI), retificação, controlo e comunicação necessários para a realização de um recetor. Isto faz deles os únicos integrados necessários entre a bobine do recetor e a saída.

Esta família faz uso de um sistema de *sensing* bastante preciso, o que os torna suficientes para realizar a função de fonte de alimentação no secundário. A família bq5101x permite uma potência à saída de 5W, a 5V regulados, podendo ser ligados diretamente ao sistema a carregar (por exemplo um telemóvel). Em comportamento dinâmico permite ainda uma corrente máxima à saída de 1.5A [16].

A Figura 4.8 mostra um esquemático simplificado de um recetor construído com um integrado da família bq5101x.

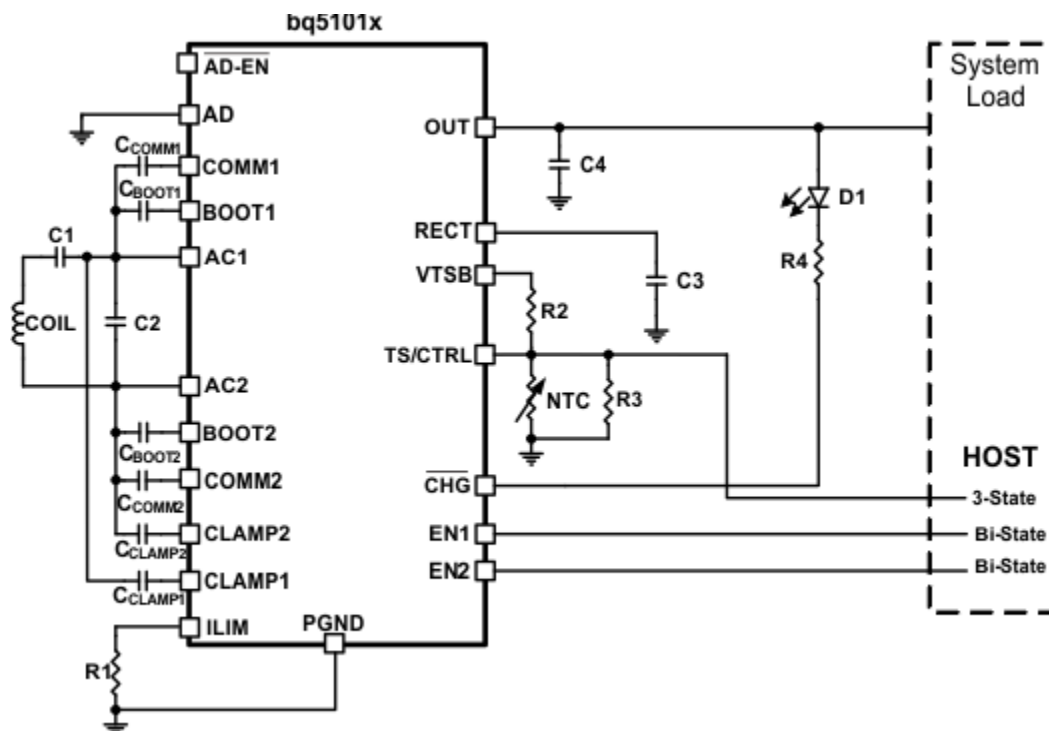


Figura 4.8 – Esquema de construção de um recetor baseado na família bq5101x [16].

Quanto ao bq51050B e ao bq51051B são o equivalente do componente anterior mas incluindo o sistema de carga de baterias de Li-Ion ou LiPo. Permitem tensões de saída opcionais de 4.2V ou 4.35V, e estão disponíveis em diferentes encapsulamentos. São circuitos integrados que realizam as mesmas funções que os anteriores, mas foram criados com o intuito de serem aplicados a sistemas de baterias que não possuem à partida um sistema de carga implementado [18].

A Figura 4.9, à semelhança da figura 4.8, mostra um esquemático simplificado de um recetor construído, agora com um integrado da família bq5101x.

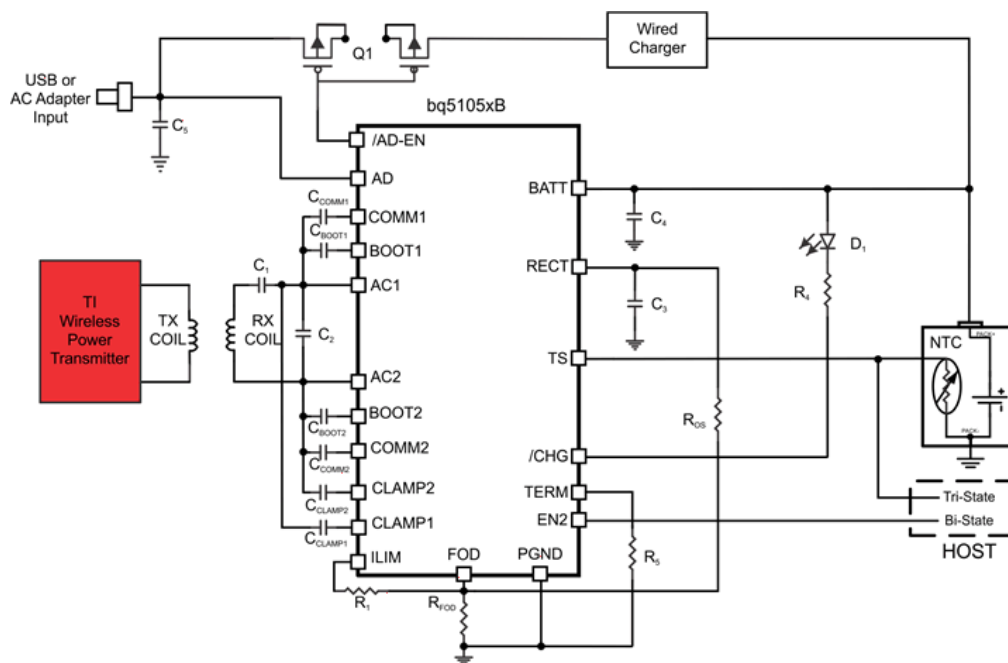


Figura 4.9 – Esquema de construção de um recetor baseado na família bq5105xB [18].

Para todas as soluções da *Texas Instruments* são disponibilizadas amostras gratuitas dos circuitos integrados, sendo o preço para compra nos distribuidores de cada um, apresentados na Tabela 4.3.

Na Tabela 4.4 encontram-se também os módulos de avaliação disponibilizados, bem como os preços.



Componentes	Distribuidores			
	DigiKey 1	DigiKey 250+	Mouser 1	Mouser 250+
Emissor				
BQ500410ARGZT	7.84€	4.02€	7.39€	4.20€
BQ500210RGZT	6.48€	3.32€	6.12€	3.41€
BQ500211ARGZT	NA	3.32€	6.12€	3.24€
Recetor				
BQ51011YFFR	5.51€	2.94€	5.41€	3.02€
BQ51013YFFT	5.72€	2.94€	5.41€	3.02€
BQ51013ARHLR	5.51€	2.94€	5.41€	2.87€
BQ51013AYFPT	NA	2.94€	NA	2.87€
BQ51013BRHLT	6.32€	4.16€	5.97€	3.11€
BQ51013BYFPR	NA	2.29€	4.84€	2.84€
BQ51050BRHLR	6.06€	2.63€	5.31€	3.13€
BQ51051BRHLR	6.06€	2.63€	5.31€	3.13€

*Tabela 4.3 – Circuitos integrados e respetivos preços nos distribuidores DigiKey e Mouser Electronics.*

Nome do módulo	Distribuidores	
	Tipo de módulo	Preço na TI
BQ500211EVM-045	Emissor	\$199
BQ500410AEVM-085	Emissor	\$199
BQ500210EVM-689	Emissor	\$199
BQ51013EVM-725	Recetor	\$199
BQ51013AEVM-764	Recetor	\$199
BQ51013AEVM-765	Recetor	\$199
BQ51013BEVM-764	Recetor	\$199
BQ51050BEVM-764	Recetor	\$199

*Tabela 4.4 – Kits de desenvolvimento lançados pela Texas Instruments no âmbito do projeto bqTesla [13].*

#### 4.4 Design Qi A6

Existem vários *designs* de emissor que foram sendo desenvolvidos ao longo das especificações da norma. As diferenças situam-se no número de bobines do emissor, no posicionamento dessas mesmas bobines, no algoritmo de deteção do recetor e na capacidade de permitirem um posicionamento fixo, guiado ou livre do recetor. Neste subcapítulo iremos fazer uma abordagem genérica sobre os vários *designs* apresentados pela norma, e incidiremos essencialmente sobre o design A6, em primeiro lugar por se tratar daquele que se apresenta como mais promissor em termos do compromisso de usabilidade e simplicidade de construção, e em segundo lugar por ser o design utilizado pelo *kit* de avaliação adquirido e utilizado no trabalho experimental desenvolvido no âmbito desta dissertação.

Existem, na norma Qi, dois tipos de *designs*: Tipo A e Tipo B. O que os distingue é que enquanto nos *designs* do tipo A, em cada momento apenas uma bobine está ativa (no caso de existir no *design* mais do que uma bobine, estará ativa a que apresentar melhor acoplamento com a do recetor), nos *designs* do tipo B estará ativo um array de uma, duas ou três bobines ativas.

Uma vez que seria demasiado extenso e desinteressante explicar todos os *designs* ao pormenor, a Tabela 4.5 ajudará a perceber melhor, tanto o número como as características essenciais que distinguem os *designs*.

Configuração	Nº Bobines	Nº Bobines Ativas	Posicionamento
A			
A1	1	1	Guiado (Íman)
A2	1	1	Livre
A3	1	1	Livre
A4	2 (sobrepostas)	1	Livre
A5	1	1	Guiado (Íman)
A6	1 ou 3	1	Livre
A7	1	1	Livre
A8	1	1	Livre
A9	1	1	Guiado (Íman)
A10	1	1	Guiado (Íman)
A11	1	1	Guiado (Íman)
A12	1	1	Livre
A13	1 ou mais	1	Livre
A14	1 ou mais	1	Livre
B			
B1	Array	3	Livre
B2	Array	Todas	Livre
B3	Array(sobrepostas)	3	Livre
B4	Array	1 ou 3	Livre
B5	Array	Array	Livre

*Tabela 4.5 – Designs permitidos na norma WPC1.1, número de bobines primárias e tipo de posicionamento permitido [35]*

Na Tabela 4.5 temos que a primeira coluna nos dá o tipo e o nome do *design*, a segunda dá-nos o número de bobines que fisicamente estão implementas no emissor, a terceira diz-nos o número de bobines que estão ativas durante a transmissão e por fim a quarta coluna distingue os designs pelo tipo de posicionamento que o *design* utiliza. Entende-se por posicionamento livre aquele em que a colocação do recetor sobre a superfície do emissor sem qualquer tipo de restrição da posição ou orientação. Entende-se por posicionamento guiado aquele em que a posição do recetor é orientado por um íman, ou seja, quando o utilizador aproxima o dispositivo recetor do emissor, este, por ação do íman leva o dispositivo recetor a uma posição de máximo alinhamento entre bobines.

Para qualquer *design* definido na versão 1.1.1 de Julho de 2012 da norma do WPC e respetivas adendas [35], da definição de interfaces, definem-se como “*low-power*” sistemas capazes de colocar 5W à disposição do lado do recetor, com frequências de trabalho entre de 100 a 205KHz. Todos os sistemas são compatíveis com qualquer recetor que possua uma bobine recetora adequada de aproximadamente 40mm de diâmetro externo. A plataforma de comunicação entre emissor e recetor é feita através de um

protocolo simples de comunicação, tendo o recetor controlo completo sobre a transmissão de potência.

A possibilidade da utilização de mais do que um recetor, no mesmo sistema, implica a utilização de um igual número de emissores de potência. Assim, no caso de pretendermos a possibilidade de utilizar o mesmo sistema emissor para carregar um número determinado de sistemas recetores, necessitaremos do mesmo número de emissores para que cada emissor estabeleça uma ligação de potência e comunicações com o respetivo recetor.

Para a generalidade dos designs, o processo de transmissão de potência engloba quatro fases: seleção, ping, identificação e configuração, e por fim a transferência de potência.

Na fase de seleção, o emissor tenta distinguir e identificar um recetor compatível. Assim, ele tenta distinguir o que é um recetor e o que é um objeto estranho, de forma a escolher um recetor para efetuar a transmissão. Deste modo, o emissor pode escolher um recetor aleatório e prosseguir para a fase de *ping* para recolher a informação necessária. Caso o emissor não detete um recetor ou não inicie a transmissão de potência, este deve entrar num estado de baixo consumo.

Na fase de ping o emissor tenta descobrir se o objeto tem um recetor compatível, e caso isso se verifique, este passa para a fase de identificação e configuração. Nesta, o emissor prepara-se para a transmissão de potência para o recetor. Para este fim, o emissor tenta obter informação relevante do recetor, combina esta informação com outra que tem internamente de forma a construir o dito “contrato” que contém vários limites da transmissão.

Por fim é na fase de transmissão que esta tem de facto lugar. Durante esta fase, ambos cooperam de forma a regular a potência transferida ao nível desejado. Para este propósito, o recetor comunica regularmente as suas necessidades de potência. Neste ponto, cabe apenas ao emissor, verificar com alguma regularidade a conformidade da transmissão com os limites estabelecidos no contrato. Caso este não esteja por algum motivo a ser cumprido, este deve abortar a transmissão.

Os vários modelos de emissor empregam diferentes métodos de ajuste da potência transferida ao nível desejado. Três desses métodos são: controlo da frequência (um desvio da frequência de ressonância do bloco implica uma queda na corrente neste, o que permite controlar a potência transferida), controlo do duty-cycle (a amplitude do sinal de corrente na bobine vai depender da energia fornecida ao inversor que é utilizado para fazer o drive da mesma), e controlo da tensão na bobine primária. Isto implica que o recetor envia ao emissor a informação com a diferença entre o nível de potência recebido e o nível desejado, de forma a levar o erro ao menor valor possível, e o valor da corrente no emissor ao valor desejado. A estratégia de controlo fica assim a critério do recetor.

A parte 1 do volume 1 da versão 1.1.1 define apenas comunicações do recetor para o emissor, através de uma modulação por variação da carga por parte do recetor. Isto significa que o recetor faz variar a potência que recebe do emissor entre dois níveis relativos, para que o emissor consiga perceber uma transição lógica. Estes níveis dependem

da quantidade de potência a ser transmitida. Qualquer natureza da variação de carga pode ser escolhida pelo recetor, podendo ser de natureza capacitiva, indutiva ou resistiva, utilizando mensagens curtas em formato UART. Isto permite que o recetor possa utilizar estas variações para gerar os vários estados de carga da bateria ou para manter um nível de potência constante. A opção da estratégia a utilizar será, deste modo, inteiramente atribuída ao fabricante [35].

De um modo mais objetivo, se olharmos agora para o design A6, podemos perceber que o seu funcionamento pode ser descrito pela Figura 4.10.

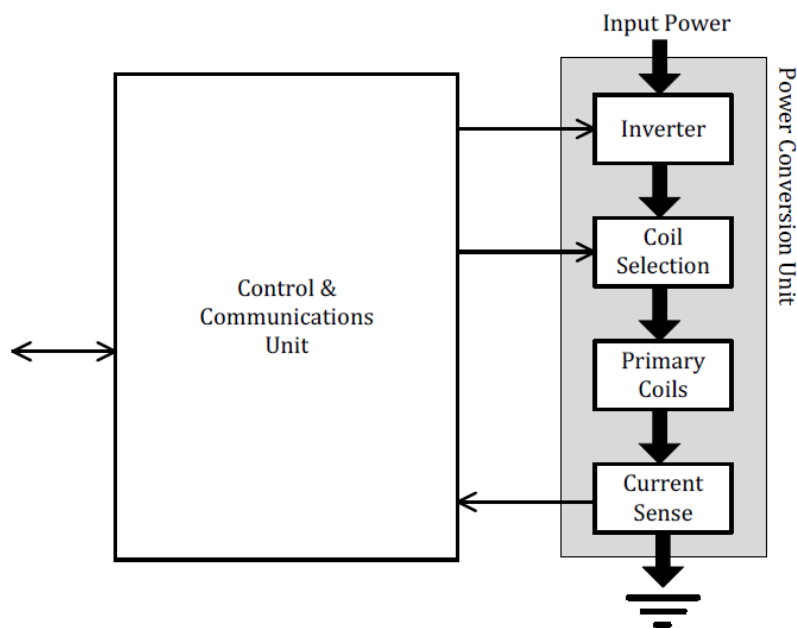


Figura 4.10 – Esquema de funcionamento do emissor com design A6 [35]

O bloco *Power Conversion Unit* (Unidade de Conversão de Potência) engloba a parte analógica do *design*. O *Inverter* faz a conversão de um sinal DC em AC de forma a fazer o *drive* do circuito ressonante. A bobine primária será então, escolhida de um array linear de bobines parcialmente sobrepostas, aquela que se apresentar melhor posicionada para efetuar a transmissão. No caso de o array ser constituído por apenas uma bobine, este problema não se coloca. Caso contrário, será necessário que o emissor efetue a respetiva escolha da bobine a utilizar. Finalmente, o circuito de *sensing* monitoriza a corrente que passa na bobine primária.

O bloco *Communications and Control Unit* (Unidade de Controlo e Comunicação) é a unidade digital que recebe e descodifica as mensagens do recetor, configura o bloco de seleção da bobine primária, executa os protocolos e algoritmos de controlo de potência e controla a frequência do sinal a aplicar na transmissão de energia. É também esta unidade que interage com outros subsistemas da estação base.

No que toca aos detalhes mecânicos, o A6 inclui uma ou três bobines primárias, tendo estas dimensões e características específicas, entre as quais a forma quadrangular e a sobreposição parcial das bobines consecutivas.

A configuração das bobines permitida pode ser percebida através da Figura 4.11 e da Tabela 4.6.

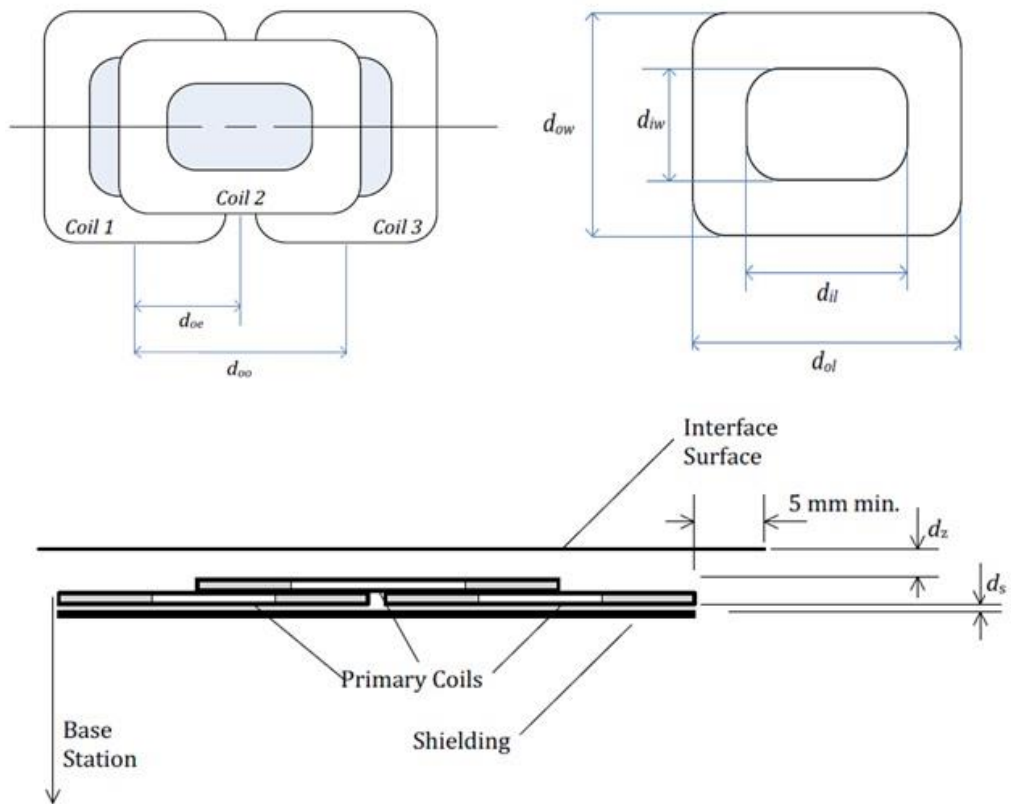


Figura 4.11 – Características físicas das bobines de emissor para o design A6 [35].

Parâmetro	Símbolo	Valor
Comprimento exterior	$d_{ol}$	53.2±0.5mm
Comprimento interior	$d_{il}$	27.5±0.5mm
Largura exterior	$d_{ow}$	45.2±0.5mm
Largura interior	$d_{iw}$	19.5±0.5
Espessura da interface		1.5±0.2mm
Distância entre bobines paralelas	$d_{oo}$	49.2±4mm
Distância entre bobines consecutivas	$d_{oe}$	24.6±2mm
Distância entre as bobines e a interface	$d_z$	2 <sup>+0.5</sup> <sub>-0.25</sub> mm (3 bobines) ou 3 <sup>+0.5</sup> <sub>-0.25</sub> mm (1 bobine)
Distância entre as bobines e o <i>shielding</i>	$d_s$	>1mm
Indutância das bobines mais próximas da interface	$L_p$	11.5±10%uH
Indutância das bobines mais longe da interface	$L_p$	12.5±10%uH
Capacidades associadas às bobines mais próximas da interface	$C_p$	0.147±5%uF
Capacidades associadas às bobines mais longe da interface	$C_p$	0.136±5%uF

Tabela 4.6 – Dimensões e Características recomendadas para o design A6 [35].

Se se pretender implementar vários emissores, a distância mínima recomendada entre o eixo longitudinal dos dois emissores (de modo a manter uma distância entre bobines não consecutivas, e neste caso de diferentes emissores) é de 49.2±4mm.

A blindagem eletromagnética (ou *shielding*) protege o emissor do campo eletromagnético gerado nas bobines. Este deve estar colocado por baixo das bobines do emissor e deve ter pelo menos as dimensões das mesmas, com uma espessura superior a 0.5mm, a uma distância de pelo menos 1mm. Nesta norma são ainda definidos os materiais permitidos para a construção do mesmo, estando os fabricantes limitados a onze materiais, todos eles fornecidos por membros do consórcio [35].

O *design* A6 utiliza pequenas variações de frequência e do duty-cycle do sinal de potência para controlar a quantidade de potência a transmitir. As várias frequências do inversor de meia ponte situam-se entre os 115KHz e os 205KHz, com *duty-cycles* entre os 10% e os 50%. A forma como este controlo é realizado baseia-se num aumento da frequência ou uma redução do duty-cycle para provocar uma redução da potência transmitida. Como se pretende que a precisão no controlo da potência transmitida seja elevada, a resolução mínima permitida pode ser calculada da seguinte forma:

- $0.01 \times f_{op} - 0.7\text{KHz}$ , para frequências de operação entre 115KHz e 175KHz
- $0.015 \times f_{op} - 1.58\text{KHz}$ , para frequências de operação entre 175KHz e 205KHz
- 0.1%, para o *duty-cycle*.

Durante a fase de ping, a frequência a utilizar será de 175KHz.

O algoritmo de controlo baseia-se num sistema PID genérico e está representado na Figura 4.12.

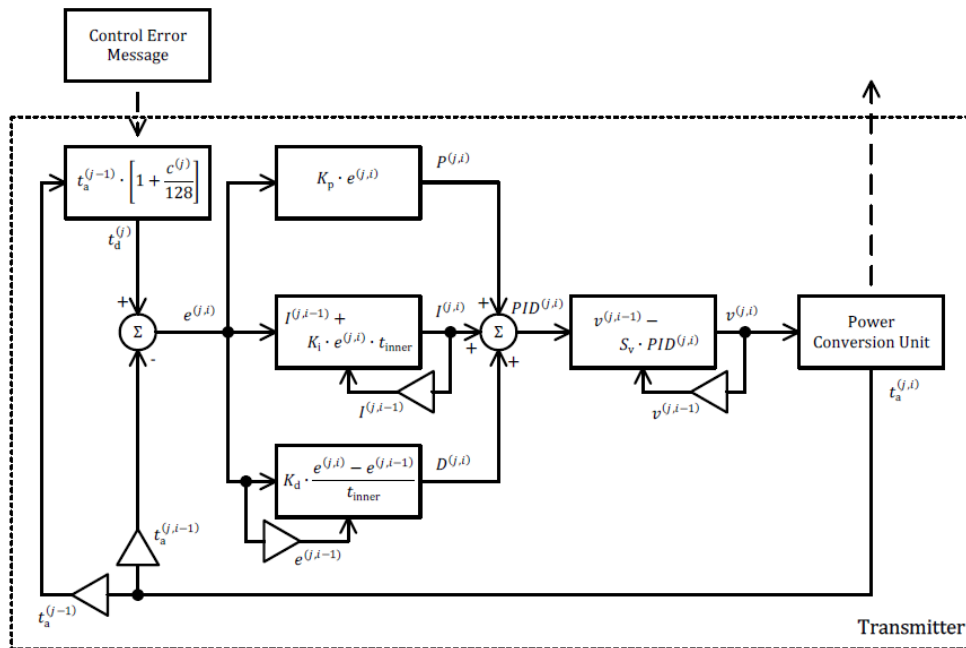


Figura 4.12 – Diagrama de blocos do sistema de controlo utilizado nos sistemas de *design* A6 [35]



O algoritmo de controlo pode ser encontrado em apêndice a este documento.

Olhando agora para o sistema de comunicações, como já foi dito, nesta norma, apenas o recetor comunica ao emissor e por *backscatter*. Deste modo o recetor modula a quantidade de potência, que retira da potência emitida. O emissor deteta este efeito como uma modulação da corrente ou da tensão aplicada à célula primária. Por outras palavras, o recetor utiliza uma modulação em amplitude para criar um canal de comunicação.

O recetor deve modular a potência em dois níveis, que o emissor deve entender como dois níveis lógicos. O estado é caracterizado quando a amplitude é constante com uma certa variação  $\Delta$  durante pelo menos um período  $t_s$  ms (ver Figura 4.13). Se o recetor estiver suficientemente acoplado, uma das três condições seguintes deve ser verificada:

- A diferença de amplitude da corrente na célula primária entre o estado lógico ‘HI’ e ‘LO’ deve ser pelo menos de 15mA.
- A diferença da corrente da célula primária, medida em intervalos de tempo de pelo menos um quarto do ciclo do sinal de controlo do inversor de meia ponte, nos estados ‘HI’ e ‘LO’ é de pelo menos 15mA.
- A diferença de amplitude da tensão da célula primária é de pelo menos 200mV.

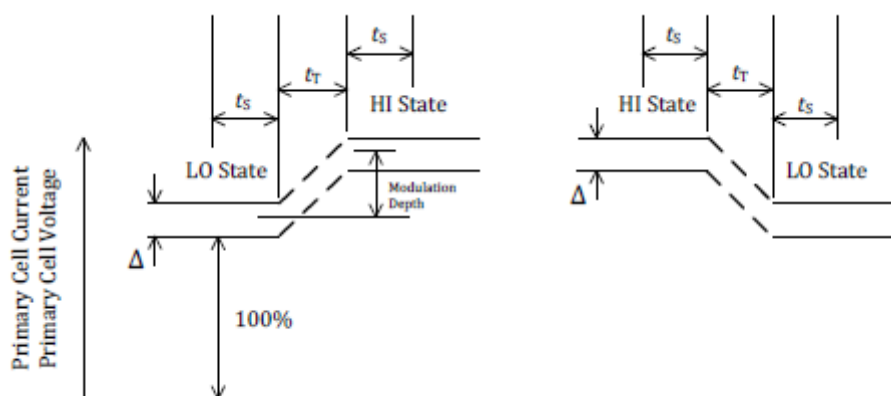


Figura 4.14 – Representação dos tempos de estabelecimento e transição, e da variação de amplitude [35].

A Tabela 4.7 contém os valores limite para os tempos e as variações de amplitude e correntes permitidos.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Tempo máximo de transição	$t_T$	100 $\mu$ s
Tempo mínimo em estabilidade	$t_s$	150 $\mu$ s
Variação máxima da amplitude da corrente	$\Delta$	8mA
Variação máxima da amplitude da tensão	$\Delta$	110mV

Tabela 4.7 – Valores limite para os tempos de transição e estabilidade e das variações de amplitude de tensão e corrente para o design A6 [35].

Quanto à codificação dos bits, o recetor deve utilizar uma codificação bifásica para codificar bits de dados no sinal de potência. Estes bits devem estar alinhados com a transição ascendente de um ciclo de relógio  $t_{CLK}$  de um sinal de relógio interno (frequência mínima de relógio de  $f_{CLK}=2^{\pm 4\%}$  KHz).

A figura 4.15 permite-nos perceber a forma como os sinais de comunicação se fazem sentir do lado do emissor.

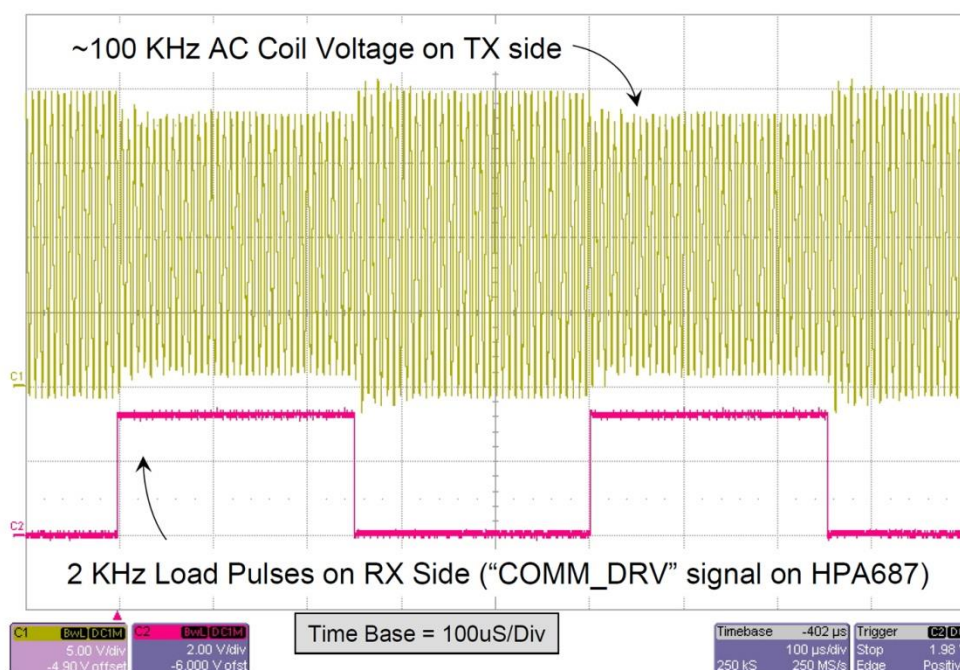


Figura 4.15 – Onda projetada pelo emissor com efeito de carga variável do recetor [36].

A codificação de linha passa por um sinal Bifásico-M, ou seja, o recetor deverá codificar um bit “Um” lógico, usando duas transições no sinal de potência, de tal forma que a primeira transição coincida com o flanco ascendente do sinal de relógio e a segunda com a transição descendente do ciclo de relógio. Um bit a “Zero” deverá ser codificado com apenas uma transição, coincidente com a primeira transição do sinal de potência.

Quanto à estrutura dos pacotes, estes englobam 4 campos: Preâmbulo, Cabeçalho, Mensagem e *Checksum*. O preâmbulo consiste num bloco entre 11 e 25 bits, todos a “um”, e codificados com o código de linha descrito anteriormente. Isto permite ao emissor sincronizar-se com os dados a receber, e detetar o *start bit* do cabeçalho. O cabeçalho, mensagem e *checksum* consistem de uma sequência de três *bytes* ou mais.

Para que um pacote seja considerado corretamente recebido, terão que se verificar as seguintes condições:

- O emissor tenha detetado pelo menos quatro bits de preâmbulo seguidos de um *start bit*.
- O emissor não tenha detetado um erro de paridade em nenhum dos bytes do pacote. Isto inclui o byte do cabeçalho, da mensagem e do *checksum*.
- O emissor tenha detetado o stop bit do *checksum* e que o byte de *checksum* é consistente.

Se o emissor receber um pacote não válido, deve descartá-lo e ignorar qualquer informação nele contido. (Durante a fase de *ping* isto leva normalmente a um *time-out*, o que faz com que o emissor remova o sinal de potência).

Quanto ao cabeçalho, este consiste num *byte* que define o tipo de pacote e consecutivamente o tamanho.

A Tabela 4.8 mostra parte de uma tabela presente na definição das especificações da norma que contém o significado e o tamanho da mensagem que possui cada um dos cabeçalhos.

Cabeçalho	Pacote	Tamanho
Fase de ping		
0x01	Signal Strength	1
0x02	End Power Transfer	1
Fase de identificação e configuração		
0x06	Power Control Hold-off	1
0x51	Configuration	5
0x71	Identification	7
0x81	Extended Identification	8
Fase de transferência de potência		
0x02	End Power Transfer	1
0x03	Control Error	1
0x04	Received Power	1
0x05	Charge Status	1

*Tabela 4.8 – Parte da tabela que mostra o significado dos cabeçalhos das mensagens da norma [35].*

Explicar o significado de cada um dos tipos de mensagens possíveis seria um trabalho moroso e pouco interessante, pelo que explicamos apenas alguns que considerámos mais importantes.

- *Signal Strength*: é o primeiro pacote a ser enviado na transmissão e permite aos sistemas com posicionamento livre (como é o caso do que estamos a considerar) perceber qual o grau de acoplamento, de forma a escolher qual a bobine a utilizar para a transmissão de potência. Para ter esta informação, podem ser consideradas a tensão retificada à saída, a tensão em circuito aberto, ou a potência recebida. Este valor é calculado da seguinte forma:

$$\text{Signal Strength Value} = \frac{U}{U_{max}} \cdot 256, \quad (4.9)$$

em que  $U$  é a variável a monitorar e  $U_{max}$  é o valor máximo que o recetor espera receber durante o *ping*. (No caso de o valor de  $U$  ser superior ao máximo deve ser colocado o valor 255)

- *End Power Transfer*: Mensagem que deve fazer com que o emissor remova o sinal de potência e entre num estado de baixa potência. O código enviado indicará a causa, e eventualmente despoletará uma ação específica (caso da mensagem de *reconfigure*).
- *Control error*: Pacote que define o valor de erro de controlo a ser usado para a compensação, que foi referido anteriormente.
- *Charge Status*: Pacote que indica ao emissor qual o estado da carga da bateria.
- *Configuration*: Pacote de configuração. Contém 5 bytes no bloco de mensagem, fornecendo informações sobre a classe de potência do recetor, a potência máxima que pode receber, informação do proprietário, do tamanho da janela temporal para fazer a média da potência recebida, e um contador de pacotes de configuração, bem como de vários campos reservados.
- *Identification*: Este pacote permite ao emissor identificar a versão da norma que o recetor utiliza, identificar o fabricante e a base de funcionamento do dispositivo.

## 4.5 Conclusões

Como é possível perceber pela análise realizada neste capítulo, foi escolhida para o estudo mais aprofundado uma solução de emissor e recetor disponibilizado, em dois *kits* de avaliação, pela Texas Instruments.

Esta escolha para o estudo da norma Qi prendeu-se sobretudo pela indisponibilidade dos sistemas semelhantes da Freescale Semiconductor para outros que não os *alpha-testers* definidos pela mesma empresa. Foram realizados vários contactos com representantes da empresa, e a resposta obtida foi apenas conseguida após um grande esforço e alguma insistência., por parte do senhor Luis Casado, que nos informou da exclusividade dos *kits* de desenvolvimento aos parceiros falados acima.

Foi também realizada uma análise abrangente sobre os vários *designs* presentes na norma WPC 1.1 (a mais recente e abrangente até à data do documento). Foi estudado nesta norma em especial o *design* do emissor A6, uma vez que era o que se apresentava, de entre todos, aquele que se mostra mais promissor a nível do compromisso usabilidade-complexidade de construção, em especial por permitir um posicionamento livre e uma área de interface bastante grande para um número reduzido de bobines.

Escolhida a solução a estudar mais em detalhe, foi realizado um estudo aprofundado, sobretudo a nível do *hardware*, mas também de algumas características específicas da construção e funcionamento dos módulos de desenvolvimento adquiridos, bq500410AEVM-085 e bq51013EVM-725, à Texas Instruments. A aquisição destes módulos foi feita por parte da empresa Exatronic, de Aveiro, a quem é necessário agradecer, não só o esforço financeiro realizado na compra dos módulos referidos, como também o apoio e os conselhos prestados, não só, mas sobretudo numa apresentação realizada nas instalações da empresa em Maio de 2013.

## Capítulo 5

### 5 Desenvolvimento de um Protótipo Recetor Compatível com a Norma Qi

#### Sumário

Este capítulo descreve o desenvolvimento de um protótipo recetor compatível com a norma Qi, baseado no circuito integrado bq51013A, sendo realizada uma comparação com o módulo adquirido à Texas Instruments, o bq51013EVM-725.

São descritos todos os passos do desenvolvimento, desde a escolha do circuito integrado, ao desenho do circuito impresso, e por fim, aos testes realizados à versão final.

## 5.1 Introdução

Decidiu-se realizar um módulo recetor de potência para utilizar como alternativa ao módulo de avaliação bq51013EVM-765. Este capítulo clarifica o propósito da realização desse mesmo módulo, o que se esperava atingir, uma explicação sumária do procedimento, algumas opções seguidas durante o projeto do mesmo, e por fim o resultado dos testes realizados ao mesmo.

Daqui colocaram-se dois propósitos essenciais:

- O primeiro trata-se de como realizar um sistema recetor de potência que seja compatível com a norma Qi, de forma a ser alimentado pelo módulo previamente adquirido bq500410AEVM-085 (emissor compatível a norma).
- Otimizar o *design* de forma a ser o mais pequeno, prático e barato possível, mantendo o compromisso com a simplicidade de realização e construção e a robustez que se procura num sistema comercializável.
- Confirmar a viabilidade de desenvolvimento de uma solução de um módulo recetor comercializável utilizando os chips disponibilizados pela Texas Instruments.

Deste modo, faz sentido pensar numa solução integrada semelhante à utilizada no módulo bq51013EVM-765 desenvolvido pela Texas Instruments.

As soluções integradas disponibilizadas pela bqTesla são variadas, variando na especificidade de aplicação e no encapsulamento. De entre as variadas funções integradas possíveis, teremos à escolha integrados dedicados ao carregamento de baterias de lítio de uma célula ou fontes de tensão regulada de 5V. Em relação ao encapsulamento, a escolha será feita entre QFN (*Quad flat no-leads*) e DSBGA (*Die Size Ball Grid Array*).

A Tabela 5.1 permitirá uma comparação entre os circuitos integrados disponíveis, em função dos parâmetros da aplicação e do encapsulamento em que é disponibilizado.

Circuito Integrado	Aplicação	Encapsulamento
bq51013B	Fonte de Tensão 5V 1A	28DSBGA
bq51011	Fonte de Tensão 5V 1A	28DSBGA
bq51013A	Fonte de Tensão 5V 1A	20QFN, 28DSBGA
bq51013	Fonte de Tensão 5V 1A	28DSBGA
bq51050B	Carregador bateria li-ion/li-pol	20QFN, 28DSBGA
bq51051B	Carregador bateria li-ion/li-pol	20QFN, 28DSBGA

*Tabela 5.1 – Circuitos Integrados disponíveis, aplicações e encapsulamento [13]*



Uma vez que pretendemos realizar uma aplicação genérica baseada numa fonte de alimentação alimentada sem fios, semelhante à implementada pelo módulo referido atrás, e que estamos limitados à utilização do encapsulamento QFN uma vez que não foi viável a aplicação, no sistema, do encapsulamento DSBGA, a solução escolhida foi a utilização do integrado bq51013A, por ser o único que correspondia às exigências do problema.

O circuito que nos propomos desenvolver é um módulo recetor de potência compatível com a norma Qi, baseado no circuito integrado bq51013A da Texas Instruments. As características apresentadas pela Texas Instruments para este integrado são as seguintes:

- É o único circuito integrado necessário para realizar um módulo recetor de energia sem fios.
- Comporta-se como uma fonte de tensão regulada dinamicamente de 5V.
- Apresenta uma eficiência de conversão AC/DC de pico de 93%.
- É compatível com as especificações da norma Qi 1.0.
- Apresenta uma escalabilidade dinâmica da eficiência de transmissão (utiliza para controlo do processo, uma estimativa da eficiência de transmissão da potência, ajustando o seu comportamento de forma a melhorá-la).
- Utiliza um limite adaptativo para as tensões de comunicação
- Possui um sistema de monitorização e proteção térmica (*Thermal Shutdown*)
- Possui a capacidade de geração de mensagens de monitorização da temperatura, de fim de carga e de falha.
- Realiza todas as operações sem necessidade de processamento externo

Uma vez que pretendemos um sistema compatível com a norma Qi, teremos que garantir que o sistema desenvolvido tenha a capacidade de:

- Realizar as comunicações tendo a capacidade de se identificar e de identificar as suas necessidades de potência;
- Medir e quantificar a potência recebida;
- Comunicar ao módulo emissor as necessidades de controlo e ajuste de potência a ser emitida pelo módulo emissor;
- Realizar as operações de retificação do sinal de potência colocando na saída uma tensão regulada de 5V e uma potência de até 5W.

Estas operações são implementadas pelo circuito integrado apenas com alguma eletrónica adicional.

A Figura 5.1 apresenta um diagrama simplificado do funcionamento interno deste mesmo integrado.

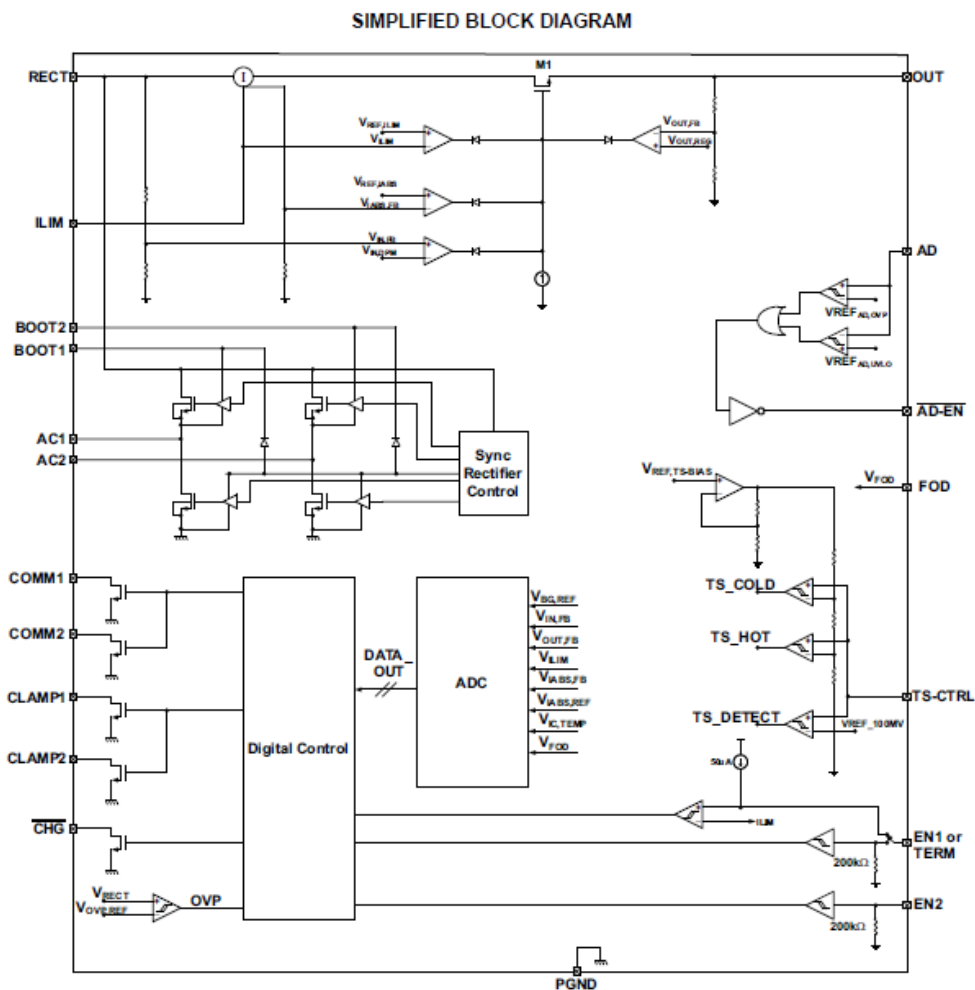


Figura 5.1 - Diagrama de blocos simplificado do bq51013A [15]

O datasheet deste componente apresenta um modelo simplificado do circuito que é necessário desenvolver para garantir o bom funcionamento do integrado, e de modo que as funções descritas possam ser cumpridas. Na Figura 5.2 é possível ver o circuito a que nos referimos.

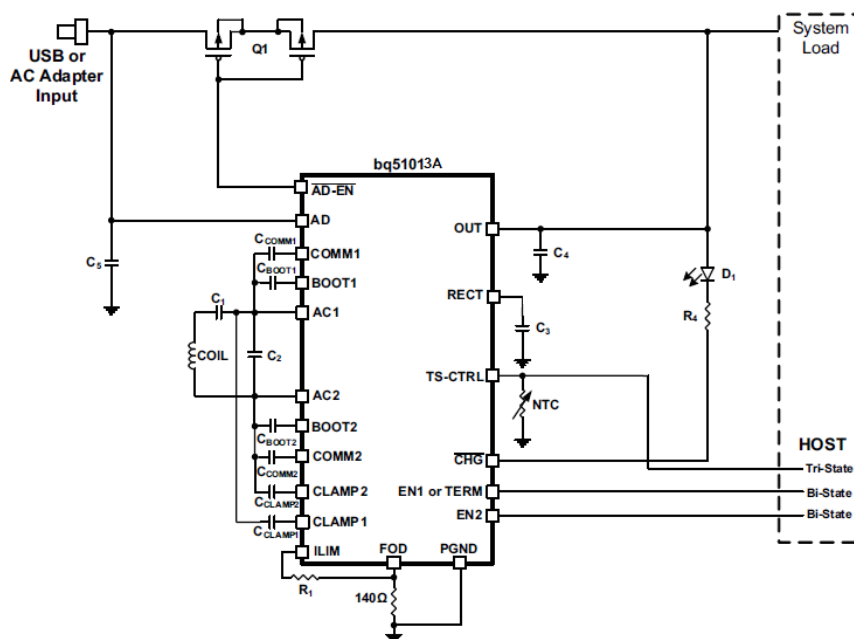


Figura 5.2 – Circuito simplificado para aplicações de recetor com adaptador externo [15]

O circuito presente na Figura 5.2 poderá ser mais facilmente percebido se for entendido como um conjunto de blocos. Se começarmos por tentar perceber a ligação mais acima à esquerda, podemos perceber que se trata de uma ligação a um adaptador externo. Em conjunto com os transístores do bloco Q1, esta ligação explica-se pela possibilidade de utilizar o circuito num modelo “*on the go*”, ou seja permitindo escolher automaticamente a fonte da potência a colocar à saída, seja esta pela transmissão sem fios ou do adaptador. No caso de ser ligado ao recetor uma fonte de tensão externa é possível escolher desligar o sistema. Neste caso, o porto fará conduzir ou não os transístores do bloco Q1, de forma a colocar esta tensão na saída. A função do LED D1 será aqui indicar, quando aceso, se a potência colocada à saída provém da transmissão sem fios.

Se olharmos agora para o bloco constituído pela bobine recetora, e pelo conjunto dos condensadores ligados ao circuito integrado, podemos ver que se percebem dois blocos. O bloco com  $C_1$  e  $C_2$  formam o bloco de ressonância a aproximadamente 115KHz (valor baixo, para controlo por frequência de ressonância), e os restantes implementam funções como um aumento da tensão de referência recebida através do fenómeno de *bootstrapping*, filtragem das comunicações, entre outras.

Agora do lado direito da Figura 5.2, o condensador  $C_3$  tem a função de fazer a filtragem para o retificador síncrono interno.

Quanto ao condensador  $C_4$ , este tem a função de manter estável a tensão à saída. Este garantirá que a tensão se mantém constante, mesmo quando a corrente à saída é baixa, reduzindo também o efeito do ruído.

A resistência de valor variável NTC refere-se a um termístor cuja resistência terá uma correspondência direta à temperatura ambiente. Aqui existe uma ligação a uma saída, querendo significar que se permite a utilização de um circuito de medição externo (por exemplo para medição da temperatura numa bateria ou num circuito a jusante).

Os portos EN1 e EN2 permitem aqui fazer a escolha de ligar ou desligar o sistema em situações particulares, se assim for desejado (por exemplo, para terminar o processo de carga de uma bateria). Quanto à resistência  $R_1$ , esta tem a função de limitar o valor da corrente à saída do integrado. Utilizando aqui um potenciômetro facilmente se poderá controlar este valor manualmente. Por fim, a resistência de  $140\Omega$  estabelece o *threshold* para determinar a sensibilidade de deteção de objetos estranhos (*Foreign Object Detection*).

## 5.2 Dimensionamento

Para fazer o dimensionamento do circuito, utilizou-se como referência o *kit* de avaliação disponibilizado pela Texas Instruments, bq51013AEVM-765. O esquema deste módulo encontra-se na Figura 5.3

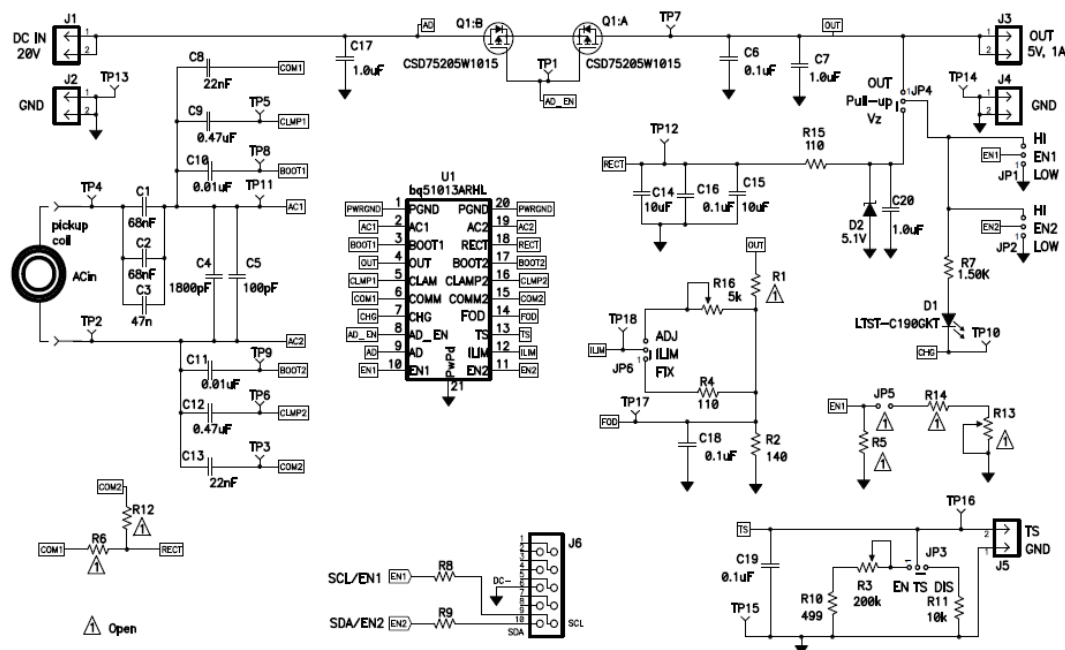


Figura 5.3 – Esquemático do módulo bq51013AEVM-765 [41]

No circuito que pretendemos criar, existirão algumas diferenças em relação ao apresentado neste esquema. As consequências desta redução de componentes prender-se-ão essencialmente com a redução de algumas opções de modo de operação. Explicaremos mais em detalhe as consequências da otimização aquando da explicação da simplificação de cada bloco do esquema.

Deste modo, os blocos constituídos por  $R_6$  e  $R_{12}$ , a ficha de ligação exterior de fábrica J6 bem como as resistências  $R_8$  e  $R_9$ , e o bloco que contém JP5,  $R_{14}$ ,  $R_5$  e  $R_{13}$ , não estarão presentes na nossa solução. O bloco constituído por  $R_6$  e  $R_{12}$  tem a função de permitir uma modulação de carga por impedância resistiva, em alternativa aos condensadores  $C_8$  e  $C_{13}$  (modulação de carga capacitiva). Por motivos de similaridade com o módulo adquirido, utilizou-se a opção da modulação capacitiva. O bloco constituído por JP5,  $R_{14}$ ,  $R_5$  e  $R_{13}$  tem a função de permitir a utilização de um indicador de carga completa, e apenas no integrado bq51014. Na nossa solução, por exemplo, JP4 não existirá estando o nó que liga  $R_{15}$ ,  $C_{20}$ , e  $D_2$  sempre ligado ao porto representado por J3.  $R_7$  estará ligado diretamente à saída. Isto implica que o sistema utilizará a tensão de entrada fornecida pelo adaptador e a potência obtida por transmissão sem fios, quando alguma delas estiver disponível.

Do mesmo modo, e por uma questão de otimização do *design*, também a resistência  $R_4$  poderá ser dispensada, sendo apenas utilizada uma série de uma resistência e do potenciómetro  $R_{16}$ . Deste modo, o valor de proteção contra sobrecorrente será regulado pelo potenciómetro  $R_{16}$ .

Quanto ao bloco ligado ao porto TS, será apenas necessário manter a resistência  $R_{11}$ , uma vez que regulador interno se considerou suficiente para a nossa aplicação.

Por fim, quanto ao bloco de dois transístores Q1, uma vez que a função se prende apenas com a função de *switching*, estes mesmos transístores serão substituídos por outros, visto que os transístores representados apresentam um encapsulamento não compatível com as técnicas de soldagem que temos disponíveis.

Passando agora para a escolha dos componentes e dimensionamento daqueles que se decidiu manter em relação ao esquema da Figura 5.3, e começando pelos condensadores no bloco da bobine recetora, os valores dos condensadores  $C_1$ ,  $C_2$  e  $C_3$  não serão alterados. O mesmo acontece com os condensadores  $C_4$  e  $C_5$ , uma vez que realizam o desacoplamento da tensão entre os terminais AC1 e AC2.

Quanto ao valor dos condensadores de *bootstrap*, o valor destes é o convencional, pelo que este deve ser mantido. Mantiveram-se os condensadores de *clamping*, visto terem o valor aconselhado no datasheet do circuito. No que toca ao condensador associado às comunicações, nada é dito no datasheet.

Quanto ao condensador  $C_{17}$ , uma vez que a sua função é fazer a filtragem de variações rápidas de tensão no adaptador, e que este se pressupõe ser um adaptador de tensão regulada (USB por exemplo), este condensador poderá ser evitado.

Do mesmo modo, substituir  $C_{14}$ ,  $C_{15}$  e  $C_{16}$  por um apenas um condensador de valor superior (4.7uF a 22uF sugestão no datasheet), apresenta vantagens em questão de custo e de simplicidade. Quanto ao condensador  $C_{20}$ , uma vez que este tem a função de manter a tensão à saída e manter a tensão estável no diódo  $D_2$ , faz sentido manter este mesmo condensador. Quanto a  $R_{15}$ , cuja sua função é polarizar o diódo de Zenner  $D_2$  quando a corrente à saída é muito pequena quando comparada com a corrente máxima, o valor de  $R_{15}$  deverá ser do mesmo valor que o apresentado.

Agora olhando para  $R_1$  (Figura 5.2), é aconselhado no datasheet o calculo de  $R_{ILIM}$  pelas seguintes expressões:

$$R_{ILIM} = 300/I_{ILIM} \quad (5.1)$$

$$R_{ILIM} = R_1 + 140 \quad (5.2)$$

Deste modo, se quisermos limitar a corrente à saída a 1A, virá que:

$$R_{ILIM} = 300\Omega \quad (5.3)$$

$$R_1 = R_{ILIM} - 140 = 160\Omega \quad (5.4)$$

É importante ver que este  $R_1$  se refere à Figura 5.2, pelo que no desenho deste bloco na Figura 5.3, pode ignorar-se  $R_4$ , tendo que se substituir o potenciómetro por uma série de uma resistência de 160 Ohm e de um potenciómetro de valor máximo 5K $\Omega$  (para manter uma corrente mínima na carga de 56mA).

Por fim, no que toca ao porto FOD, o aconselhado no datasheet é a utilização de uma resistência de 140 $\Omega$ .

A Figura 5.4 mostra o esquema após as alterações. As posições dos componentes foram mantidos para permitir uma mais fácil comparação.

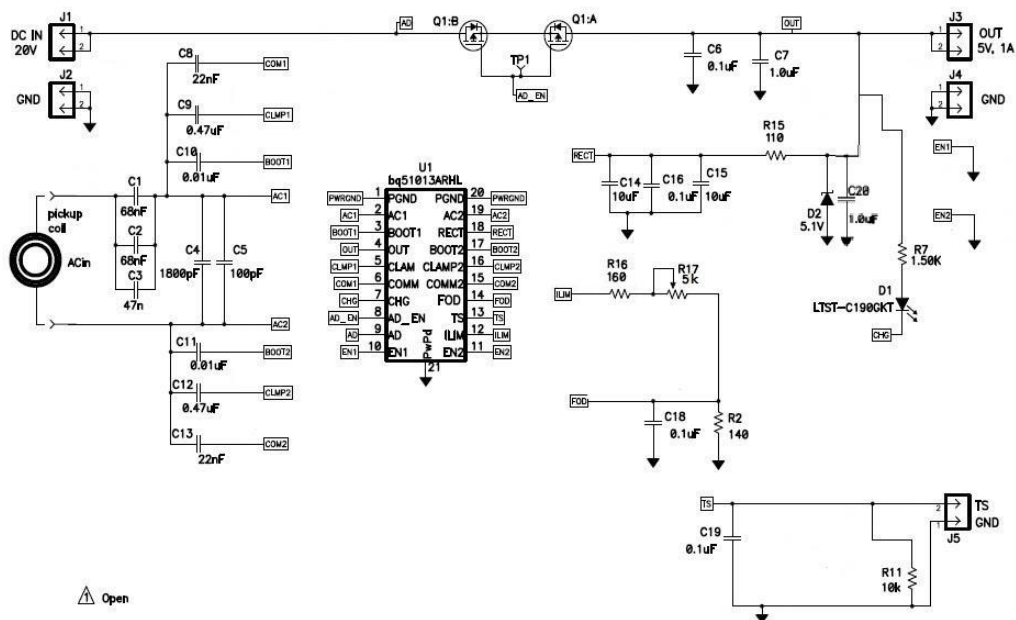


Figura 5.4 – Esquema do módulo recetor após dimensionamento

### 5.3 Desenho do Circuito Impresso

Para o desenho do circuito impresso foi utilizado o Altium Designer 13.1, uma vez que por comparação com outras ferramentas de *design* de circuitos, como por exemplo o ORCAD ou o EAGLE, se mostrava bastantes mais potencialidades, maior controlo sobre o processo de desenho e era menos suscetível a erros de falta de alinhamento de componentes e outros.

Deste modo, e mediante a escolha dos componentes e seguindo o esquemático da Figura 5.4, o primeiro trabalho prende-se com a criação de um esquemático do circuito.

O esquemático desenvolvido está presente na Figura 5.5.

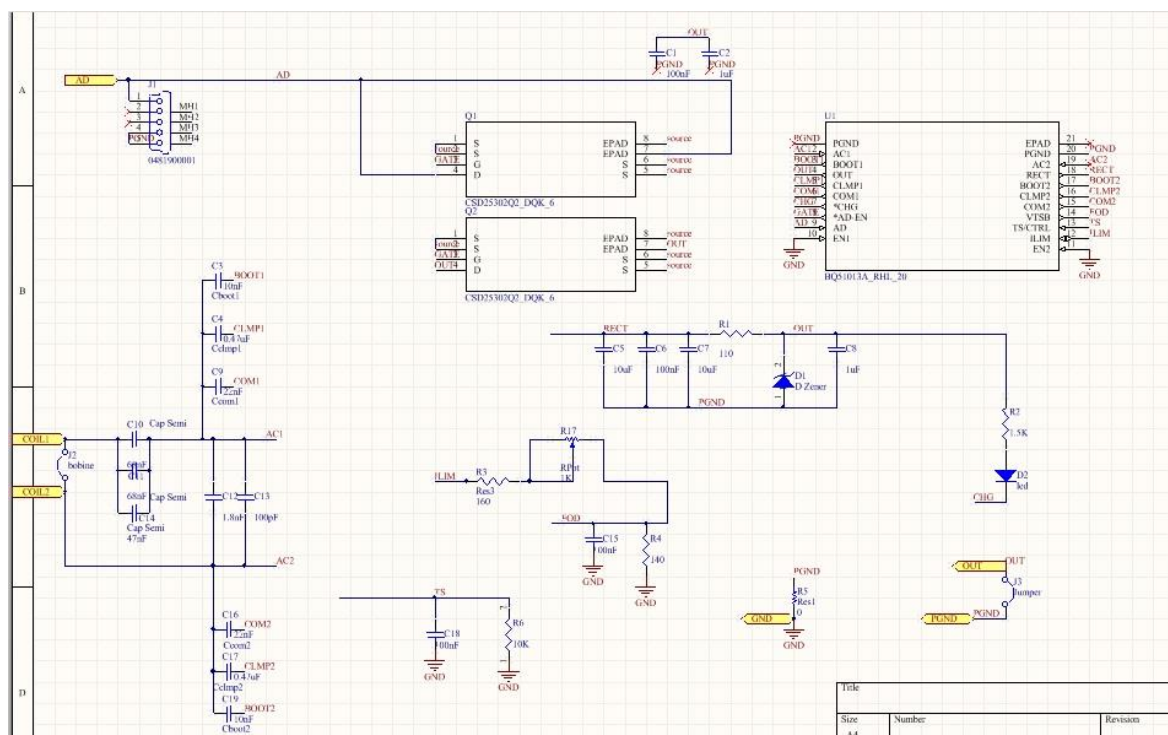


Figura 5.5 – Esquemático do protótipo do módulo recetor desenvolvido

É preciso notar que por simplicidade de trabalho com a ferramenta, os identificadores não foram mantidos em relação ao esquemático apresentado na Figura 5.4. Isto deve-se à utilização da opção “*Annotate Schematic Quietly*” que permitiu criar referências ordenadas automaticamente para cada um dos componentes. Ainda assim, uma vez que se tomou esta metodologia, a configuração do esquemático foi mantida para que fosse facilmente interpretável e comparável aquando da leitura deste documento.

Outro ponto importante a notar é a separação das massas de referência ligadas por uma resistência virtual R5, para que deste modo estivessem ligadas apenas num ponto. Isto deve-se à intenção de reduzir os efeitos de ruído nos componentes mais sensíveis ao ruído provocado pelos elementos do circuito que pertencem à linha que liga as bobinas e a entrada à saída. Assim, chamamos PGND (*Power Ground*) à parte da massa de referência associada aos elementos que trabalham com potências mais significativas, e GND

(*Ground*) à referência de massa dos elementos mais sensíveis. O circuito integrado bq51013A (U1) faz esta separação e tem portos destinados a obter a referência das duas massas diferentes.

Decidiu-se referenciar a saída à massa de potência, tendo em conta que, ainda que isto deteriore a relação sinal-ruído da saída, manteríamos os elementos mais sensíveis ao ruído o mais protegidos possível do efeito dos elementos de potência.

Tendo o esquemático na sua forma final, passou-se então à associação dos *footprints* aos componentes. Este processo poderia ter sido realizado durante o desenvolvimento do esquemático, mas por uma questão de lógica de trabalho, este processo foi calendarizado para esta fase.

Assim, foram utilizados os *footprints* genéricos disponibilizados pela Texas Instruments para os transístores Q1 e Q2 (CSD25302Q2) e do *package* 20QFN para o integrado U1 (bq51013A). Isto revelou-se um problema, uma vez que o *package* QFN em que o integrado bq51013A é disponibilizado é algo diferente do genérico (a disposição dos *pads* não é a mesma), o que levou à realização na fase de impressão do circuito de uma segunda versão do circuito impresso. Um outro problema, desta vez com o *footprint* transístores durante a conversão com o programa *UltraLibrarian* da Texas Instruments levou a que estes estivessem ligados à massa através do EPAD, o que na verdade não acontece na nossa aplicação, uma vez que ainda que se pretendesse dissipar potência, esta teria de ser feita pela ligação da fonte e dreno, e não pela massa como acontecia. Este erro foi corrigido durante a fase de soldagem por corte da pista que fazia esta ligação, mas comprometeu o funcionamento do bloco do adaptador USB. Mais à frente neste capítulo revisitaremos estes dois processos de correção.

Para os restantes componentes foram utilizados alguns *footprints* disponibilizados pela biblioteca de definição do Altium Dsigner 13.1, e outros personalizados. Para as resistências, condensadores e led foi escolhido o *package* '0805' genérico. Para estes componentes foi criado um *footprint* personalizado, mas bastane semelhante.

Para o conector USB foi utilizado o *footprint* disponibilizado no site do distribuidor DigiKey para o conector Molex 473460001.

Para o díodo de Zenner D1 foi escolhido o *package* SOD123 por ser o mais acessível, por ser de dimensão reduzida mas que permitia um fácil processo de soldagem. O *footprint* deste componente também foi alterado ligeiramente para permitir uma fácil soldagem, mantendo a área reduzida.

Foi também acrescentado a cada um dos *footprints* um modelo 3D, de forma a tornar mais visível o resultado final que se pretendia do sistema, uma vez que o Altium Designer 13.1 o permitia, e se percebeu a sua utilidade, na escolha do conector USB (foi escolhido o conector Molex 473460001 e não um conector USB genérico por ser semelhante à ligação dos telemóveis Android e porque o conector genérico se tornava esteticamente e funcionalmente desproporcionado em relação ao restante circuito), mas sobretudo por permitir perceber melhor qual seria o aspeto final do circuito desenvolvido.

Tendo os *footprints* de todos os componentes, passou-se ao desenho da PCB. Para isso teve-se o cuidado de colocar em primeiro lugar o integrado U1 numa zona central do



circuito impresso. Depois disto foram colocados os transístores numa zona que permitisse um processo de soldagem, com auxílio de ar quente, tendo sempre em conta as limitações do equipamento disponível.

De seguida foram colocados os restantes componentes seguindo a lógica de redução ao máximo da complexidade no *design* do circuito.

Colocados todos os componentes, e posicionando de um lado do circuito o *jumper* utilizado para a ligação à bobine, e do outro a ligação USB e a ligação ao *jumper* que seria utilizado como saída, realizou-se um *routing* manual de todos os componentes. A descrição exaustiva deste processo seria demasiado morosa, pelo que se apresenta o resultado final na Figura 5.6.

É importante realçar também a implementação de dois polígonos como planos de massa em ambas as camadas. A camada *Top Layer* está representada a cinza claro, a *Bottom Layer* representada a cinza escuro (subposta à camada *Top Layer*), os componentes a sombreado, e os furos como associações de cinza claro e escuro.

Realizaram-se dois circuitos impressos desta versão no Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática da Universidade de Aveiro, uma com a utilização de uma CNC, e uma outra por processo químico, tendo o resultado obtido através da utilização da CNC sido bastante insatisfatório quando comparado com o processo químico, pelo que o processo químico foi o escolhido para a realização do circuito.

Foi neste ponto, e só durante o processo de soldagem do integrado U1 se percebeu que o *footprint* utilizado para este integrado não correspondia ao package do circuito. Tendo percebido o erro, foi substituído o *footprint* por uma versão personalizada e com a configuração correta e foi ajustado o *routing*.

A figura 5.6 apresenta a versão do mesmo circuito, mas com os ajustes referidos.

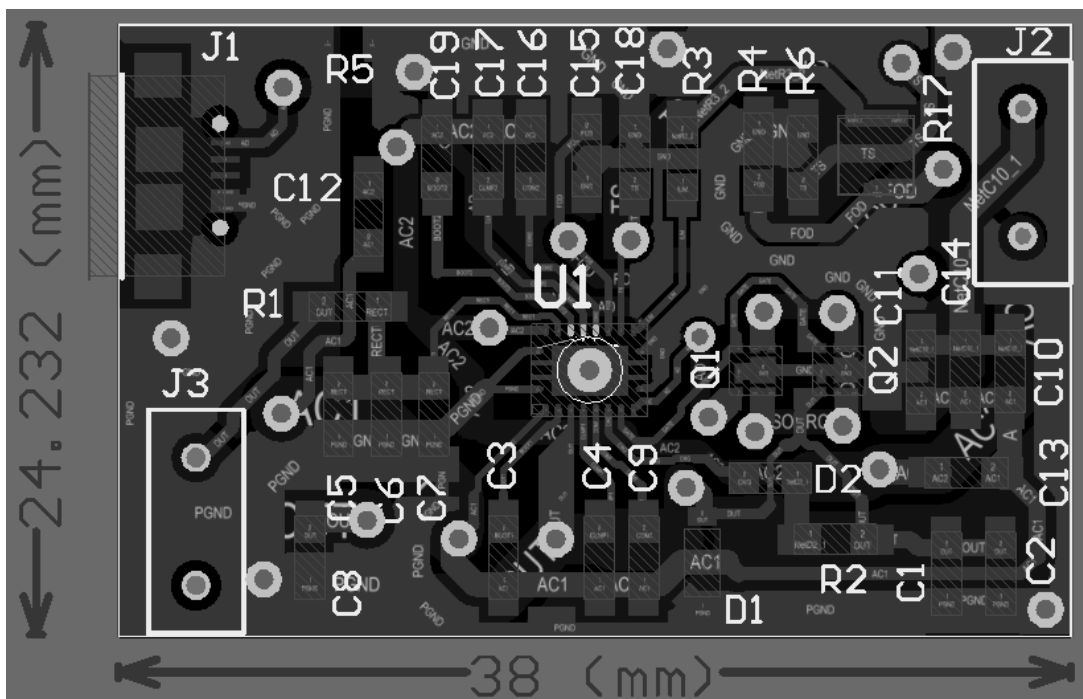


Figura 5.6 – Versão corrigida do layout desenvolvido para o módulo recetor desenvolvido, com realce da camada Top Layer.

Para além do *routing* na proximidade do integrado U1 e do *footprint* do mesmo, não foram realizadas quaisquer alterações.

Foi sobre esta versão que recaíram os testes realizados.

Na tabela A.1 encontra-se a *Bill of Materials* utilizada.

A Figura 5.7 mostra o modelo 3D desenvolvido deste circuito impresso.

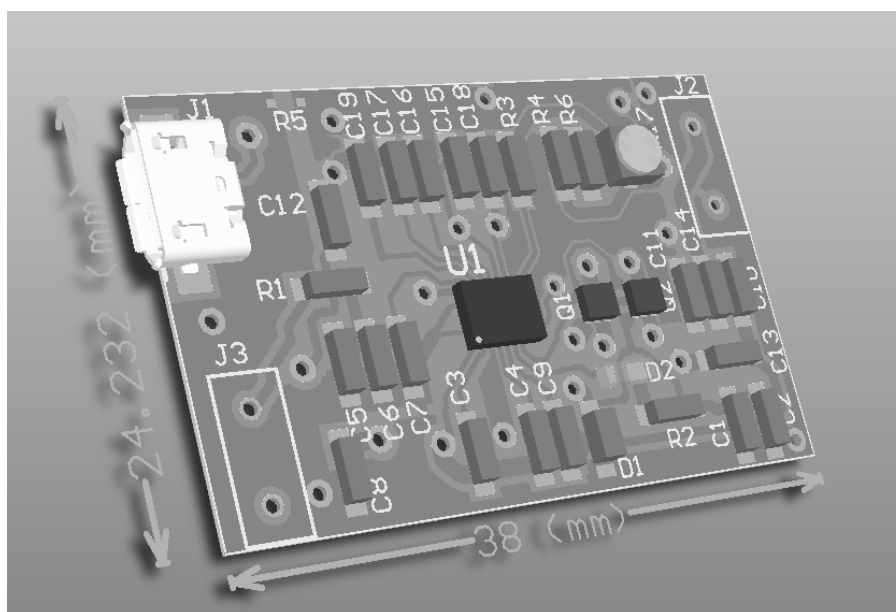


Figura 5.7 – Representação a três dimensões do circuito desenvolvido.

Completo o processo de soldagem de todos os componentes, iniciou-se o processo de teste ao funcionamento. Percebemos que existiam erros no circuito desenvolvido, uma vez que este não apresentava o funcionamento pretendido. Este era reconhecido pelo emissor como um objeto estranho, e que este apresentava um comportamento semelhante a um curto-circuito quando ligado pelo conector USB.

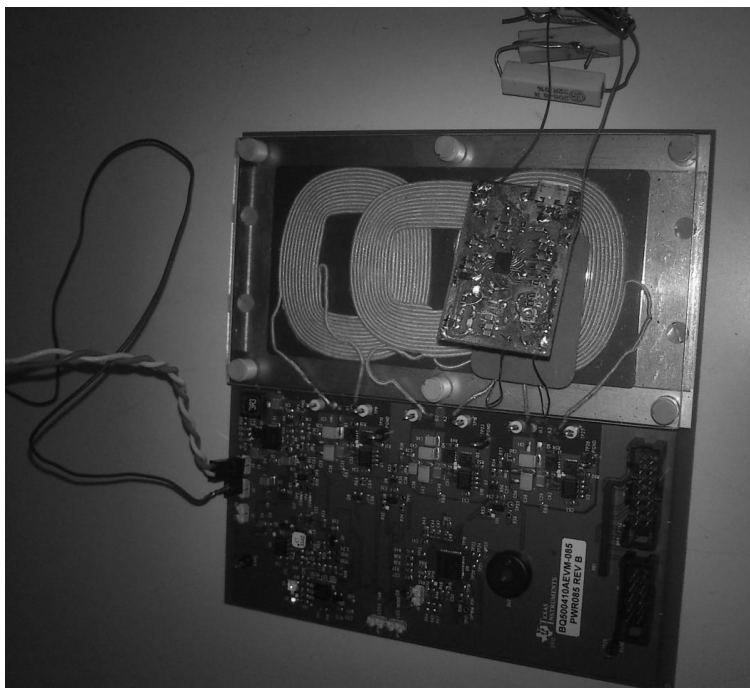
Mediante os sintomas, a nossa análise do problema começou por esta ligação, e facilmente percebemos que havia sido cometido um segundo erro de *design*, desta vez no esquemático, por terem sido seguidas as ligações obtidas da conversão do *footprint* com auxílio do software UltraLibrarian. Uma vez que o circuito possuía uma ligação errada à massa em ambos os transístores, nos *pads* que existiam sob o componente, decidiu-se, após se ter esgotado a possibilidade de corrigir o problema de uma forma mais robusta, remover toda a ligação da massa que se encontrava sob os transístores Q1 e Q2. Realizada esta alteração, foi comprovado o funcionamento da ligação, embora durante um curto período de tempo (aproximadamente 3 segundos), iniciando-se depois disso um comportamento estranho dos transístores, aquecendo e deteriorando fortemente a tensão aplicada neles. Uma vez que não se tratava de um bloco essencial do circuito, decidiu-se aqui remover os dois transístores, tendo deste modo, sido possível solucionar o problema.

Realizadas as alterações descritas, o circuito apresentou um comportamento bastante semelhante ao pretendido. Verificava-se a existência de um sinal de tensão contínua na saída com o valor esperado, sendo este identificado como um recetor compatível.

Foram testados vários valores de carga na saída, incluindo o teste em “circuito aberto” (apenas com a resistência associada à ponta do osciloscópio), tendo-se percebido que o tempo de sobre-aquecimento aumentava proporcionalmente com o aumento da resistência de carga.

Após uma análise física ao circuito percebeu-se que este problema derivava do arrancamento da pista que fazia a ligação entre o bloco do circuito responsável pela retificação do sinal obtido do porto RECT e a saída. Na Figura 5.6, a pista arrancada encontra-se a ligar R1 ao *jumper* J3.

Este problema foi resolvido por reposição, através de um fio *wire-wrap*, da ligação perdida, tendo o funcionamento do protótipo sido o esperado. Foi verificada uma estabilidade da temperatura do módulo, bem como da tensão na saída, pelo que se considerou que o módulo se encontrava em condições de ser testado.



*Figura 5.8 – Fotografia do protótipo recetor em funcionamento, sobre o kit bq500410AEVM-085*

A Figura 5.8 mostra o módulo desenvolvido, já em funcionamento, ligado a uma carga de  $88\Omega$ , obtida por associação em série de quatro resistências de  $22\Omega$ . Foram utilizadas resistências de 5W, uma vez que esta é a potência máxima disponibilizada pelo módulo, e para manter a coerência com alguns testes que aqui não foram descritos. É possível ver também na fotografia os dois *leds* do módulo emissor acesos indicando que se verificava a transmissão de potência, e o *led* do recetor, que pelo esquemático da Figura 5.5 facilmente percebemos que acende quando o recetor coloca na saída uma tensão de 5V com capacidade de fornecer corrente.

#### **5.4 Teste e Análise de Resultados**

Nesta fase apresentam-se os resultados de algumas experiências realizadas com os módulos bq51013EVM-725 e com o protótipo desenvolvido, sempre com a utilização do módulo bq500410AEVM-085 como emissor e fonte de potência.

A primeira experiência passa apenas por ligar o emissor sem qualquer recetor nas proximidades. Tendo sido comprovado o funcionamento quando este é alimentado a 5V ou a 12V sem que se conseguisse perceber qualquer diferença no comportamento do sistema ou do ruído apresentado na saída, na área de trabalho, ou nas transições entre as áreas das bobinas.

Assim, sem qualquer recetor, quando ligado, o sistema coloca no ar um sinal de potência apenas para detetar a existência de algum recetor.

Este sinal pode ser visto na Figura 5.9.

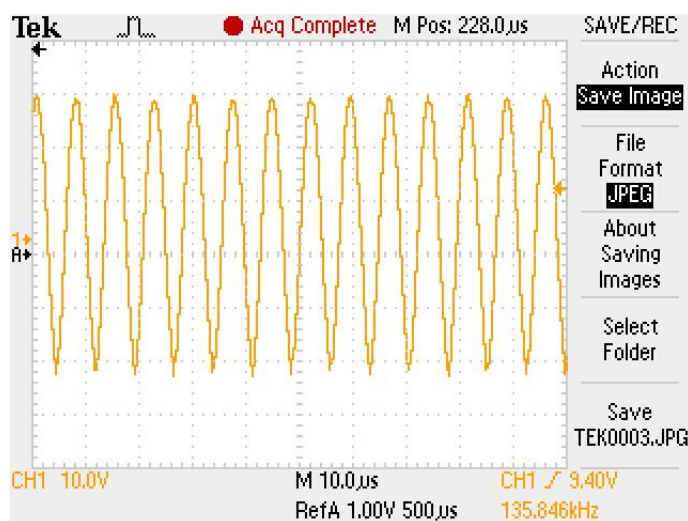


Figura 5.9 – Captura do sinal aplicado nas bobinas emissoras, no momento de busca de recetor, do módulo bq500410A medido do porto de teste TP9, escala temporal de 500 $\mu$ s/divisão horizontal.

Na Figura 5.9, embora por lapso não estejam disponíveis os valores medidos pelo osciloscópio para a amplitude, podemos perceber que a frequência aqui medida para o sinal é de 135.846KHz, e não de 175KHz, como esperado. Podemos também dizer que o valor medido para a amplitude deste sinal foi de aproximadamente 52Vpp, embora esse valor não apareça na imagem. Foi possível perceber também que este sinal vinha modulado por uma onda de 2KHz, tal como mostra a Figura 5.10.

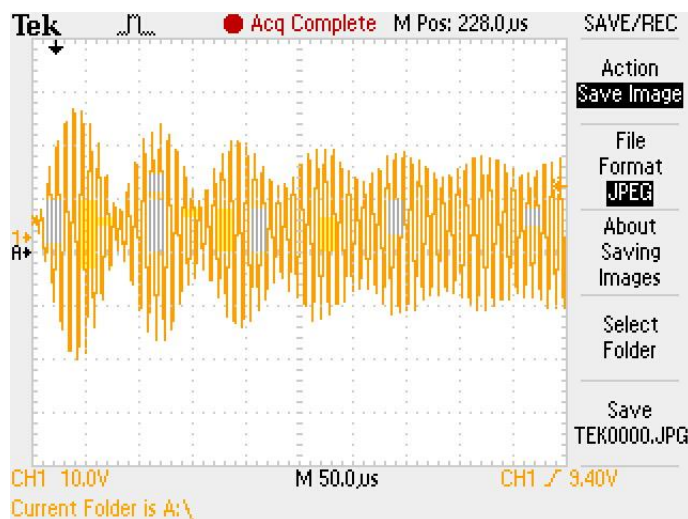


Figura 5.10 – Captura do sinal aplicado nas bobinas emissoras, no momento de busca de recetor, do módulo bq500410A medido do porto de teste TP9, com escala temporal de 50 $\mu$ s/divisão horizontal.

Sendo que o sistema não tem grande utilidade sem um recetor, passámos à fase de testes com os recetores. Em primeiro lugar testou-se a área da interface onde a transmissão

de potência se verificava. O resultado obtido foi semelhante para ambos os módulos recetores e pode ser percebido mais facilmente com apoio da Figura 5.11.

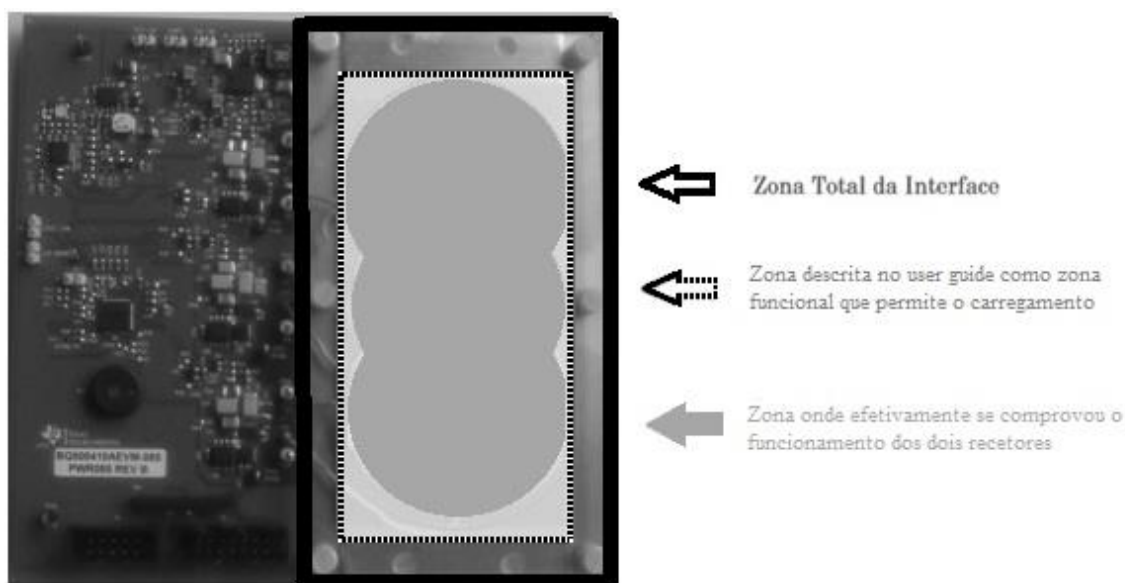


Figura 5.11 – Descrição das zonas funcionais da interface do módulo bq500410A.

Embora fosse dito no *User Guide* do módulo que a área de interface útil (retângulo a tracejado) tinha 70mm de comprimento e 25mm de largura, verificou-se que quando o centro da bobine recetora se encontrava fora da área cinzento opaco, ou seja, muito próxima dos cantos desse mesmo retângulo, a transmissão não se verificava. Há a salientar que a área descrita no *datasheet* (zona do retângulo a tracejado) apresenta funcionalidade se o módulo for colocado inicialmente dentro da área compreendida a cinza opaco, e depois for afastado para os limites do retângulo a preto, desde que o centro da bobine se situe dentro da zona definida pelo retângulo. Deste modo, e mediante este condicionamento, pode, de facto, considerar-se a área descrita como funcional, desde que se considere esta condição (é importante realçar que se considera como ponto de localização na superfície o centro da bobine recetora, ou seja, quando o centro da bobine recetora se encontra sobre a linha a tracejado, os limites físicos desta encontram-se sobre a linha a preto).

Nos movimentos do recetor, sobre a área funcional, longitudinalmente (movimentos verticais na Figura 5.11), verifica-se que o módulo passa a ser alimentado por outra bobine apenas quando a bobine que anteriormente o alimentava deixar de ser capaz de o fazer, ou seja, quando o emissor deteta que a tensão a aplicar à bobine para alimentar o recetor vai além do definido no seu *software* (aproximadamente 68V), termina a transmissão de potência, reiniciando o processo de identificação e uma nova transmissão de potência, agora pela bobine que se mostrar mais próxima.

Olhando agora de uma forma mais exaustiva para o comportamento dos sistemas em funcionamento, e começando pelo estudo realizado ao módulo de avaliação bq51013EVM-725, vejamos em primeiro lugar, o efeito do desvio de posição por afastamento da posição mais alinhada para a mais afastada. As Figuras 5.12 e 5.13 mostram as formas de onda do sinal aplicado à bobine do lado do emissor e a tensão à saída do módulo de avaliação recetor, respetivamente na posição mais alinhada, e à distância limite que os módulos permitem.

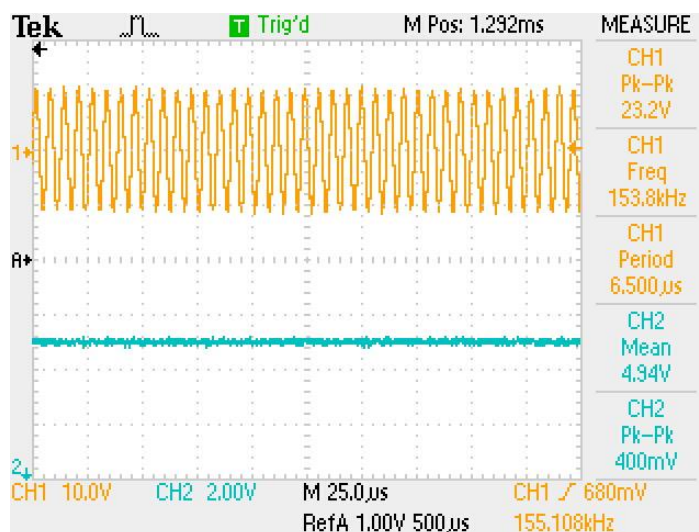


Figura 5.12 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do módulo bq51013EVM-075 na posição alinhada.

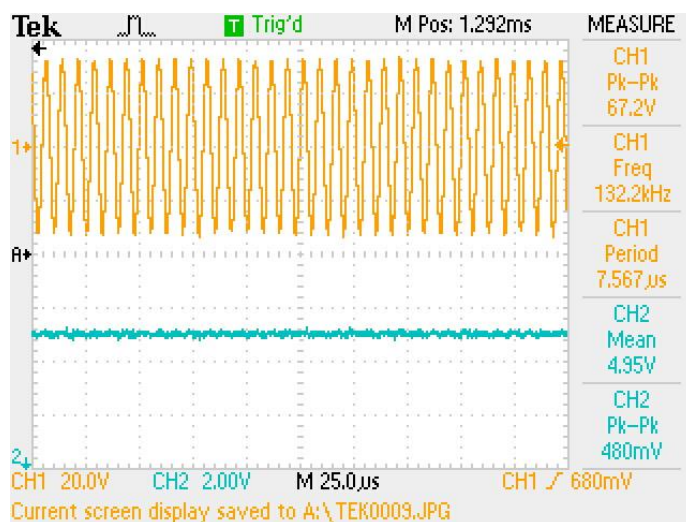
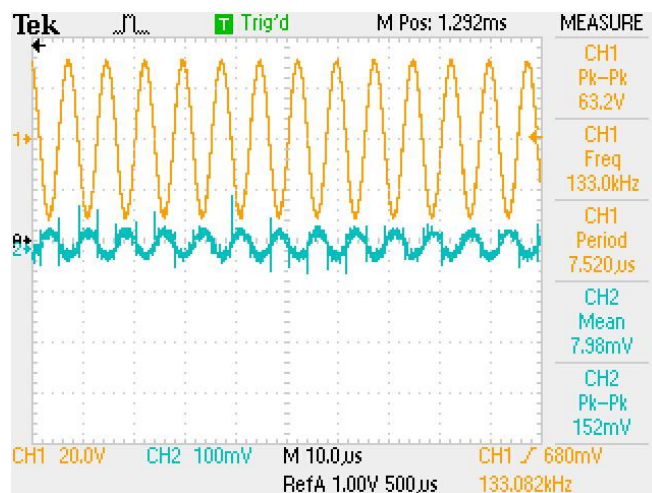


Figura 5.13 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do módulo bq51013EVM-075 na posição de distância máxima.

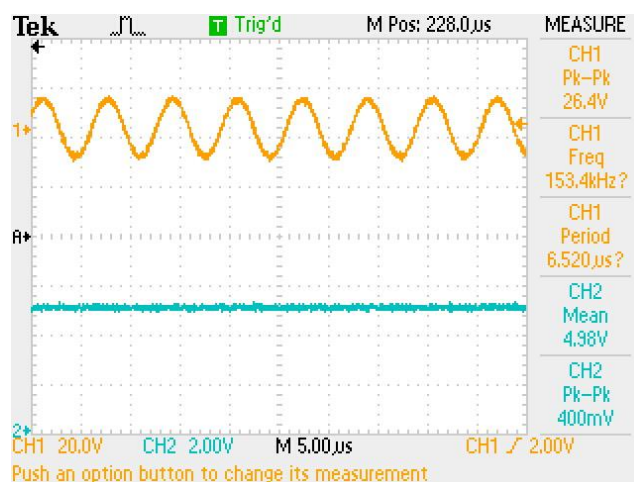
Podemos ver nas Figuras 5.12 e 5.13 que o valor da tensão na saída do recetor não varia, variando apenas a tensão aplicada à bobine do emissor. Quanto ao valor do ruído na saída, a variação pode ser percebida pela Figura 5.14.



*Figura 5.14 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da figura do ruído do módulo bq51013EVM-075 na posição de distância máxima.*

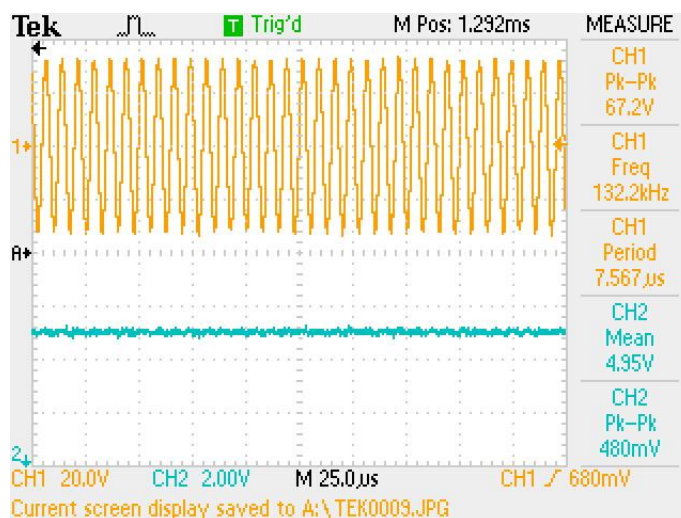
Das captura da Figura 5.14 podemos perceber que o valor do ruído na saída é bastante reduzido quando comparado com o sinal que lhe dá origem (facilmente percebemos pelo seu aspeto que é originário do sinal emitido) ou com o valor de tensão constante na saída.

Comparemos este resultado com o obtido com o protótipo desenvolvido, através das Figuras 5.15 e 5.16.



*Figura 5.15 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do protótipo desenvolvido na posição alinhada.*

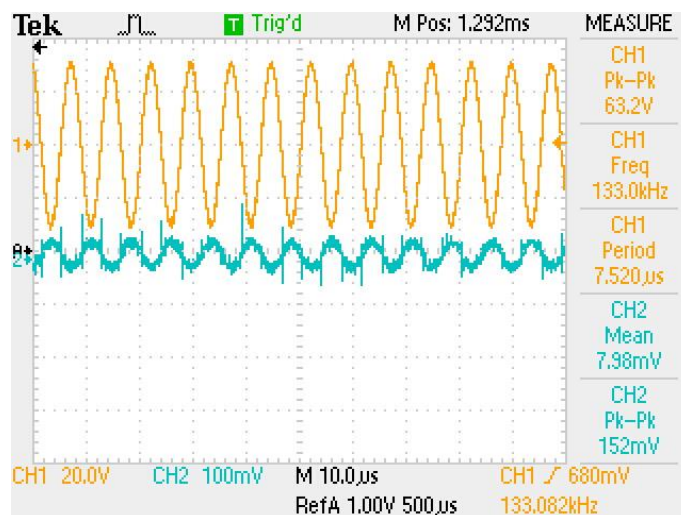




*Figura 5.16 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da tensão na saída do protótipo desenvolvido na posição de distância máxima.*

Podemos ver nas Figuras 5.15 e 5.16 que o valor da tensão na saída do se mantém razoavelmente constante, assim como o ruído, e descendo também aqui a frequência de trabalho em função da distância.

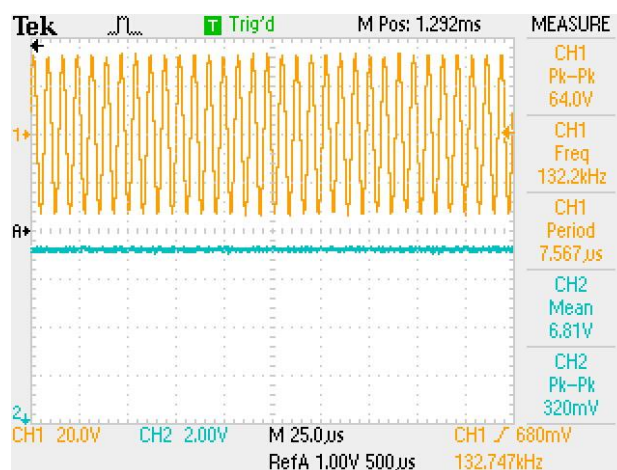
Olhando para a Figura 5.17, que mostra o ruído nas mesmas condições da Figura 5.14, podemos perceber que o seu valor é bastante semelhante, pelo que se pode considerar que o comportamento de ambos os módulos é bastante similar.



*Figura 5.17 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e da figura do ruído do protótipo na posição de distância máxima.*

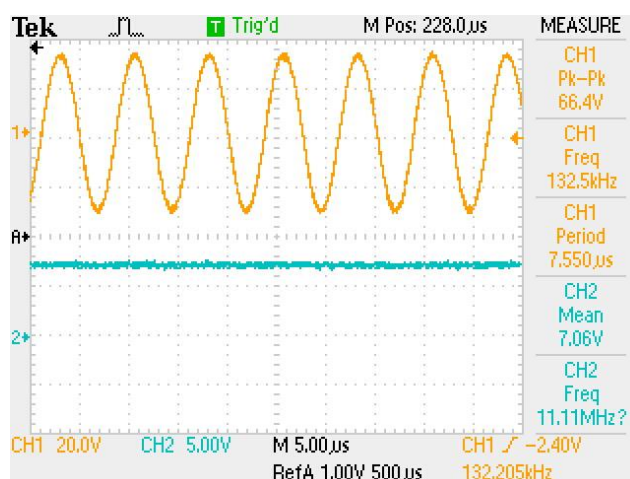
Um ponto que considerámos importante é também verificar para os dois módulos, e sem corrente de saída, qual o comportamento da tensão de referência utilizada por estes nos diferentes alinhamentos, uma vez que este é o sinal referenciado no *datasheet* como o

mais importante para perceber qual o efeito da variação de corrente na saída. A Figura 5.18 mostra o comportamento desta tensão para o alinhamento mais longínquo. Uma vez que se verificou, para o alinhamento perfeito, a situação descrita no *datasheet* ( $V_{ref}=7V$ ), o valor de 6,8V, em média, revela que o consumo de corrente por desalinhamento do sistema aumenta ligeiramente, não sendo no entanto, sem carga dissipativa na saída, muito significativo.



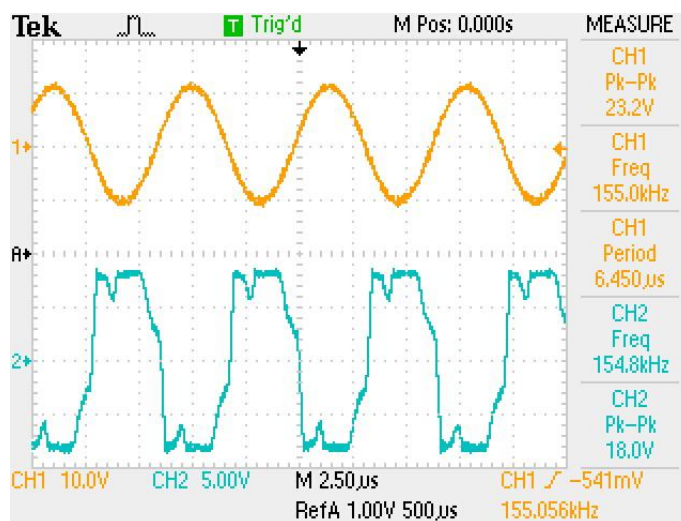
*Figura 5.18 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação  $V_{REF}$  utilizada pelo módulo bq51013EVM-725 com alinhamento de distância máxima.*

Para o módulo por nós desenvolvido, o valor da tensão de referência para alinhamento perfeito medido foi de 7,4V, tendo este valor decidido, como pode ser visto na Figura 5.19 para os 7,06V, mantendo-se ainda assim, um comportamento aqui semelhante ao do módulo adquirido, embora com uma queda de tensão um pouco superior.



*Figura 5.19 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação  $V_{REF}$  utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima*

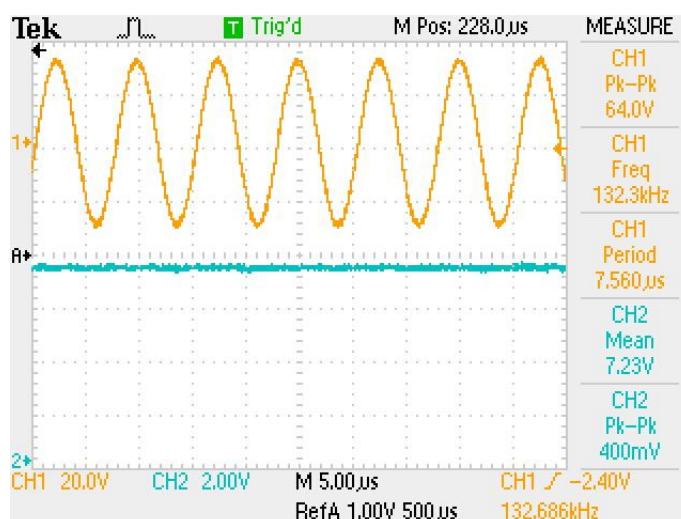
Ainda sem carga aplicada, a relação de tensão nas bobinas do emissor e recetor para o módulo de avaliação bq51013EVM-725 e para o protótipo é apresentada na Figuras 5.20.



*Figura 5.20 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão medida na bobine do protótipo desenvolvido*

Aqui podemos facilmente perceber que a diferença da amplitude da tensão medida do lado do recetor, bem como a distorção deve-se à diferença de resistência vista para a entrada do integrado e às perdas associadas à transmissão de potência.

Testados os sistemas em funcionamento sem a aplicação de carga na saída, faz sentido agora perceber o funcionamento do sistema desenvolvido com a aplicação de cargas diferentes na saída. As Figuras 5.21 e 5.22 mostram o comportamento já estudado na Figura 5.19, agora com uma carga de 22Ω associada à saída.



*Figura 5.21 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima.*

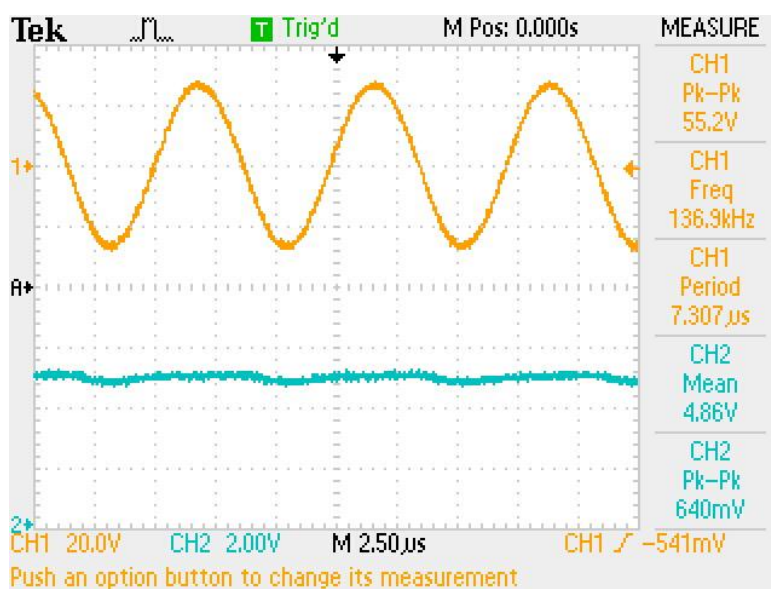
Podemos aqui perceber que o valor da tensão de referência para uma situação em que a corrente se situa num valor próximo de um quinto da capacidade teórica do equipamento não se altera muito quando comparado com o valor sem carga.

É importante salientar que o potenciômetro foi ignorado até este ponto, tendo sido puxado o limite da corrente para o valor mínimo de resistência deste, ou seja, levando o limite de corrente o mais próximo possível de 1A.

A partir deste ponto, e para garantir que o valor limite de corrente na saída era efetivamente de 1A, foi soldado um fio *wire-wrap* ligando os dois terminais do potenciômetro, para que desta forma RILM tivesse o valor da resistência R3, ou seja, 160 $\Omega$ , que limita a corrente na saída ao valor referido.

Neste ponto reduziu-se o valor da carga para o valor mínimo de 5,5 $\Omega$ , levando o circuito a fornecer aproximadamente 909mA, valor próximo do máximo limitado.

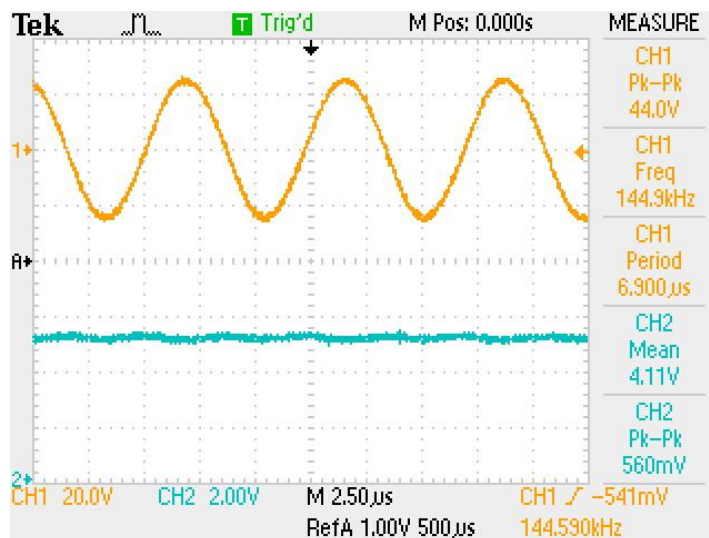
Para esta situação obtiveram-se as capturas presentes nas Figuras 5.22 e 5.23.



*Figura 5.22 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de saída do protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima e carga de 5,5 $\Omega$*

Podemos perceber aqui já, que embora o valor da tensão à saída se mantenha praticamente constante com o desalinhamento, comparando as Figuras 5.22 e 5.16 percebe-se que a amplitude do ruído cresce significativamente com o desalinhamento, e apresentando uma perturbação à frequência de transmissão de energia, o que leva a crer que este mesmo ruído é fortemente condicionado pelo sinal de potência transmitida.

O efeito do aumento da corrente na tensão  $V_{ref}$  é bastante visível se se comparar o resultado apresentado das Figuras.



*Figura 5.23 – Captura das formas de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF utilizada pelo protótipo desenvolvido com alinhamento de distância máxima e carga de  $5,5\Omega$*

É importante perceber aqui que, para esta carga pequena, e consequente corrente elevada, o sinal da tensão de referência de retificação Vref desce abaixo do limiar previsto. Trata-se de um comportamento estranho, uma vez que a tensão na saída se mantinha acima deste valor. Um valor abaixo do valor para Vref (ou VRECT se seguirmos o esquemático da Figura 5.4) na saída implica que parte da corrente colocada na saída provém da porta OUT do circuito, ao contrário do que acontece na experiência com a resistência de carga de  $22\Omega$ , em que a grande parte da corrente provém do porto RECT.

Decidiu-se também testar ambos os módulos num sistema real. Para isso foi utilizado um telemóvel Android comum. Sendo utilizado um conector  $\mu$ USB macho, e sendo ligados nesse conector apenas dois fios (aos portos VCC e GND), foi possível simular a aplicação deste sistema numa plataforma comercializável.

Para garantir que a corrente de saída dos módulos era constante durante as medições, os valores medidos foram obtidos durante a fase de corrente constante, ou de carga rápida, do carregamento da bateria do telemóvel (entre os 40% e os 60% da diferença de tensões final e inicial do processo de carga sendo monitorizada a tensão da bateria para garantir que nos encontrávamos nestas condições).

Tendo estas condições garantidas, obteve-se a queda de tensão numa resistência de  $0,1\Omega$ , ligada entre a saída dos módulos e o conector USB, para se conhecer a corrente que era exigida ao módulo que aí estivesse ligado. Tendo sido medida a tensão (ignorando o ruído) que cai na resistência de  $0,1\Omega$ , de  $78,9\text{mV}$ , a corrente na saída do módulo será então de  $789\text{mA}$ .

Tendo o valor da corrente na saída do módulo, foram obtidas as capturas que descrevem o comportamento dos módulos nesta situação, em termos de tensão de referência, e são apresentadas nas Figuras 5.24 e 5.25.

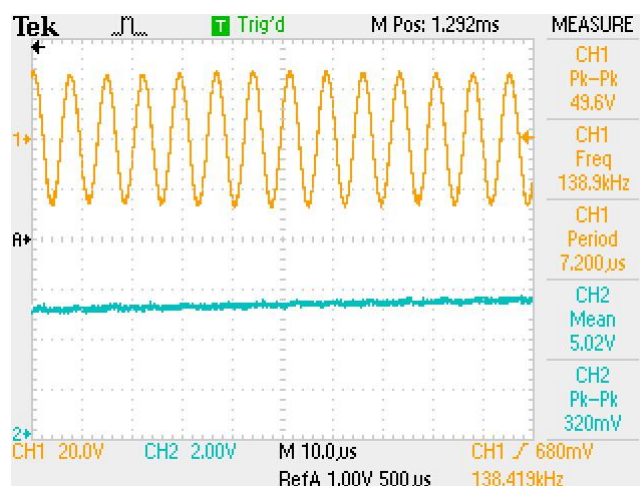


Figura 5.24 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF do módulo de avaliação bq51013EVM-725, com alinhamento de distância máxima, na aplicação ao telemóvel.

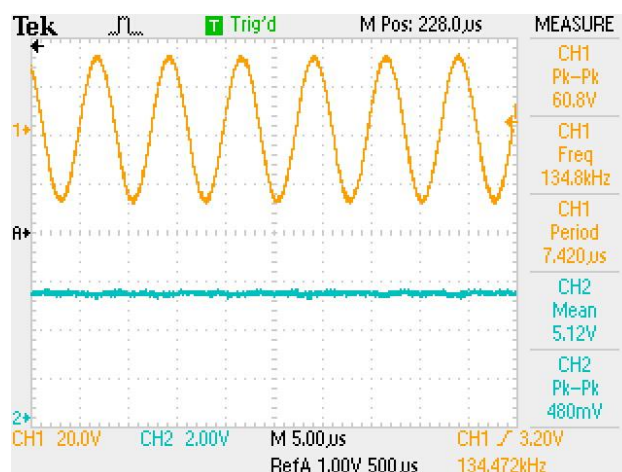


Figura 5.25 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à bobine do emissor e tensão de referência para retificação VREF do protótipo desenvolvido, com alinhamento de distância máxima, na aplicação ao telemóvel.

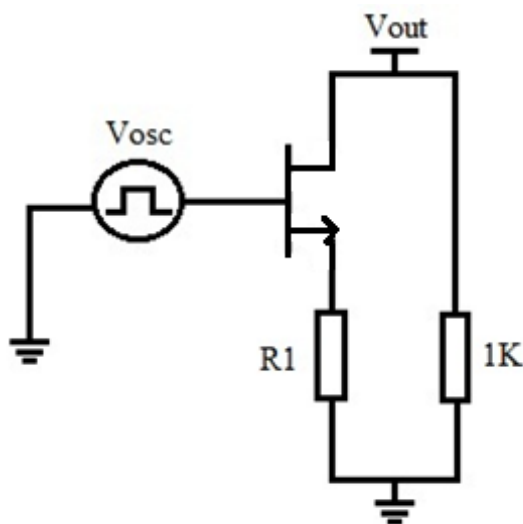
Uma vez que o número de gráficos para comparação seria muito extenso, decidiu-se suprimir aqueles que mostram a tensão referência para alinhamento distante, uma vez que não se verificavam diferenças de relevância na tensão de saída, com a variação da distância. O resultado relativo a Vref em que o consumo de corrente se mantém praticamente inalterado, significando isso, que com consumo de corrente mais elevado, o consumo interno do sistema se mantém bastante reduzido.

Estes resultados mostram que ambos os módulos apresentam um comportamento semelhante em praticamente todos os aspetos estudados, semelhantes ao esperado e descrito nos *datasheets* de ambos os circuitos integrados que estão na base dos módulos.

Isto permite validar o projecto do circuito desenvolvido para o protótipo, não comprometendo, as simplificações aplicadas, o comportamento base do circuito nem tendo uma influência significativa nos resultados obtidos.

Fica assim, apenas por caracterizar a resposta dinâmica do protótipo desenvolvido.

Foram realizados vários testes, com variações de diferentes cargas utilizando para isso um transístor e um gerador de sinais. Assim, o sistema utilizado para realizar a carga variável é formado por uma resistência de  $1\text{K}\Omega$  em paralelo com uma série de um mosfet de canal N (BD203) e uma outra resistência (R1) de  $22\Omega$  ou de  $270\Omega$  (a resistência R1 toma o valor de  $270\Omega$ , sendo a resistência equivalente de  $212\Omega$ ), tal como mostrado na Figura 5.40 (foram utilizados outros valores de resistência, mas não se percebeu muita utilidade num grande número de medições, uma vez que os resultados não mostravam grandes diferenças, tendo sido escolhidos o caso de maior variação de carga ( $22\Omega$ ), e uma resistência de valor central ( $270\Omega$ ) do universo dos valores testados, para serem mostrados).



*Figura 5.26 – Esquema do sistema utilizado para realizar a variação de carga, fazendo uso de uma fonte de sinal quadrado.*

Deste modo, facilmente percebemos que teremos uma redução brusca da impedância de carga quando o transístor entra em condução e um aumento também repentino da mesma impedância quando este deixa de conduzir.

Assim, as Figuras 5.27 e 5.28 mostram os resultados obtidos com esta experiência, para as frequências do sinal aplicado na base do transístor, de  $1\text{KHz}$  e  $100\text{Hz}$ , respetivamente.

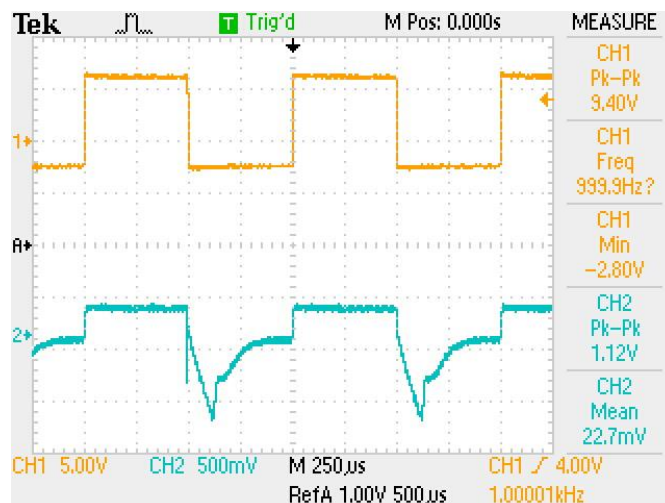


Figura 5.27 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à base do transístor com frequência de 1KHz e da variação de tensão na saída do módulo, para uma carga variável entre  $1K\Omega$  e  $22\Omega$ .

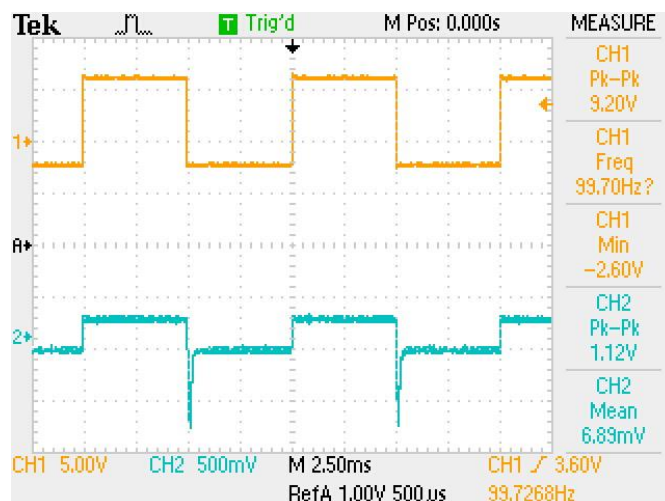


Figura 5.28 – Captura da forma de onda do sinal aplicado à base do transístor com frequência de 100Hz e da variação de tensão na saída do módulo, para uma carga variável entre  $1K\Omega$  e  $22\Omega$ .

Podemos perceber pelas Figuras 5.27 e 5.28 que o comportamento dinâmico do protótipo desenvolvido é sobretudo crítico na redução da carga, levando cerca de  $175\mu s$  a recuperar o valor da tensão na saída, quando isso acontece. A transição contrária não apresenta problemas.

É importante perceber também que, como demonstrado pelas Figuras 5.41 e 5.42, e à semelhança de todos os resultados obtidos nas várias experiências nesta fase do trabalho, não se verificou *ringing* da tensão à saída, ou seja, não existem oscilações indesejadas no valor estacionário da tensão à saída. Sendo as situações descritas as experiências mais críticas, e mais suscetíveis ao aparecimento do fenómeno, não se encontrou à semelhança do referido no início desta análise de resultados, por este motivo, utilidade em apresentar mais resultados.



## 5.5 Conclusões

Neste capítulo é explicado o processo de realização de um protótipo desenvolvido, englobando todas as fases, desde o ponto da colocação do problema, até à criação e teste de um protótipo.

Foi escolhido o circuito integrado bq51013A por ser compatível com a mais recente (até ao momento da escrita desta dissertação) norma do *Wireless Power Consortium*, a norma Qi 1.1, mas também por ser bastante parecido com a solução de recetor estudada no Capítulo 4. Tínhamos também o interesse de conhecer as dificuldades de realização de um sistema deste tipo, fossem económicas, mas sobretudo a nível da implementação prática. Através da análise da Tabela A.1, presente no Apêndice 1 deste documento, podemos perceber que o custo de uma destas soluções, mesmo em quantidades pequenas de encomenda de componentes ronda os 9€ (não inclui custos de circuito impresso) por módulo, e de 5,5€ (não inclui custos de circuitos impressos, nem de mão de obra) por módulo, quando a encomenda possui cem unidades de cada componente. Este é um valor bastante interessante do ponto de vista empresarial, uma vez que permite que em grandes quantidades, a margem de lucro de uma produção em série possa ser bastante atrativa.

No que toca à implementação prática, não se verificou a necessidade de realizar o circuito impresso numa empresa dedicada à produção de circuitos impressos, uma vez que se verificou conseguir, mediante algum condicionamento no desenho do circuito impresso, realizar o mesmo no Departamento de Eletrónica, Telecomunicações e Informática, ainda que as exigências de algumas características do circuito excedessem as capacidades esperadas do processo utilizado nestas instalações.

O resultado final foi o esperado (à exceção da ligação do módulo ao conetor USB, derivado a um erro explicado atrás, de desenho do layout), tendo-se conseguido realizar um módulo recetor compatível com a norma Qi, de baixo custo, baixa complexidade de construção e de dimensões reduzidas. No processo de comparação entre o protótipo desenvolvido e o módulo adquirido à Texas Instruments para o recetor, podemos perceber que o comportamento dos dois é bastante aproximado.

Concluiu-se que o sistema desenvolvido pode ser considerado um sistema válido para aplicações práticas, uma vez que não só apresenta um comportamento como fonte de tensão robusto, como também apresenta baixo custo e simplicidade de implementação.



## Capítulo 6

### 6 Conclusões

#### Sumário

Neste capítulo são apresentadas as principais conclusões a que chegou com a realização do trabalho associado a esta dissertação, fazendo uma análise global aos conhecimentos adquiridos e aos resultados obtidos na criação do protótipo.

No final são ainda apresentadas algumas contribuições que se consideram que esta tese possa ter em trabalhos futuros, sendo sugeridas algumas possibilidades para trabalhos futuros.

## 6.1 Análise Geral

Os objetivos iniciais desta dissertação passavam por estudar o estado da arte da tecnologia de transmissão de energia sem fios, e soluções comerciais já desenvolvidas, estudar o trabalho desenvolvido pelo *Wireless Power Consortium*, em especial o conceito de norma *Qi*, e as características necessárias à compatibilidade com a norma e compreender o processo de criação de um produto e as metodologias utilizadas para este efeito.

O trabalho apresentado começou por um estudo do estado da arte da transmissão de energia sem fios, passando depois para uma análise de algumas soluções que já se encontram no mercado. Nesta análise foi apresentada a empresa *WiTricity* que é quem detém a maioria da propriedade intelectual do método de acoplamento indutivo ressonante, os seus produtos e o que investiga. Foram também apresentados os dois consórcios de grandes empresas mundiais orientados para a tecnologia, o *Wireless Power Consortium (WPC)* e o *Alliance for Wireless Power (A4WP)*, o primeiro responsável pela criação da norma *Qi*, destinada a sistemas de baixa potência, alimentados a baterias, e o segundo para sistemas de baixa e média potência, mais orientado para a aplicabilidade.

Foi realizado um estudo comparativo dos vários produtos, tendo sempre em atenção que o objeto fundamental desta dissertação seriam sistemas de baixa potência. Deste estudo, e mediante a comparação foi possível perceber que a solução mais interessante para estudo seriam os sistemas da norma *Qi*.

O Capítulo 3 aparece como um prolongamento do estado da arte, descrevendo o princípio físico do acoplamento indutivo ressonante, da forma mais simples, e sumária que foi possível. A decisão de incluir este capítulo prende-se com a utilidade da compreensão do princípio físico. Com o objetivo de contribuir para esta compreensão dos princípios foi também desenvolvido um protótipo bastante simples de transmissão de energia.

No capítulo 4, e uma vez que esta dissertação foi desenvolvida numa ótica de um trabalho de consultoria, e com o objetivo de criar valor sobre as tecnologias disponíveis, foi realizado um estudo orientado para a norma *Qi*.

Em primeiro lugar realizou-se um estudo sobre as soluções disponíveis em forma de *kits* de desenvolvimento e avaliação compatíveis com a norma. Nessa linha foram consideradas as soluções disponibilizadas pela *Texas Instruments* e pela *Freescall Semiconductor*. Depois de analisados e comparados os módulos de ambas as empresas, o fator de maior peso na decisão que foi tomada, (de adquirir os módulos da *Texas Instruments*), foi a indisponibilidade, para a Universidade de Aveiro da solução apresentada pela *Freescall*, uma vez que após contatos repetidos, e realizado um esforço para obter resposta de alguns representantes da empresa, a resposta que obtivemos foi de que os sistemas em causa se encontravam disponíveis apenas para os *alpha-testers* que a empresa considerava.

Estando assim limitados, foram escolhidos os módulos que se apresentavam mais promissores. Do lado do emissor foi escolhido o módulo *bq500410AEVM-085* por ser o único que permitia posicionamento livre, de entre os módulos apresentados.. Quanto ao

módulo recetor foi escolhido o bq51013EVM-725 por ser aquele que apresentava melhores características quando comparado com os restantes módulos recetores possíveis, e também por ser o mais recente. Foi realizada também uma análise a nível do *hardware* e do funcionamento dos módulos, para dessa forma se conhecer melhor os processos envolvidos numa transmissão de energia sem fios compatível com a norma Qi. Foi estudado sobretudo o *design* A6, as suas características e o que o *design* de um emissor com esta configuração implica e proporciona, uma vez que é a configuração utilizada pelo módulo adquirido bq500410AEVM-725.

Já no Capítulo 5 foi descrita a realização de um protótipo recetor compatível com a norma Qi. Foi utilizado um circuito integrado desenvolvido pela Texas Instruments, da família do que o módulo adquirido possui, o bq51013A, mas compatível com a mais recente (versão 1.1) norma do Wireless Power Consortium. O processo de realização do protótipo é descrito neste capítulo sendo apresentadas todas as decisões tomadas, problemas encontrados, propostas de solução e ajustes ao projecto inicial realizado. São apresentados também aqui os problemas encontrados na criação do protótipo, fosse por erros de *footprints* na fase de desenho do circuito impresso, fosse por problemas causados pelas limitações de construção.

Ainda no trabalho associado a este capítulo foram realizados alguns testes, numa base de comparação ao módulo adquirido e ao protótipo desenvolvido. Os resultados obtidos são mostrados, analisados e interpretados (maioritariamente de forma qualitativa), seguindo uma lógica de comparação entre o módulo adquirido e o desenvolvido. Os resultados que se consideraram mais importantes para a descrição do comportamento dos sistemas são também apresentados, sobretudo por meio de capturas de sinais de osciloscópio.

## 6.2 Conclusões do Trabalho Desenvolvido

Este trabalho foi realizado tendo em mente duas perspetivas da tecnologia. Se por um lado este trabalho foi maioritariamente desenvolvido numa ótica de consultoria, de forma algo teórica e de estudo do mercado, teve também uma implementação prática mais orientada para o desenvolvimento de competências técnicas. Foi sempre utilizada uma visão comercial do trabalho, numa tentativa de fazer uma aproximação do estudo ao interesse do mercado, servindo também este trabalho para realizar uma ligação entre “o que se ensina” e “o que se vende”. Desta forma, este trabalho teve a nível pessoal e profissional um papel muito importante, uma vez que foi através deste que o autor teve o primeiro contacto com o mercado.

A nível de resultados, de uma forma global, conclui-se que é bastante viável a realização de uma solução comercializável de um sistema de carregamento de baterias sem fios de pequena dimensão normalizado. O sistema recetor desenvolvido apresenta a grande maioria das características e requisitos necessários para ser aplicado em sistemas de baixa potência alimentados por USB, como é o caso dos telemóveis.

Conclui-se também que a existência da norma permite que qualquer sistema desenvolvido, quando compatível, e possuindo o logotipo, tenha uma entrada facilitada no mercado, uma vez que será acompanhado por produtos de grandes nomes da indústria tecnológica mundial. Esta tecnologia apresenta-se assim como uma oportunidade de crescimento para algumas empresas deste ramo, uma vez que a concorrência é regulada, e dessa forma, em conjunto com a compatibilidade dos sistemas, haja espaço para um número muito grande de soluções e áreas de aplicação.

## 6.3 Propostas de Trabalho Futuro

Ao longo do tempo que o trabalho associado a esta dissertação foi desenvolvido, foram surgindo algumas ideias associadas a este tema, que não foi possível concretizar, bem como rumos que não foram seguidos, mas que seriam bastante interessantes. De seguida apresentam-se algumas dessas ideias:

- O estudo de sistemas não normalizados com a norma Qi, em especial sistemas de média potência
- O desenvolvimento de um protótipo compatível com a norma Qi, à semelhança do que foi realizado no Capítulo 5 desta dissertação, mas do lado do emissor.
- O estudo do efeito do encapsulamento com vários materiais e configurações de bobines do lado do emissor, no rendimento e comportamento dos sistemas de transmissão de energia sem fios.
- O estudo de uma solução de baixa potência para carga de baterias para maiores distâncias.

- O estudo da solução anunciada pelo Wireless Power Consortium para transmissão de médias potências (potências entre os 5W e os 15W) e extensão para potências elevadas (extensão até aos 120W).
- A criação e estudo do comportamento de um sistema multi-emissor para permitir o carregamento de vários dispositivos em simultâneo.

### 6.4 Contribuições

Esta dissertação pressupõe um estudo de sistemas de carregamento de baterias sem fios. Deste modo, o trabalho permitiu conhecer as exigências do trabalho necessário ao desenvolvimento de um sistema comercial, desde a colocação do problema, à investigação e pesquisa, ao estudo de soluções comerciais, à tomada de decisões e ao desenvolvimento de um protótipo.

A nível pessoal permitiu perceber os passos e algumas metodologias utilizadas para a transposição de obstáculos técnicos, bem como das dificuldades usualmente encontradas na criação de protótipos.

Quanto ao todo da equipa de trabalho, permitiu criar valor sobre a tecnologia e princípios físicos associados à tecnologia de transmissão de energia sem fios por indução ressonante, bem como sobre a norma Qi, suas exigências especificações técnicas atuais. O estudo desta norma, e do consórcio que a criou, permitiu também, de um ponto de vista empresarial, conhecer as exigências, opções, vantagens e desvantagens de uma eventual adesão.

Por fim, o desenvolvimento de um protótipo, em conjunto com o estudo realizado, dá um ponto de partida documentado para a resposta a algumas questões que uma empresa, ou um engenheiro, colocariam mediante o surgimento de interesse no desenvolvimento de soluções compatíveis com a norma Qi, bem como uma eventual aplicação no mercado, da solução desenvolvida.

## Referências

- [1] E. P. Horn, “Wireless Power,” Wikipedia, 23 Agosto 2013. [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Wireless\\_energy\\_transfer](http://en.wikipedia.org/wiki/Wireless_energy_transfer). [Acedido em 24 Agosto 2013].
- [2] Nathan Brewer, “IEEE Global History Network,” IEEE, 6 Março 2012. [Online]. Available: [http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/William\\_C.\\_Brown](http://www.ieeeahn.org/wiki/index.php/William_C._Brown). [Acedido em 29 Setembro 2012].
- [3] TEDGlobal, “WiTricity: Wireless charging for pacemakers,” MobiHealth News, 1 Setembro 2009. [Online]. Available: <http://mobihealthnews.com/4178/witricity-ted-talk-wireless-charging-for-pacemakers/>. [Acedido em 19 Maio 2013].
- [4] Wireless Power Consortium, “Wireless Power Consortium Website,” Janeiro 2009. [Online]. Available: [www.wirelesspowerconsortium.com](http://www.wirelesspowerconsortium.com). [Acedido em 19 Maio 2013].
- [5] M. G., “List of countries by number of mobile phones in use - Wikipedia,” Wikipedia, 13 Agosto 2013. [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_countries\\_by\\_number\\_of\\_mobile\\_phones\\_in\\_use](http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_countries_by_number_of_mobile_phones_in_use). [Acedido em 19 Maio 2013].
- [6] Spinningspark, “Wikipedia,” 27 Agosto 2013. [Online]. Available: [http://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic\\_induction](http://en.wikipedia.org/wiki/Electromagnetic_induction). [Accessed 31 Agosto 2013].
- [7] W. C. Brown, “The Microwave Powered Helicopter,” em *Symposium on microwave Power*, University of Alberta, 1966.
- [8] M. Soljačić, A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. Joannopoulos e P. Fisher, “Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances,” *Science Magazine*, n.º Research Articles, 2007.
- [9] WiTricity Corporation, “WiTricity website,” 2009-2013. [Online]. Available: [www.witricity.com](http://www.witricity.com). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [10] A4WP, “A4WP website,” 2012. [Online]. Available: [www.a4wp.org](http://www.a4wp.org). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [11] Wireless Power Consortium, “Wireless Power Consortium - What we do,” Janeiro 2009. [Online]. Available: [www.wirelesspowerconsortium.com](http://www.wirelesspowerconsortium.com). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [12] Wireless Power Consortium, “Wireless Power Consortium Members,” Prezi, 2013. [Online]. Available: <http://prezi.com/s31u-f81bs8b/the-qi-interface-design-freedom-and-innovation/>. [Acedido em 31 Agosto 2013].



- [13] Texas Instruments, “bqTesla Website,” Texas Instruments Incorporated, 1995-2013. [Online]. Available: [www.ti.com/wirelesspower](http://www.ti.com/wirelesspower). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [14] Texas Instruments, “5-V, WPC1.1 Compliant Wireless Power Transmitter Manager bq500211A datasheet,” Texas Instruments, Dezembro 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusbb1/slusbb1.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [15] Texas Instruments, “Free Positioning, Qi Compliant Wireless Power Transmitter Manager bq500410A datasheet,” Texas Instruments , Novembro 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusb96/slusb96.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [16] Texas Instruments, “INTEGRATED WIRELESS POWER SUPPLY RECEIVER bq51011 and bq51013 datasheet,” Texas Instruments - bqTesla, Agosto 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slvsat9d/slvsat9d.pdf>. [Acedido em 5 Agosto 2013].
- [17] Texas Instruments, “INTEGRATED WIRELESS POWER SUPPLY RECEIVER, bq51013A datahseet,” Texas Instruments - bqTesla, Junho 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusay6a/slusay6a.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [18] Texas Instruments, “High-Efficiency Qi v1.1-Compliant Wireless Power Receiver and Battery Charger bq5105xB datasheet,” Texas Instruments - bqTesla, Fevereiro 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusb42c/slusb42c.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [19] Texas Instruments, “bq51011 Product Page,” Texas Instruments, 20 Aug 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/product/bq51011>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [20] Texas Instruments, “Highly Integrated Wireless Receiver Qi (WPC V1.1) Compliant Power Supply bq51013B datasheet,” Texas Instruments - bqTesla, Março 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slusb62/slusb62.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [21] Qualcomm, “WiPower Tecnology,” Qualcomm, 2013. [Online]. Available: <http://www.qualcomm.com/solutions/wireless-charging/wipower>.

- [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [22] Qualcomm, “HALO Qualcomm,” Qualcomm Incorporated, 2012. [Online]. Available: <http://www.qualcommhalo.com/>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [23] Duracell, “Powermat,” Duracell, [Online]. Available: <http://www.duracellpowermat.com>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [24] Murata Manufacturing Co., “Wireless Power Specs,” Murata Electronics, [Online]. Available: [http://www.murata.com/products/wireless\\_power/feature/index.html](http://www.murata.com/products/wireless_power/feature/index.html). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [25] Murata Manufacturing Co., “Wireless Power Tech,” Murata Electronics, [Online]. Available: [http://www.murata.com/products/wireless\\_power/feature/index.html](http://www.murata.com/products/wireless_power/feature/index.html). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [26] M. J. Schaubert, S. A. Newman, L. R. Goodman, I. S. Suzuki e Masatsugu Suzuki, “Measurement of mutual inductance from frequency dependence of impedance of AC,” Binghamton, 2007.
- [27] J. E. Villate, “Electromagnetismo,” Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 1999.
- [28] Wireless Power Consortium, “Qi Quality Factor,” WPC, 2009. [Online]. Available: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/technology/quality-factor.html>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [29] Freescale Semiconductor, “Wireless Charging solutions,” Freescale, 2004-2013. [Online]. Available: <http://www.freescale.com/webapp/sps/site/application.jsp?code=APLWIRCHA>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [30] X. Gao, “Low-Power Wireless Charger Transmitter Design Using MC56F8006 DSC,” Freescale Semiconductor, Março 2013. [Online]. Available: [http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/app\\_note/AN4705.pdf?fasp=1&WT\\_TYPE=Application%20Notes&WT\\_VENDOR=FREESCALE&WT\\_FILE\\_FORMAT=pdf&WT\\_ASSET=Documentation](http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/app_note/AN4705.pdf?fasp=1&WT_TYPE=Application%20Notes&WT_VENDOR=FREESCALE&WT_FILE_FORMAT=pdf&WT_ASSET=Documentation). [Acedido em 12 Agosto 2013].
- [31] Freescale Semiconductor, “S08P: 8-bit 5V EEPROM with TSI MCUs,” Freescale Semiconductor, 2012. [Online]. Available: [http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod\\_summary.jsp?code=S08P](http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=S08P). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [32] Freescale Semiconductor, “Low Power Wireless Power,” Freescale

- Semiconductor, Novembro 2012. [Online]. Available: [http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user\\_guide/LPWPRUG.pdf?fsrch=1&sr=1](http://cache.freescale.com/files/microcontrollers/doc/user_guide/LPWPRUG.pdf?fsrch=1&sr=1). [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [33] Wireless Power Consortium , “Associate and Regular Membership,” WPC, 2013. [Online]. Available: <http://www.wirelesspowerconsortium.com/about/associate-or-regular-membership.html>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [34] Wireless Power Consortium, “Wireless Power Consortium Charter,” Wireless Power Consortium, 2008, p. Oct 23.
- [35] Wireless Power Consortium, “Part 1: Interface Definition,” em *System Description Wireless Power Transfer*, vol. 1.1.1, Wireless Power Consortium, 2012.
- [36] B. Johns e U. Sengupta, “Universally Compatible Wireless Power Using the Qi Protocol,” *Low Power Design*, [Online]. Available: [http://low-powerdesign.com/article\\_TI-Qi.html](http://low-powerdesign.com/article_TI-Qi.html). [Acedido em 17 Agosto 2013].
- [37] Texas Instruments - bqTesla, “bq51013EVM-725 Evaluation Module User's Guide,” Texas Instruments, [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/slvs447a/slvs447a.pdf>. [Acedido em 18 Agosto 2013].
- [38] Texas Instruments - bqTesla, “bq500410A bqTESLA™ Wireless Power Transmitter EVM,” Texas Instruments, 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/slvs688a/slvs688a.pdf>. [Acedido em 20 Agosto 2013].
- [39] Texas Instruments, “2A, 28V INPUT, STEP DOWN DC/DC CONVERTER WITH ECO-MODE™,” Texas Instruments, Julho 2008. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/slvs851c/slvs851c.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [40] Texas Instruments, “650 kHz/1.2 MHz, 18.5 V STEP-UP DC-DC CONVERTER WITH 3.2 A SWITCH,” Texas Instruments, Julho 2013. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tps61087.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].
- [41] Texas Instruments - bqTesla, “bq51013AEVM-765 Evaluation Module (QFN Package) User Guide,” Texas Instruments, Outubro 2012. [Online]. Available: <http://www.ti.com/lit/ug/slvs911a/slvs911a.pdf>. [Acedido em 31 Agosto 2013].

## Apêndice 1

Identificador	Valor	Fabricante	Pack	Código Mouser	Custo Encomenda	Quantidade
C10,C11	68n	Kemet	0805	<u>80-C0805C683K5R</u>	0,66 €	10
C14	47n	Vishay	0805	<u>77-VJ0805Y473JXJCBC</u>	0,25 €	5
C12	1.8n	Vishay	0805	<u>77-VJ0805Y182JXPBC</u>	0,37 €	5
C13	100p	Vishay	0805	<u>77-VJ0805A101GXXCBC</u>	0,25 €	5
C1,C6, C15,C18	100n		0805		Disponível	
C2,C8	1u	Vishay	0805	<u>77-VJ0805V105ZXJCBC</u>	0,50 €	10
C9,C16	22n	Vishay	0805	<u>77-VJ0805Y223JXJPBC</u>	0,50 €	10
C4,C17	470n	Taiyo Yuden	0805	<u>963-EMK212B7474KGHT</u>	0,45 €	10
C3,C19	10n		0805		Disponível	
C5,C7	10u		0805		Disponível	
D2			0805		Disponível	
D1	5V1	ON	SOD123	<u>863-MMSZ4689T3G</u>	0,30 €	5
R4	140Ω	Panasonic	0805	<u>667-ERJ-6ENF1400V</u>	0,12 €	10
R2	1K5	Panasonic	0805	<u>667-ERJ-6GEYJ152V</u>	0,10 €	10
R6	10K		0805		Disponível	
R1	110Ω	Panasonic	0805	<u>667-ERJ-P06F1100V</u>	0,92 €	10
R3	160Ω	Panasonic	0805	<u>667-ERJ-6ENF1600V</u>	1,00 €	10
R17	5K	Murata	SMD	<u>81-PVZ3A502C01R00</u>	0,73 €	3
IWAS3827	10uH	Vishay	IWAS	<u>70-IWAS3827ECEB100J5</u>	6,06 €	2
J1	473460001	Molex	USB μB	<u>538-47346-0001</u>	5,10 €	5
Q1,Q2	CSD25302Q2		6SON		Disponível	
<b>Total</b>					<b>17,19 €</b>	<b>110</b>

*Tabela A.1 – Tabela de encomenda ou Bill of Materials utilizada para encomenda dos componentes do protótipo referido no capítulo 5.*

## Apêndice 2

Este Apêndice surge como um complemento ao Capítulo 4 deste documento, tendo o objetivo de mostrar informação mais aprofundada acerca do *hardware* presente nos kits de desenvolvimento da Texas Instruments. Desta forma, aqui, é apresentada uma análise algo detalhada, desenvolvida no decurso do trabalho, e que se mostrou essencial à compreensão do funcionamento, do comportamento, e das características dos kits de desenvolvimento adquiridos.

### Módulo recetor bq51013EVM-725

O recetor implementado pelo módulo *bq51013EVM-725* assenta no integrado bq51013, tornando-se num circuito compatível com a norma Qi (WPC 1.0) que coloca na saída uma tensão regulada de 5V com uma corrente até 1A, permitindo ainda ligar a este uma entrada DC entre 4V e 20V de forma a dar ao utilizador a possibilidade de escolher entre as duas fontes de potência. Este funciona como uma fonte de tensão regulada, podendo em aplicações de baixa potência ser utilizado como carregador de baterias de dispositivos móveis como é o caso de telemóveis, leitores de mp3, *headsets*, entre outros. As dimensões reduzidas do circuito associado e o perfil fino permitem imaginar uma fácil aplicação em telemóveis e outros dispositivos alimentados a bateria.

Para além destas características, o *kit* vem acompanhado de uma caixa que dispõe de um espaço vazio entre a bobine e o circuito de forma a permitir a aplicação de uma bateria, de eletrónica extra, entre outros.

No que toca às características elétricas, a *Texas* garante uma eficiência de 74% a 500mA na saída. Esta saída tem uma tensão regulada de 5V e uma corrente máxima de 1A, com frequências de operação na banda da norma, entre os 110KHz e os 205KHz.

Quanto ao circuito, faz sentido iniciar a análise pelo integrado que desempenha a grande maioria das operações disponibilizadas pelo módulo, o bq51013. Este componente fornece o controlo digital, comunicações e retifica o sinal de potência que recebe do emissor e coloca-o à saída. É, segundo os fabricantes, o único integrado necessário entre uma bobine recetora e a tensão regulada. Fornece também um limitador térmico, desligando o sistema quando o integrado atingir os 125°C, podendo ser adaptado um termistor externo.

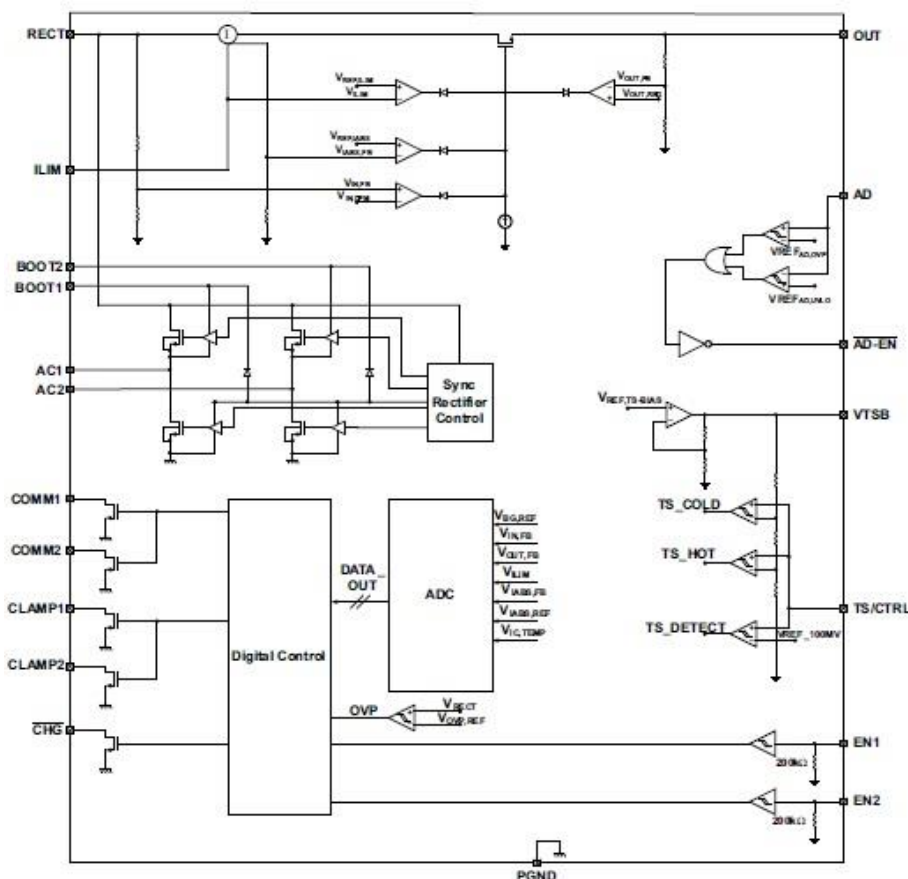


Figura A.1 – Esquema de funcionamento interno do integrado bq51013 [16]

Olhando para o esquema na Figura A.1 podemos perceber que este dispõe de uma saída com tensão retificada utilizando realimentação para garantir que esta tensão tem o valor pretendido, bem como um sistema de limitação da corrente à saída (ILIM) através da medição do valor da resistência aplicada entre este porto e a massa. Fornece também um controlo síncrono para a tensão regulada fazendo uso de *bootstrapping* para fazer subir o valor desta mesma tensão. Possui ainda o controlo digital necessário para efetuar a comunicação com o emissor (através dos portos de COMM) e controlar todo o processo associado à regulação da corrente. Por fim é ainda importante notar a capacidade de obter informação acerca da temperatura do integrado e a disponibilidade de dois portos para permitir que este seja suplantado por um adaptador de tensão contínua externo.

Quanto ao algoritmo de controlo realizado por este, para o controlo de potência, pode ser facilmente perceptível pelo diagrama de fluxo apresentado na Figura A.2, e que cumpre com as especificações da norma Qi.

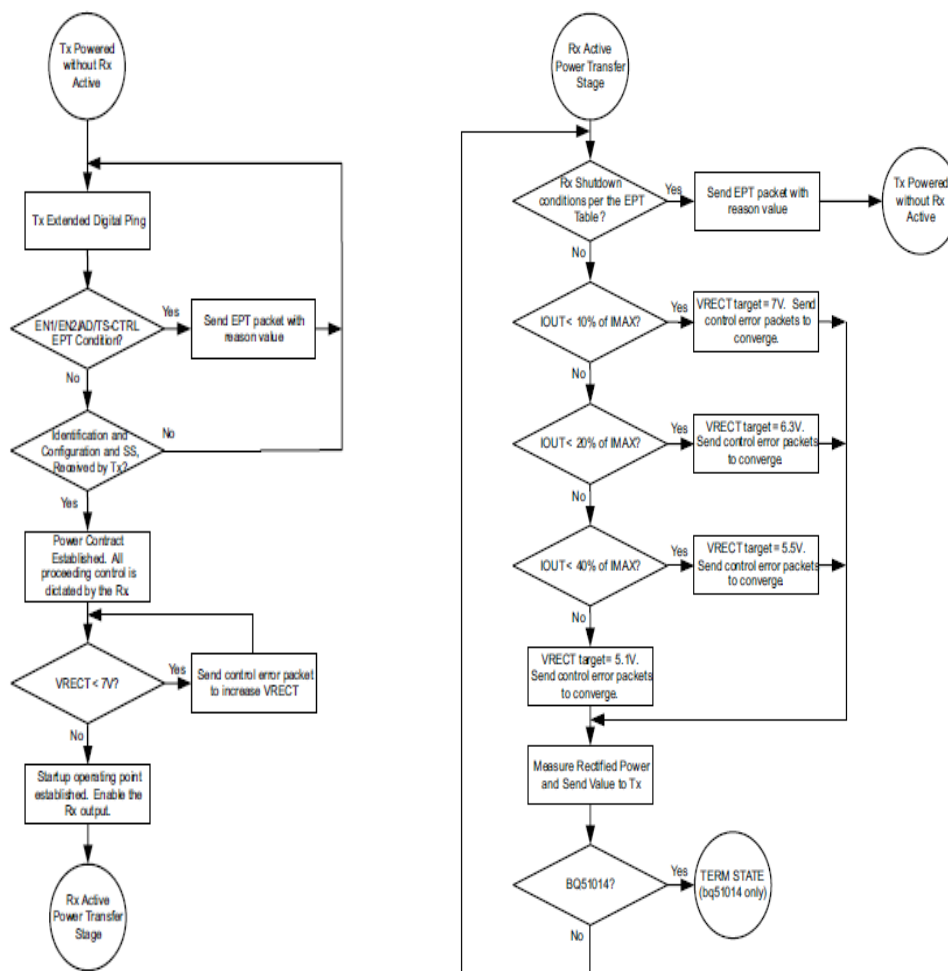


Figura A.2 – Algoritmo de controlo utilizado pelo bq51013 [16].

Também no *datasheet* deste componente é apresentado um esquema de uma possível aplicação que se aproxima bastante, mas de forma simplificada, do módulo de desenvolvimento de que falamos. Esse modelo é apresentado na Figura A.3.

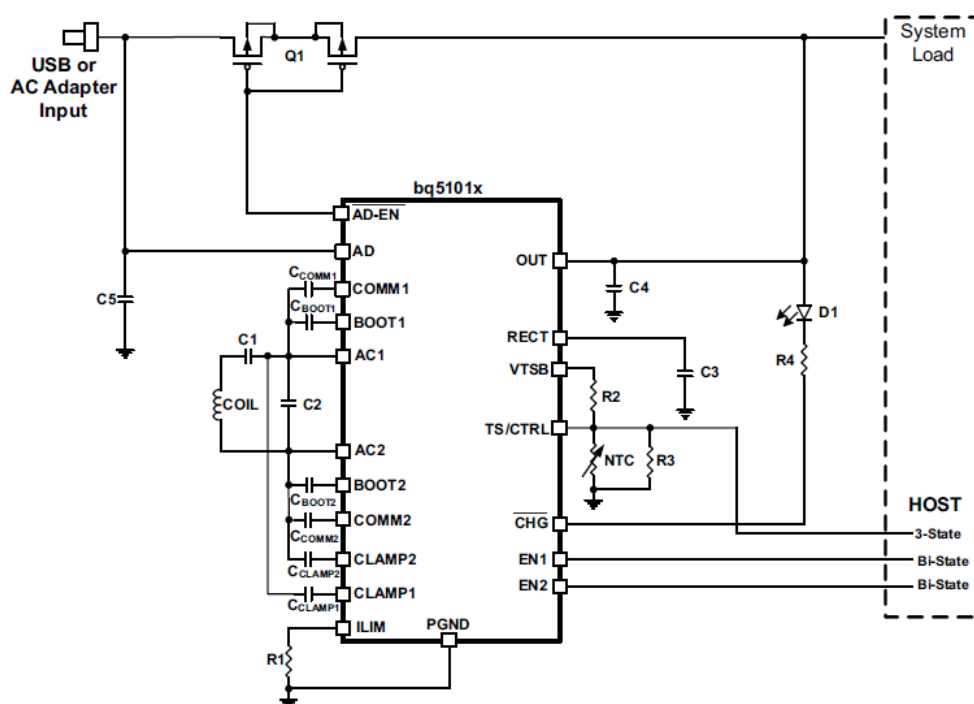


Figura A.3 – Aplicação do integrado bq51013 como um recetor de potência sem fios com possibilidade de utilização de um adaptador DC [16].

Através da Figura A.3 podemos perceber que este componente fará o *drive* da bobine apenas com recurso a algumas portas e a um conjunto de condensadores, formando conjuntos diferenciais de AC, *bootstrap*, *clamping*, e COMM dedicados às comunicações e como entradas diferenciais do sinal de potência. Como se pode ver ainda na Figura A.3, é neste componente que reside a grande maioria da complexidade do recetor, sendo este responsável por todos os processos e ações realizadas pelo módulo.

Se olharmos agora para o esquemático completo do módulo *bq51013EVM-725*, na Figura A.4 veremos que é baseado na aplicação sugerida pela Figura A.3, apenas com ligeiras diferenças sobretudo no ajuste dos valores dos componentes, na inclusão de *jumpers* para escolher o modo de funcionamento e de um potenciómetro para regulação da corrente máxima permitida na saída.



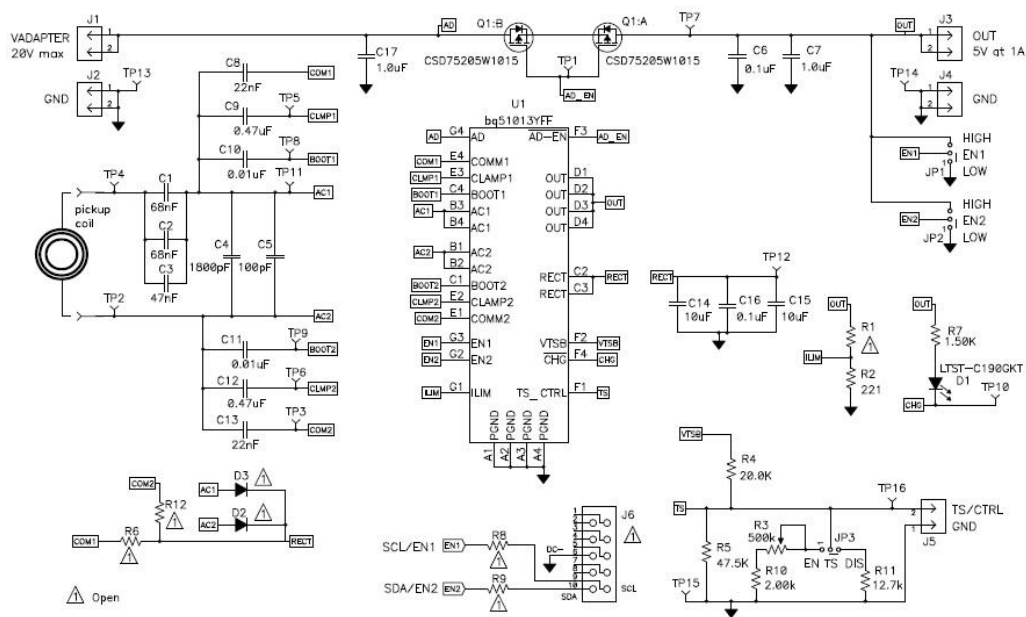


Figura A.4 – Esquemático do integrado bq51013EV725 [37].

Começando pelo adaptador DC externo J1, quando neste for ligado um adaptador externo, e consecutivamente a tensão no porto se situar entre os 4 e os 20V, sucede que o valor lógico de AD passa a ser ‘um’, pelo que o sistema deixará de colocar à saída potência obtida pelo sistema sem fios, colocando nesse caso na saída a potência fornecida pelo adaptador. Neste ponto, o condensador C17 servirá apenas para fazer uma filtragem do ruído de tensão da entrada. O porto AD\_EN, acessível no porto de teste TP1 é obtido por negação do porto AD, pelo que colocará à saída tensão provinda desta entrada quando esta estiver disponível em J1. Os transístores representados por Q1:A e Q1:B encontram-se no mesmo integrado e a sua função é fazer de interruptor para a tensão na entrada J1. No porto TP7 será possível observar a tensão à saída ao longo do tempo. Também neste ponto os condensadores C6 e C7 fazem mais uma vez uma filtragem, mas da tensão de saída. A tensão de saída está disponível no conector J3.

O bloco formado por C14, C15 e C16 faz uma filtragem da tensão com recurso a 3 condensadores, com diferentes valores de capacidade (dois deles com valor igual e elevado, e outro com um valor relativamente mais baixo) por questão de abatimento/filtragem de efeitos de frequências elevadas e de forma a reduzir o *ripple* na saída. A função da resistência R7 é alimentar corretamente o led D1 que indica que a tensão retificada está a ser colocada na saída (possível obter o sinal CHG no porto TP10, e ativo quando a saída OUT tiver potência disponível).

O bloco formado pelas resistências R1 e R2 (R1 não implementado) tem a função de impor um limite à corrente de saída. O valor de 221Ω é o valor escolhido de forma a limitar a corrente na saída de 1,35A, de forma a garantir que a corrente máxima na saída poderá ser superior ao valor da norma em comportamento dinâmico.

O bloco ligado ao sinal EN1 e EN2, constituído pelos *jumpers* JP1 e JP2 formam um bloco de seleção do modo de funcionamento, ou seja, se ambos estiverem ligados à massa, a transferência de energia sem fios funcionará, a menos que seja fornecida potência no conetor J1. No caso de estar o primeiro à massa, a transmissão sem fios está ativada, independentemente de estar ou não disponível potência no conetor J1. No caso em que EN1 está ativo, e EN2 à massa, a transmissão sem fios fica inativa, sendo colocada na saída a potência disponibilizada pelo conetor J1. Quando ambos os sinais EN1 e EN2 estiverem ativos a transferência de potência para a saída não se realiza.

O bloco ligado ao adaptador J5 dá-nos informação (através do porto de teste TP16) do sensor de temperatura, permitindo-nos através do *jumper* JP3 escolher entre uma resistência fixa R11 ou controlar o valor da amostra através da variação do valor do potenciômetro R3 (o conjunto do potenciômetro R3 e da resistência R10). Uma vez que neste bloco não se pretende implementar uma função de medição precisa de temperatura por adição de um NTC, o par de resistências R4 e R5 formam o par aconselhado no *datasheet* para fazer a ponte entre o porto VTSB e o porto TS, e referenciar este à massa. Segundo o *datasheet* do bq51013, neste caso R5 deverá ter aproximadamente o dobro do valor de R4.

Agora olhando para o circuito de *drive* da bobine, podemos ver que existem várias ligações entre esta e o integrado. Os portos de teste TP2 e TP4 permitem-nos conhecer o sinal de potência de forma diferencial ou independente aplicado à bobine. O conjunto de condensadores C1, C2 e C3 são os responsáveis pela aplicação da capacidade em série com a indutância, para que este bloco do circuito seja ressonante à frequência de operação.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (A.1)$$

Em que a capacidade dada pela soma dos três condensadores totaliza 183nF. Se tivermos em conta que as bobines apresentadas na lista de material pela *Texas Instruments* têm todas aproximadamente 10uH, obtém-se que a frequência de ressonância é:

$$f_{res} \approx 117\text{KHz} \quad (A.2)$$

Este valor encontra-se perto do limite inferior da frequência de transmissão de potência definida na norma Qi. Isto acontece uma vez que a variação da frequência de trabalho funciona nalguns *designs* como uma forma de controlar a potência transmitida.

Posto isto, os condensadores C4 e C5 servirão para filtrar efeitos de frequências altas (acima da frequência de trabalho) entre portos AC1 e AC2 do integrado. É na ligação destes portos que o integrado recebe o sinal de potência para tratar e a respetiva referência temporal e de potência daquilo que é recebido. O porto de teste TP11 permite-nos observar o sinal efetivamente recebido pelo integrado no porto AC1.

Olhando agora para os restantes condensadores ligados a este bloco, podemos ver que se trata de uma configuração simétrica, pelo que se obtém das ligações informação em

modo diferencial. No que toca aos condensadores C8 e C13, estes têm valores de 22nF e são os responsáveis por entregar a informação das comunicações ao emissor, por aumento da impedância a refletir (baixando a tensão na bobine recetora).

Os condensadores C9 e C12 são os condensadores de *clamping*. Ligados aos portos de teste TP5 e TP6 respetivamente, são utilizados para fazer subir a referência da tensão a utilizar pelo integrado de forma a gerar a tensão em RECT com uma abordagem eficaz.

Quanto aos condensadores C10 e C11, ligados aos portos de teste TP8 e TP9 respetivamente, são condensadores de *bootstrap*. A sua função é fazer subir a tensão nas entradas do integrado, de forma a subir o valor de tensão que o integrado tem disponível para utilizar na retificação. O seu valor é escolhido de forma genérica de 10nF.

Os adaptadores J2 e J4, ligados também aos portos de teste TP13 e TP14 respetivamente fornecem-nos a possibilidade de referenciar a massa, de forma a podermos ter uma referência quando medirmos qualquer grandeza elétrica no circuito.

### **Módulo emissor bq500410AEVM-085**

O módulo emissor que pretendemos utilizar chama-se bq500410AEVM-085. É um módulo demonstrador de um emissor da tecnologia bqTesla e contém todo o *hardware* e *software* necessários para fazer a ligação a um recetor compatível com a norma Qi. Este apresenta-se num circuito impresso em PCB, com quatro camadas, permitindo um acesso simples e rápido a inúmeros pontos de teste.

Este módulo apresenta-se como um transmissor compatível com a norma Qi, com um *design* do tipo A6. Isto permite-lhe fornecer a possibilidade de posicionamento livre numa área retangular de 7 cm de comprimento e 2.5 cm de largura. À sua entrada requer alimentação de 5V ou de 12V, dispondo também de um *buzzer* para indicar o início da transferência de potência e de leds indicadores do estado de carga da bateria no recetor.

Olhando agora de forma mais concreta para o esquemático do circuito apresentado no manual do utilizador, representado nas Figuras A.5, A.6, A.7, A.10 e A.11, podemos ver que este circuito está dividido em blocos. Assim, quando nos referirmos a um bloco este será identificado pelo identificador do integrado.

É importante notar aqui que temos duas massas distintas: a massa analógica e a massa de potência. Entre estas foram colocadas as “resistências” R67, R68 e R69, cujo valor é apresentado como nulo por serem apenas pontos de contacto entre massas e o objetivo é impedir impactos de variações fortes do valor relativo destas de forma a proteger componentes ou partes do circuito mais sensíveis ao ruído gerado tanto pelos elementos de potência mais elevada, como por efeito das frequências elevadas.

A Figura A.5 mostra o primeiro bloco do esquemático, que contém o microcontrolador.

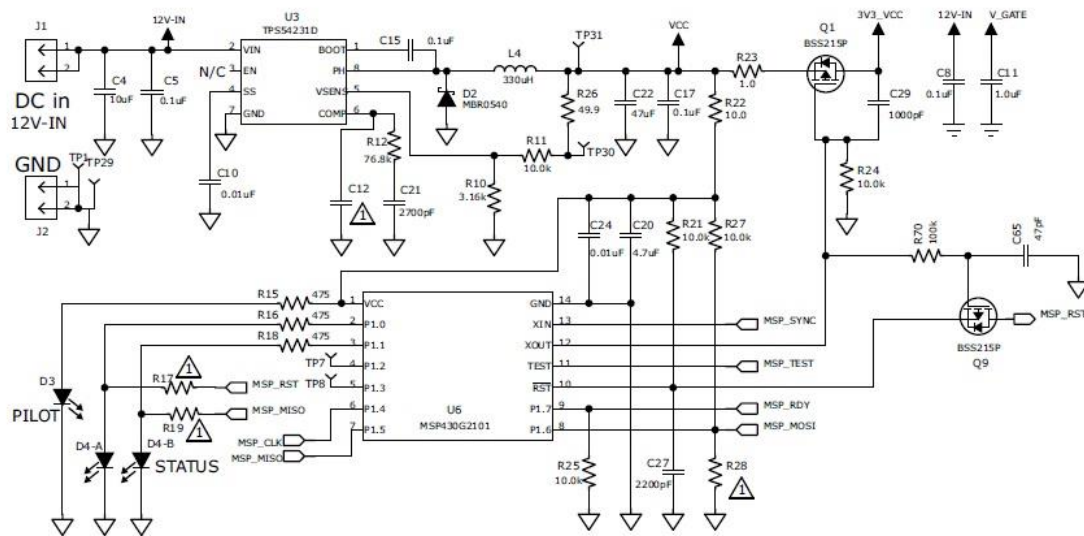


Figura A.5 – Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém o microcontrolador [38].

Começando por olhar para o bloco do circuito que contém o MSP430G2101 (U6), poderemos ver que é no conector J1 que temos a ligação à entrada da alimentação do emissor a 12V. A esta entrada temos ligados os condensadores C4, C5 e C8, bem como o circuito de *drive* da primeira bobine. Os condensadores C4 e C5 fazem a filtragem de efeitos indesejáveis na tensão de entrada, para as frequências mais baixas e as mais altas, respetivamente. Quanto ao condensador C8, a sua função é semelhante, apenas realizando esta filtragem em relação à massa de potência e para frequências mais elevadas.

O integrado U3 é um conversor DC-DC do tipo *Buck* numa configuração semelhante à sugerida no seu diagrama funcional, no qual são utilizados: o condensador C10 para fazer a filtragem dos picos de tensão da massa para o porto SS, os condensadores C12 (não implementados), C21 e a resistência R12 como elementos de compensação, o condensador C15 como condensador de *bootstrapping* (fazendo uso de um díodo de *bootstrapping* interno) [39], as resistências R10, R11 e R26 como um divisor resistivo utilizado para fazer o *sensing* da tensão à saída do integrado e no qual se encontra ligado o porto de teste TP30, e na saída o condensador de *bootstrapping*, um díodo *Schottky* (D2) e um indutor L4 que fazem parte da configuração do regulador. O porto de teste TP31 permite-nos observar o valor da tensão gerada por este bloco [38].

Nesta linha aparecem dois condensadores, um deles de valor elevado C22, e um outro de valor mais reduzido C17, ambos com a finalidade de reduzir o ruído associado à tensão contínua da saída do regulador, o mais baixo reduzindo os efeitos com frequências mais elevadas e o mais alto nas frequências mais baixas. Temos também ligadas as duas resistências R22 e R23. A resistência R23 vai ligar na fonte do transístor Q1 (BSS215P) que fará a ligação pelo dreno a um ponto de ligação à tensão referenciada 3V3\_VCC, e ao condensador C29. Este transístor tem ligado na sua base o condensador C29, as resistências R24, R70 e R27, e o porto XOUT do MSP (U6). Assim, quando a saída XOUT do MSP estiver com valor lógico baixo (aproximadamente 0V), o transístor conduzirá e

colocará no porto 3V3\_VCC uma tensão de 3,3V. Quando esta saída estiver com valor lógico alto, o transistor entrará na zona de corte, deixando de colocar a tensão 3V3 neste porto e deixando de alimentar os restantes circuitos que compõem o emissor. Por outro lado, ligado à resistência R70 temos a porta do transistor Q9, bem como o condensador C65. Neste caso, quando o valor lógico na saída do microcontrolador for baixo, o valor do sinal RST será colocado no porto MSP\_RST. Quando o valor lógico for alto, o transistor deixará de conduzir, entrando na zona de corte, retirando o valor elevado do porto MSP\_RST. Quanto à resistência R22, esta tem um valor reduzido de forma a fornecer ao MSP a tensão de alimentação. Esta tensão é utilizada diretamente no porto VCC deste, bem como pelo porto GND para fazer uma referência à massa, através da filtragem dos efeitos de ruído feita pelos condensadores C20 e C24, e pelos portos de RST e P1.6 para referenciar o valor lógico positivo (para isso são utilizadas também as resistências R21 e C27 para o RST e R27 e R28 para o porto P1.6).

Olhando agora para o MSP430G2101 (U6), este é o responsável por gerar os sinais de controlo e pelos leds indicadores do estado de transferência de potência e carga. Deste modo, utiliza a resistência R15 para polarizar o díodo D3 que indica que o sistema está ligado, as resistências R16 e R18 para polarizarem os leds de estado D4-A e D4-B. Na ligação entre estas resistências e os leds encontram-se também ligados os sinais MSP\_RST e MSP\_MISO através das resistências R17 e R19, respetivamente. Estes sinais são também comuns ao controlador U9 e em conjunto com os sinais MSP\_MOSI, MSP\_RDY, MSP\_TEST e MSP\_SYNC são os responsáveis por fazer a comunicação entre o microprocessador MSP e o controlador da transmissão de potência bq500410A. Destes sinais é essencialmente importante o sinal MSP\_RST uma vez que é o responsável por reiniciar o processo de carga.

Quanto ao bloco ligado ao conector J3 (Figura A.6), este apresenta uma resistência (R30) e três condensadores (C3, C9 e C7) uma vez que se trata da ligação à tensão externa alternativa de 5V. A função destes condensadores e resistência é filtrar os efeitos indesejados nesta tensão de entrada.

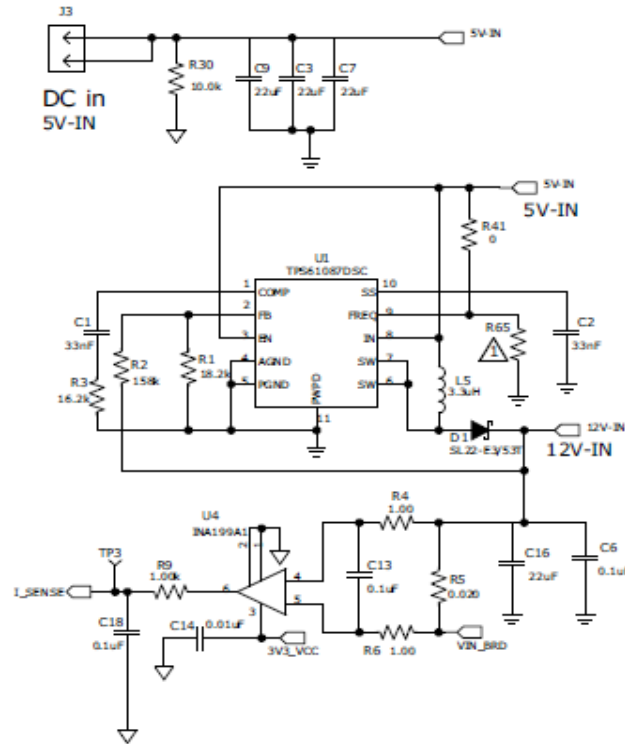


Figura A.6 – Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém os integrados U1 e U4 e a entrada J3 [38].

O bloco que inclui o integrado U1 é um conversor DC-DC do tipo *boost*, uma vez que faz a conversão da tensão de 5V para 12V, fornecendo uma alternativa à ligação do conector J1. Este bloco utiliza uma configuração presente no datasheet do integrado, em que os valores escolhidos são explicados da seguinte forma: R1, L5 e C2 são valores fixos (O valor de C2 é no datasheet de 100nF mas no mesmo este valor é apresentado como uma referência, e o valor de L5 define a frequência de comutação do regulador a 1.2MHz). No que toca a R2, esta é calculada da seguinte forma [34]:

$$R2 = R1 \cdot \left( \frac{V_{out}}{V_{FB}} - 1 \right), \text{ com } V_{FB} = 1.238V \quad (A.3)$$

De onde se obtém:

$$R2 = 18K2 \cdot \left( \frac{12}{1.238} - 1 \right) = 158213\Omega \approx 158K\Omega \quad (A.4)$$

Quanto ao valor de R3, este valor pode ser calculado pela expressão:

$$R3 = \frac{110 \cdot V_{in} \cdot V_{out} \cdot C_{out}}{L \cdot I_{out}} \quad (A.5)$$

Em que o valor de  $C_{out}$  é o valor da capacidade à saída do bloco. No entanto, segundo o *datasheet*, o valor *standard* de 16K $\Omega$  funciona para a maioria das aplicações, pelo que foi este o valor utilizado.

Quanto ao condensador C1, o seu valor é definido em *standard* como 2.7nF, que não se verifica, pelo que o meio de o calcular é através da expressão:

$$C1 = \frac{V_{out} \cdot C_{out}}{7,5 \cdot I_{out} \cdot R3} \quad (A.6)$$

Se tivermos em conta que  $C_{out} \approx 33\mu F$ ,

$$C1 = \frac{12 \cdot 33\mu F}{7,5 \cdot 1 \cdot 16K} = 3.3nF \quad (A.7)$$

No entanto, como se pretende uma largura de banda elevada, também pelo *datasheet* é aconselhada a utilização de valores mais elevados de C1, pelo que faz sentido a escolha de um valor uma ordem de grandeza acima, reduzindo a margem de fase, mas reduzindo o tempo de resposta do integrado.

O bloco ligado ao integrado U4 é o responsável por obter informação acerca da potência fornecida à bobine primária. Este bloco tem os condensadores C16 e C6 apenas para fazer a filtragem da tensão de alimentação, e é no conjunto de resistências R4, R5 e R6 que gera uma tensão usada para comparação entre os 12V e a tensão fornecida ao circuito de *drive* da bobine através do sinal VIN\_BRD. O condensador C13 servirá para provocar um atraso/amortecimento nas variações desta tensão. O integrado U4 é um INA199A1 e é um amplificador operacional, que aqui está alimentado a 3.3V, dando informação lógica sobre as variações da tensão na bobine. Na saída deste amplificador operacional encontramos a resistência R9, bem como o condensador C18, a primeira para limitar a corrente à saída de U4 e C18 para amortecer efeitos bruscos do sinal de tensão I\_SENSE. A informação de I\_SENSE pode ser medida através do porto de teste TP3.

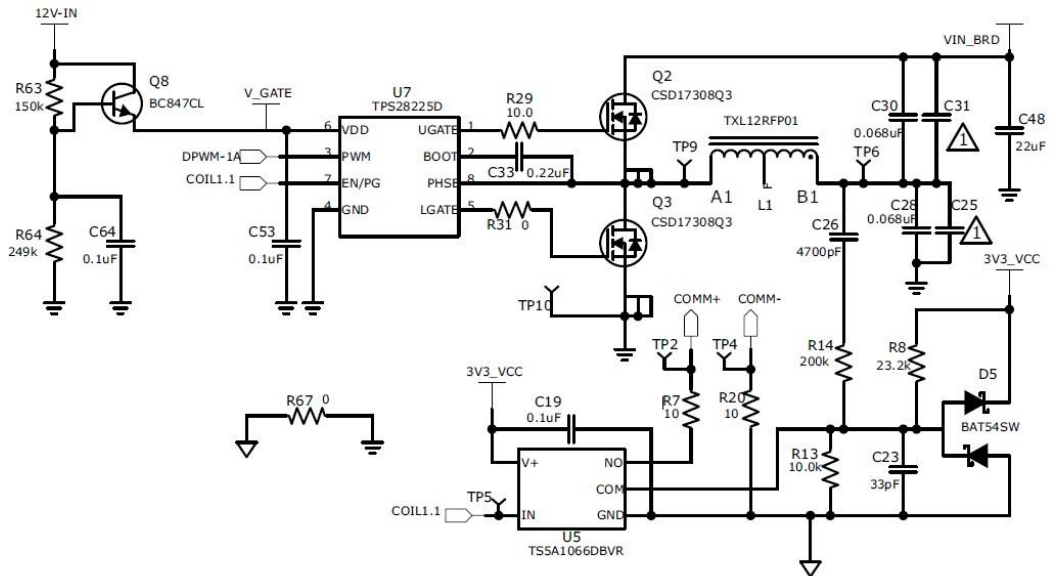


Figura A.7– Bloco do esquemático do módulo bq500410AEVM-085 que contém os integrados U5 e U7 [38].

Na Figura A.7 temos representado o bloco que contém os integrados U5 (TS5A1066DBVR) e U7 (TPS28225D). Vemos que se trata do bloco que faz o *drive* da bobine 1.1. Para cada uma das bobines existe um bloco semelhante a este, sendo escolhido pelo controlador da transmissão um deles através dos sinais COIL1.1, COIL1.2 ou COIL1.3. Neste bloco existe ainda um pequeno grupo de componentes que condicionam a tensão de alimentação para os integrados U2, U7 e U10. Esse bloco é constituído pelo transístor Q8, pelas resistências R63 e R64 e pelo condensador C64. O objetivo deste grupo é colocar uma tensão estável de 7.5V na base do transístor Q8, e consecutivamente, de aproximadamente 6.8V na entrada dos integrados U2, U7 e U10.

O integrado U7 (ou U2 ou U10 de forma semelhante), ao receber o sinal de seleção COIL1.X deve ficar ativo e disponibilizar o sinal DPWM que contém o sinal destinado a fazer o *drive* dos *mosfets* Q2 e Q3. O condensador C33 é um condensador de *bootstrapping* fazendo uso de um diódo interno no integrado, e tem como objetivo fazer subir a tensão na bobine de transmissão. As resistências R29 e R31 fazem aqui a ligação às bases dos transístores de forma a fornecerem-lhes as respetivas tensões de base. A tensão/corrente aplicada na bobine obtém-se portanto da ligação entre os dois transístores que apresentam uma configuração do tipo *push-pull* de forma a fornecerem a corrente necessária para manter a tensão na bobine. A tensão na bobine pode ser obtida através da leitura do porto de teste TP9 referenciado pelo porto TP10 que se encontra ligado à massa (de potência) ou TP6 de forma a permitir conhecer a diferença de potencial efetivamente aplicada na bobine. A este porto estão também ligados os condensadores C25, C26, C28, C30 e C31. Os condensadores C30 e C28 fazem aqui o papel dos condensadores a ligar à bobine para obter o efeito de ressonância. Como as frequências de trabalho variam entre 110KHz e 205KHz, e como as bobines (medição no Instituto de Telecomunicações de Aveiro, com apoio do Engenheiro Hugo Mostardinha) têm valores entre os 12uH (110KHz e 205KHz) e



os 13uH (175KHz) para a bobine central e entre os 13uH (110KHz e 205KHz) e os 14uH (175KHz) para as bobines laterais, o valor da capacidade necessária para atingir a ressonância encontra-se entre a meia centena de nano-Farad e a centena e meia de nano-Farad, tanto para a bobine central como para as laterais. Enquanto o condensador C30 faz a ligação da tensão no porto TP6 para o porto VIN\_BRD, de modo que a informação aqui presente possa ser utilizada e conhecida pelo controlador da transmissão, o condensador C28 faz uma ligação diretamente à massa, sendo este que impõe o valor da capacidade a utilizar. O condensador C48 faz a filtragem da tensão VIN\_BRD. O condensador C26 em conjunto com as resistências R14, R13 e R8 têm aqui a função de acoplar o bloco que contém o integrado U5. Este acoplamento é feito com um filtro passa alto, com frequência de corte a aproximadamente 1KHz (As Figuras A.8 e A.9 mostram um modelo equivalente do filtro e o respetivo diagrama de Bode). É importante ainda ver que a resistência R14, por ter valor bastante elevado, provoca uma elevada atenuação da tensão para o porto COM, pelo que no diagrama de Bode se pode perceber que a amplitude sofrerá este efeito mesmo na banda de passagem ( $H(s)$  é a função de transferência).

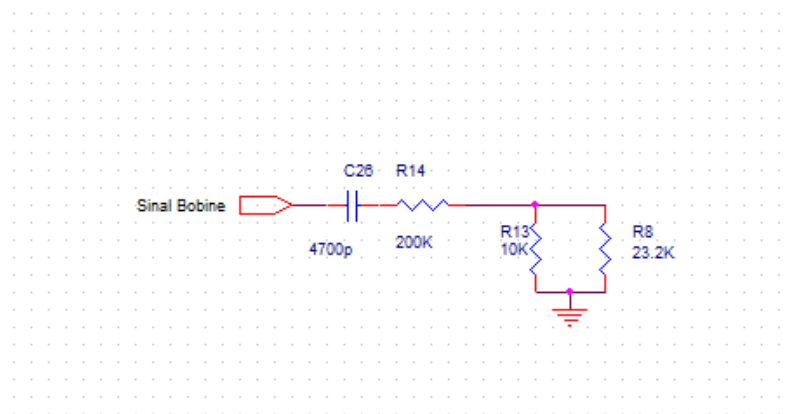


Figura A.8 – Circuito equivalente do filtro passa-alto do qual faz parte o condensador C26

A equação de transferência do filtro será portanto:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{R_7 // R_8}{R_{14} + Z_C + R_7 // R_8} \quad (A.8)$$

Que passando agora ao domínio de Laplace vem:

$$H(s) = \frac{(R_7 // R_8) \cdot C_{26} \cdot s}{1 + (R_7 // R_8 + R_{14}) \cdot C_{26} \cdot s} = \frac{0.033816 s}{(s + 1028)} \quad (A.9)$$

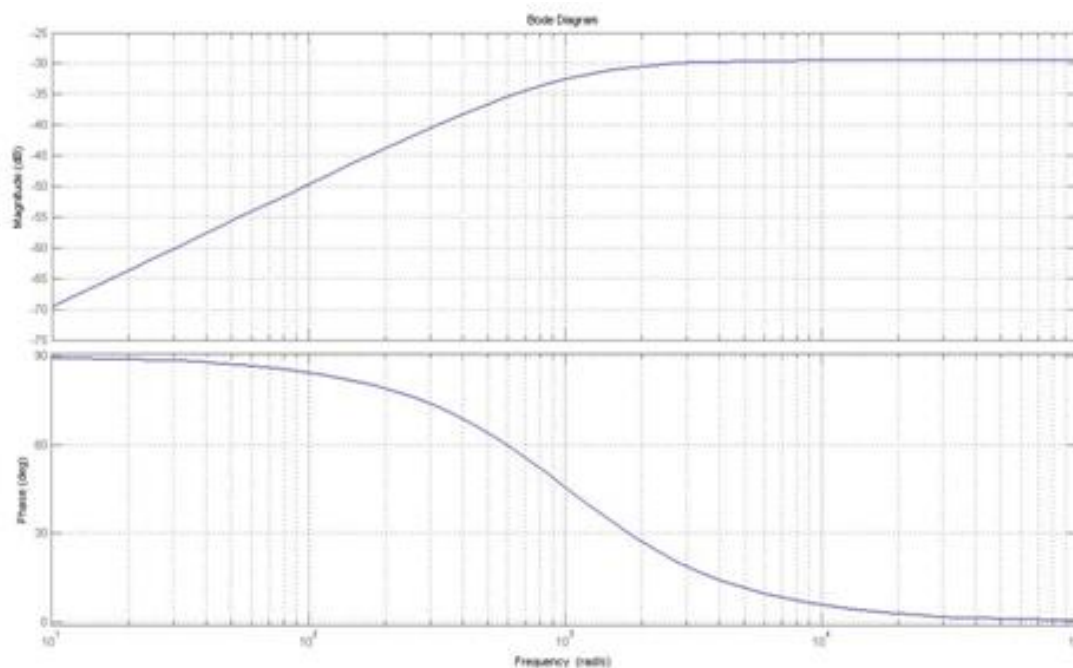


Figura A.9 – Diagrama de Bode do filtro da Figura A.8 (C26) obtido da equação A.9

Na Figura A.9 podemos ver o diagrama de Bode do filtro obtido da equação A.9 através do Matlab, sendo representado em cima o ganho em dB do filtro em função da frequência, e em baixo, fazendo uso da mesma escala de frequência a variação da fase em graus.

No bloco à esquerda da Figura A.7 poderemos encontrar o componente BAT54SW que pode ser entendido como um par de díodos de *Schottky*, e o condensador C23, cujo valor é bastante reduzido, uma vez que a sua aplicação se resume a permitir, em conjunto com a resistência R8 e com os *Schottkys*, limitar a tensão na entrada do porto COM. Com estas variações, o integrado U5, que não é mais do que um *switch* analógico, colocando no porto COMM+, através da resistência R7 e no porto COMM-, através da resistência R20, os sinais que são entendidos como as comunicações. Os portos de teste TP2 e TP4 dão acesso aos sinais COMM+ e COMM-, respetivamente. Por outro lado, O porto ligado na entrada IN do integrado, dá acesso ao sinal de seleção COIL1.1. Por fim, o condensador C19 faz a filtragem da tensão de alimentação do integrado e da massa.

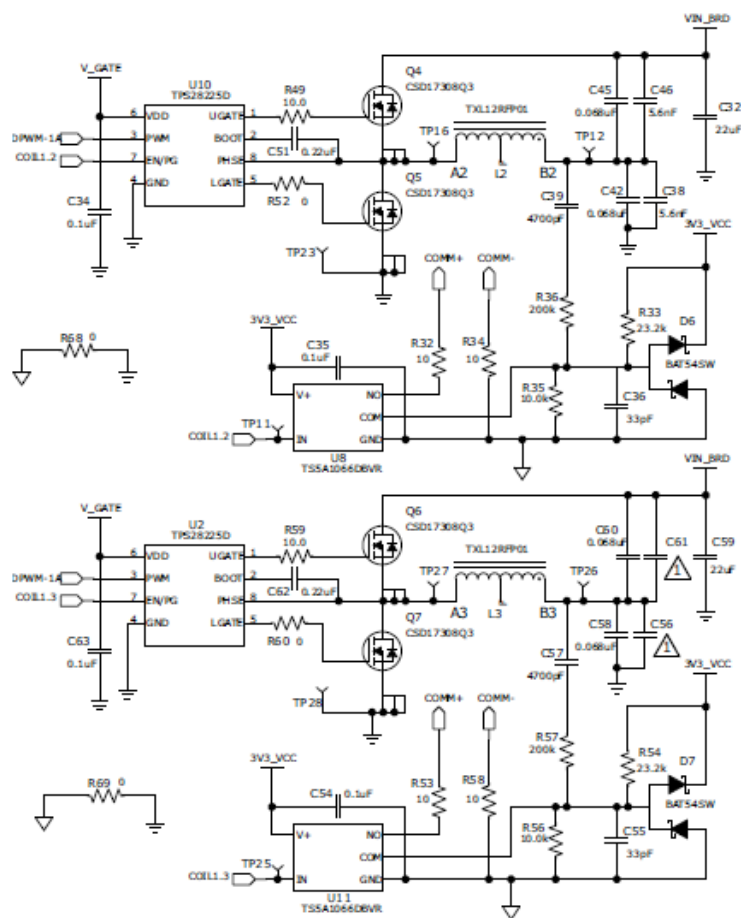


Figura A.10 – Blocos do esquemático contendo os integrados U2, U8, U10 e U11 [38]

Os blocos apresentados na Figura A.10 são semelhantes aos da Figura A.7, apresentando a mesma estrutura, mudando apenas o nome dos componentes, mantendo-se as funcionalidades. A tensão da ligação V\_GATE é obtida do bloco que contém Q8 (Figura A.7).

Olhando agora ao bloco que contém o controlador da transmissão U9 (bq500410A), podemos ver que este recebe informação de praticamente todos os blocos do circuito, e é ele que faz o controlo digital de todo o processo de carregamento, em conjunto com o microcontrolador. Este bloco está representado na Figura A.11.



comunicações. O valor na entrada deste pode ser medido no porto de teste TP14. O valor é aqui obtido através do sinal COMM+, passando por um díodo de *Schottky* D8, e sendo o valor mantido pelo condensador C40 e pela resistência R42.

No porto com o nome V\_IN, cujo fim é determinar a tensão de entrada a escolher, como a tensão considerada de entrada é de 12V (uma vez que é utilizado um regulador *step-up* para subir a tensão na alimentação a 5V, representado na Figura A.6), este porto deve ser ligado à massa. O porto representado com o nome V\_SENSE e é o responsável por captar uma amostra da tensão aplicada na bobine, no nosso caso através da tensão apresentada no sinal VIN\_BRD. É utilizado também para deteção de objetos estranhos ao sistema, e para este porto o *datasheet* aconselha a utilização de um divisor resistivo de 76.8KΩ sobre 10KΩ de forma a reduzir as perdas em repouso. No esquemático o valor das resistências foi reduzido para um quinto do valor, aumentando o valor da corrente em repouso, mas reduzindo fortemente os efeitos do ruído. Foi ainda acrescentado o condensador C37 com o intuito de reduzir a diferença de amplitudes entre o sinal e o amortecimento por parte das comunicações. A Figura A.12 mostra um filtro equivalente ao que contém o condensador C37 na Figura A.11.

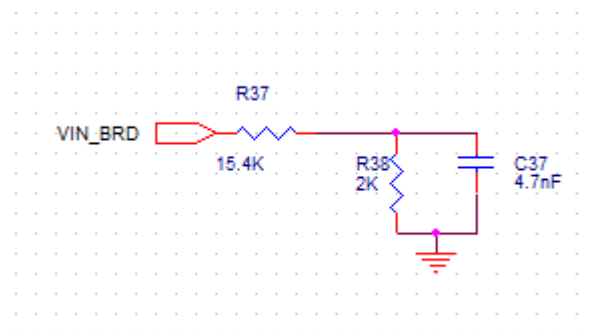


Figura A.12 – Circuito equivalente do filtro passa-baixo do qual faz parte o condensador C37.

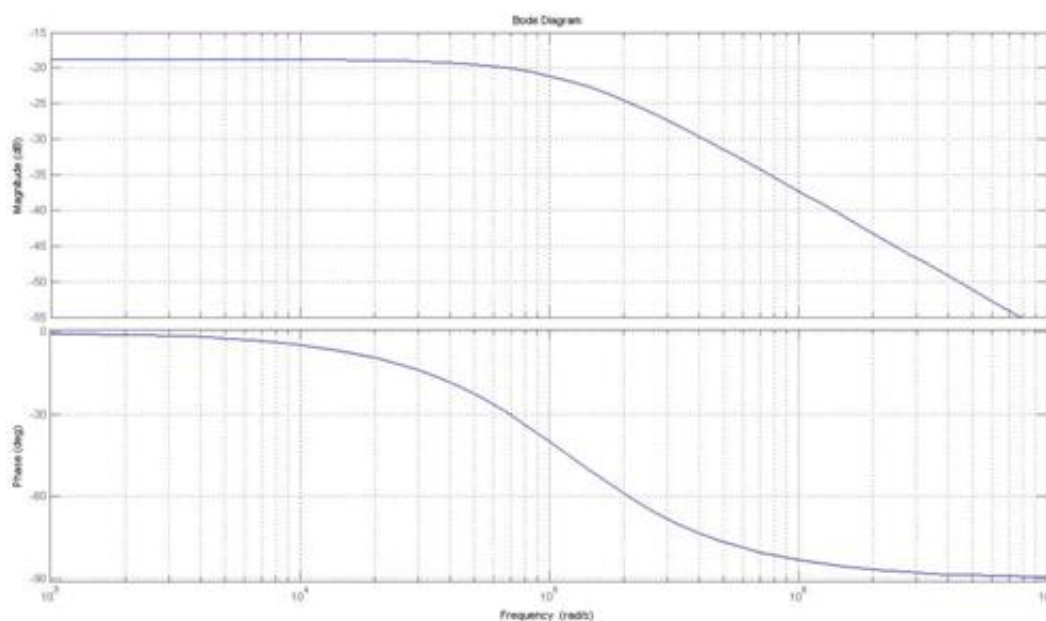
A equação de transferência deste filtro será então:

$$h(t) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{Z_C // R_{38}}{R_{37} + Z_C // R_{38}} \quad (\text{A.10})$$

Que passando ao domínio de Laplace vem:

$$H(s) = \frac{R_{38}}{R_{38} + R_{37} + R_{37}R_{38}C_{37}.s} = \frac{13815.9713s}{(s+120200)} \quad (\text{A.11})$$

Da equação A.11 obtém-se o diagrama de Bode da Figura A.13.



*Figura A.13 – Diagrama de Bode do filtro da Figura A.12 obtido da equação A.11*

Como se pode ver pelo diagrama de Bode da Figura A.13, a atenuação é mais significativa nas frequências do sinal de potência, e menos nas frequências dos sinais de comunicação (filtro passa baixo), mas ainda assim, relativamente baixa. Deste modo, este condensador servirá apenas para fazer um abatimento dos efeitos de frequências mais elevadas.

O porto I\_SENSE (Figura A.11) está ligado ao sinal com o mesmo nome, provindo do bloco de amostragem da corrente na bobine, obtido no bloco que contém o integrado U4. O porto DOUT\_F1A ou FOD encontra-se ligado ao porto de teste TP15 que no nosso caso não vai ter utilidade. A sua função será controlar a leitura inicial da resistência de objetos estranhos ao sistema (FOD).

O porto MSP\_RST/LED1 tem uma dupla função no integrado. Se o porto 25 (MSP\_MOSI/SUP\_EN) estivesse ligado à massa, este apenas teria como função controlar um dos leds indicadores (verde) de estado. Como isto, neste caso, não se verifica, tem a função de comunicar com o microcontrolador, sendo utilizado o sinal com o mesmo nome, para reiniciar o processo de transmissão de potência, uma vez que está associado a um corte na alimentação do restante circuito. Em semelhança a este, o porto MSP\_MISO/LED2 controlaria, do mesmo modo, um outro led de estado (vermelho), servindo aqui, também para comunicar com o microcontrolador. Para ambos os portos, os leds estão implementados, e acenderão sempre que os sinais estiverem com nível lógico alto. Quanto ao porto MSP\_TEST, o sinal com o mesmo nome tem por objetivo perceber a atividade do microcontrolador.

O porto MSP\_CLK é um porto reservado, utilizado para fazer o arranque do supervisor do MSP pelo fabricante. Na mesma linha, os portos de teste TP22 e TP24 são reservados e têm apenas utilidade para o fabricante.

Em seguida temos os quatro portos relativos aos sinais COMM. Estes são os portos responsáveis por realizar a desmodulação dos sinais de comunicação. São ligados em paralelo dois a dois, o sinal COMM+ nas entradas não inversoras COMM\_A+ e COMM\_B+ e o sinal COMM- nas entradas COMM\_A- e COMM\_B-.

Na linha de análise que estamos a utilizar, temos os portos relativos às várias massas do controlador e o porto EPAD que é um porto especial colocado sob o integrado e cuja função é fazer uma referência à massa ao longo de todo o integrado, bem como permitir uma melhor condução de calor para dissipação.

De seguida temos dois portos PMOD\_THR/LOSS\_THR e LED\_MODE ligados a um par de resistências e a dois *jumpers* JP1 e JP2. O primeiro *jumper* tem a função de, quando ligado, ativar a função PMOD (deteção de objeto metálico parasita) com o valor de transição definido pela resistência R40. Quanto ao segundo, define a escolha de um dos modos de utilização dos leds. A Figura A.14 apresenta uma tabela, disponível no datasheet do integrado bq500410A, com os modos possíveis de operação dos leds e a informação que transmitem.

LED CONTROL OPTION	LED SELECTION RESISTOR	DESCRIPTION	LED	OPERATIONAL STATES				
				STANDBY	POWER TRANSFER	CHARGE COMPLETE	FAULT	PMOD or FOD WARNING
0	>36.5 kΩ	LEDs off						
1	42.2 kΩ	Generic	LED1, Green	Off	Blink slow <sup>(1)</sup>	On	Off	Off
			LED2, Red	Off	Off	Off	On	Blink fast <sup>(2)</sup>
2	48.7 kΩ	Generic + standby	LED1, Green	On	Blink slow <sup>(1)</sup>	On	Off	Off
			LED2, Red	On	Off	Off	On	Blink fast <sup>(2)</sup>
3	56.2 kΩ	Generic Opt 1	LED1, Green	Off	Off	On	Off	Off
			LED2, Red	Off	On	Off	Blink fast <sup>(2)</sup>	On
4	64.9 kΩ	Generic Opt 2	LED1, Green	Off	On	Off	Off	Off
			LED2, Red	Off	Off	Off	On	Blink fast <sup>(2)</sup>
	> 75 kΩ	Reserved						

(1) Blink slow = 0.625 Hz

(2) Blink fast = 2.5 Hz

*Figura A.14 – Modos de funcionamento dos Leds no módulo de avaliação bq500410AEVM-085 [15]*

Como a resistência associada R39 tem o valor 42.2K fazendo-se sentir quando o *jumper* está desligado, apenas as opções 0 e 1 são possíveis, ou seja, o *jumper* quando em condução, desliga os leds, e quando em corte, os leds seguirão a opção 1. Isto faz com que o led verde pisque lentamente durante a transferência de potência e esteja continuamente aceso quando o processo de carga estiver terminado. O led vermelho ficará aceso continuamente quando ocorrer um erro no processo de carga, ou piscará rápido quando for detetado um objeto estranho que esteja a impedir o processo de carga.

O porto BUZ\_AC é o responsável por fazer soar um *buzzer* no início da transferência de potência. Este *buzzer* está identificado por BUZ e conta com a resistência R55 para que caia nele a tensão necessária para que gere o som pretendido. O porto BUZZ\_DC não está a ser utilizado, uma vez que tem a mesma função do anterior, mas no

caso de se utilizar um *buzzer* alimentado por tensão contínua, estando no entanto ligado ao porto de teste TP19.

O porto MSP\_MOSI/SUP\_EN/LPWR\_EN tem como utilidade no nosso caso, comunicar com o microcontrolador, tendo a função de impor ao módulo que entre no estado de muito baixa potência (*Low Standby Power*), quando o nível lógico for baixo.

O porto MSP\_RDY também ligado ao microcontrolador pelo sinal com o mesmo nome serve apenas para indicar a disponibilidade do microcontrolador.

De seguida encontramos três portos semelhantes COIL1.1, COIL1.2 e COIL1.3. Estes são os portos que definem a seleção do circuito de *drive* das bobines. Cada um dos sinais com o mesmo nome e origem nos três portos fará o *enable* de um dos circuitos de *drive* de uma bobine, pelo que apenas um se encontra ativo (à exceção da fase de identificação da transmissão). Ainda neste conjunto de portos, encontramos o MSP\_SYNC. Este tem a função que o seu nome sugere, ou seja, comunicar com o microcontrolador de forma a fornecer um meio de sincronização entre os integrados. Ainda neste conjunto, encontramos o porto DPWM\_A responsável por colocar no porto de teste TP17, por intermédio da resistência R50, o sinal DPWM-1A. Este sinal é o responsável por controlar o *duty-cycle* da tensão de gate dos transístores em ponte nos blocos de *drive* das bobines. A resistência R51 encontra-se junto do porto de teste com o intuito de fazer o *pull-down* da tensão do sinal referido.

O porto DOUT\_1B/PMOD tem utilidade apenas no fabricante, sendo que é utilizado para leitura do *threshold* para deteção de objetos parasitas no início da transmissão. Este encontra-se acessível pelo porto de teste TP18.

Os portos PMB\_CLK e PMB\_DATA são reservados ao fabricante. Os portos PMB\_ALERT, PMB\_CTRL têm ligado a si os portos de teste TP20 e TP21 respetivamente e são também portos reservados. O datasheet indica que PMB\_ALERT deve ser ligado à massa, coisa que não se verifica no esquemático.

Quanto aos portos JTAG\_TCLK, JTAG\_TDO, JTAG\_TDI, JTAG\_TMS e JTAG\_TRST são portos associados à entrada JTAG do módulo. São reservados ao fabricante e apenas JTAG\_TRST tem indicação que não deve ser deixado desligado, mas sim ligado com uma resistência de *pull-down* à massa.

Por fim, o porto BPCAP é um porto destinado a permitir a ligação a um condensador de *bypass* para o regulador interno de 1.8V. Deste modo, o condensador utilizado para este efeito é C41.



**Algoritmo de controlo da transmissão de potência nos sistemas Qi**

**1-** Aquando da chegada do  $j$ -ésimo pacote de controlo de erro, o emissor deve calcular a nova corrente na célula da bobine primária

$$t_d^{(j)} = t_a^{(j-1)} \cdot \left[ 1 + \frac{c^{(j)}}{128} \right], \quad (\text{A.12})$$

onde  $t_a^{(j)}$  representa a corrente da célula primária atual obtida em resposta à chegada do pacote de erro anterior, e  $c^{(j)}$  representa o valor do erro de controlo contido no  $j$ -ésimo pacote. (de notar que  $t_a^{(0)}$  representa o valor da corrente inicial da fase de transmissão de potência).

**2-** Se o valor de  $c^{(j)}$  for diferente de zero, o emissor deve ajustar a corrente da célula primária durante um período de tempo  $t_{active}$ . Para este fim, o emissor deve executar um ciclo com os passos seguintes. Para os passos seguintes considera-se ‘ $i$ ’ como o contador de iterações deste ciclo.

**2.1** – O emissor deve calcular a diferença entre a nova corrente de célula primária e a atual como o erro:

$$e^{(j,i)} = t_d^{(j)} - t_a^{(j,i-1)}, \quad (\text{4.13})$$

Onde  $t_a^{(j,i-1)}$  representa a corrente de célula primária determinada na iteração ‘ $i-1$ ’ do ciclo ( $t_a^{(j,0)}$  representa a corrente da célula primária no início do ciclo).

**2.2** – O emissor deve calcular, então, os termos proporcional, derivativo e integrador:

$$P^{(j,i)} = K_p \cdot e^{(j,i)}, \quad (\text{4.14})$$

$$I^{(j,i)} = I^{(j,i-1)} + K_i \cdot e^{(j,i)} t_{inner}, \quad (\text{4.15})$$

$$D^{(j,i)} = K_d \frac{e^{(j,i)} - e^{(j,i-1)}}{t_{inner}}, \quad (\text{4.16})$$

Onde  $K_p$  é o ganho proporcional,  $K_i$  o ganho integral e  $K_d$  o ganho derivativo.  $t_{inner}$  é o tempo necessário para executar uma iteração do ciclo. Considera-se que  $I^{(j,0)} = 0$  e  $e^{(j,0)} = 0$ . O termo integral deverá ser limitado, e se necessário substituído pelo valor limite.

2.3 – O emissor deverá então calcular o somatório dos termos do PID:

$$PID^{(j,i)} = P^{(j,i)} + I^{(j,i)} + D^{(j,i)}, \quad (4.17)$$

Neste cálculo, também o valor do somatório deve ser limitado.

2.4 – O emissor deverá agora calcular o novo valor da variável controlável  $v$  (poderá ser usado o valor da frequência de operação ou o *duty-cycle*) da seguinte forma:

$$v^{(j,i)} = v^{(j,i-1)} - S_v \cdot PID^{(j,i)}, \quad (4.18)$$

Onde  $S_v$  é o fator de escalabilidade que depende da variável controlável. Para além disto,  $v^{(j,0)} = v^{(j-1,i_{max})}$ , com  $v^{(0,0)}$  representando o valor da variável controlável no início da fase de transferência de potência. Se o valor desta variável exceder os limites especificados, o emissor deve conter o efeito, igualando-a ao valor limite.

2.5 – O emissor deverá então aplicar o novo valor da variável controlável à unidade de conversão de potência.

2.6 – O emissor deverá calcular o valor da corrente da célula primária  $t_a^{(j,i)}$ .

O número máximo de iterações do ciclo  $i_{max}$  e do tempo de ciclo  $t_{inner}$  necessários para executar uma única iteração devem satisfazer a seguinte relação:

$$i_{max} \cdot t_{inner} = t_{active}, \text{ com } 1ms \leq t_{inner} \leq 5ms \quad (4.19)$$

3- – O emissor deverá determinar a corrente da célula primária  $t_a^{(j)}$  exatamente no momento  $t_{delay} + t_{active} + t_{settle}$  após o fim do  $j$ -ésimo pacote de erro.