



DISSERTAÇÃO

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica

Nó Sem Fios Ubíquo

Luís Filipe Ferreira Maduro

Leiria, Novembro de 2013



DISSERTAÇÃO

Mestrado em Engenharia Eletrotécnica - Ramo de Eletrotécnica e
Telecomunicações

Nó Sem Fios Ubíquo

Luís Filipe Ferreira Maduro

Dissertação de Mestrado realizada sob a orientação do Professor António Manuel de Jesus Pereira, Professor da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria e co-orientação do Professor Luís Miguel Moreira Mendes, Professor da Escola Superior de Tecnologia e Gestão do Instituto Politécnico de Leiria.

Leiria, Novembro de 2013

*Dedico este trabalho aos meus pais e
à minha namorada pelo incansável
apoio e pela compreensão da minha
constante indisponibilidade.*

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Agradecimentos

Ao longo desta difícil mas estimulante etapa da minha vida intervieram, direta ou indiretamente, diversas pessoas e entidades às quais desejo expressar os meus sinceros agradecimentos.

Em primeiro lugar gostaria de agradecer ao Professor António Manuel de Jesus Pereira, na qualidade de orientador desta dissertação de mestrado e ao Professor Luís Miguel Moreira Mendes, na qualidade de co-orientador, pela sua inteira disponibilidade, por todo o apoio prestado, pelo ótimo ambiente de trabalho e pelo elevado grau de exigência que sempre pautou a sua atuação.

Em segundo lugar quero também mostrar a minha profunda gratidão ao meu pai, Carlos Maduro, e a minha mãe, Lídia Maduro, pelo apoio dado ao longo deste percurso académico e à minha grande amiga e namorada Daniela Furet pela compreensão e paciência que teve para comigo durante este período de constante indisponibilidade.

Gostaria de agradecer à Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Leiria e ao INOV INESC Inovação pelo apoio prestado e pelas condições de trabalho.

Quero também agradecer ao Eng. Filipe Felisberto, parceiro de trabalho, graças a ele e às nossas discussões construtivas grande parte das técnicas inovadoras apresentadas aqui não existiriam.

Por último, agradeço aos colegas do Departamento de Engenharia Eletrotécnica da Escola Superior de Tecnologia e Gestão de Leiria, e a todos os meus amigos em geral, por toda a amizade, apoio e incentivo.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Nota Prévia

A presente dissertação foi realizada no seio do INOV INESC Inovação e do Centro de Investigação em Informática e Comunicações (CIIC) do Instituto Politécnico de Leiria (IPL) integrando o esforço de investigação do projeto *Elder Care*.

Do trabalho efetuado nesta dissertação resultou a seguinte publicação:

- A. Pereira, F. Felisberto, L. Maduro, and M. Felgueiras, “*Fall Detection on Ambient Assisted Living using a Wireless Sensor Network*” *Advances in Distributed Computing and Artificial Intelligence*, vol. 1, no. 1, pp. 63 - 72, 2012.

Durante o decorrer da dissertação, o desenvolvimento e resultados da mesma foram apresentados nos seguintes eventos:

- Apresentação no Colégio de São Miguel com o tema “Redes Sensoriais” no dia 29 de Outubro de 2012;
- *Workshop* de Redes e Serviços de Nova Geração na Escola Superior de Tecnologia e Gestão no dia 23 de Janeiro 2013.

Por outro lado, este trabalho identificou um conjunto de questões relacionadas com a gestão de energia em nós sensoriais que levaram à criação de novos projetos de licenciatura.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Resumo

Os avanços tecnológicos nos semicondutores, micro eletrotécnica de baixo consumo e comunicações sem fios permitiram o nascimento de novas redes de sensores sem fios. Estes avanços nas redes de sensores sem fios permitiram também a abertura de novas oportunidades na área da saúde. Exemplos disso são dispositivos que cuidam do paciente enquanto este está no conforto da sua casa.

O campo dos nós sensoriais sem fios não é novo mas a grande parte dos equipamentos existentes no mercado utilizam microcontroladores de 8 e 16 bit, poucos utilizam os modernos e mais eficientes microcontroladores de 32 bit.

Este documento tem por objetivo apresentar um equipamento inovador que através do uso dos modernos microcontroladores de 32 bit abrirá portas para novas aplicações deste tipo de equipamentos, permitindo que estes possam efetuar cálculos mais complexos embora mantendo a eficiência energética e em alguns casos melhorar os consumos quando comparado com os microcontroladores de 8 e 16 bit.

Com este equipamento pretende-se que os nós sensoriais sem fios não sejam um simples sistema que adquire e envia dados mas tornar estes equipamentos inteligentes e capazes de tomar decisões autonomamente.

Palavras-chave: nós sensoriais, sensores, ARM, gestão de energia, duplo microcontrolador

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Abstract

The technological advances in semiconductors, low-power microelectronics and miniaturization, wireless communications and networks have enabled the appearance of a new generation of wireless sensor networks. Advances in wireless sensor networks have opened up new opportunities in health care systems. Examples of areas in which future medical systems can benefit the most from wireless sensor networks are in-home assistance, smart nursing homes and clinical trial and research augmentation.

While there is already a big number of wireless sensor nodes designed with the intention of providing a platform that can be easily deployed for testing purposes, the great majority of them uses 8 bit and 16 bit microcontrollers and few of them use more complex and evolved 32 bit microcontrollers. In this document will be present an innovative wireless node that through the use of a modern 32 bit microcontroller that enables the usage of otherwise impracticable advanced operations like complex filtering and advanced algorithms. Even with the added capabilities this node is still capable of not only attaining the same battery efficiency as the nodes based on simpler 8 bit and 16 bit microcontrollers, but in some scenarios obtaining levels of efficiency higher than those same nodes thanks to it's newer and more complex instruction set.

With these improvements it is hoped to enable solutions to evolve beyond simple gathering and relaying of data into more advanced solutions capable of analyzing themselves that said data and taking independent decisions, becoming a true intelligent wireless sensor network.

Keywords: wireless node, sensors, ARM, power management, dual microcontroller

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Lista de Figuras

Figura 2.1	Evolução etária da população europeia até 2060.	5
Figura 2.2	<i>Virtenio Preon32</i>	8
Figura 2.3	<i>Willow TelosB</i>	10
Figura 2.4	<i>Libelium WaspMote</i>	12
Figura 2.5	Gráficos comparativos das correntes consumidas e área ocupada do <i>Preon32</i> , <i>TelosB</i> e <i>WaspMote</i>	13
Figura 2.6	Gráfico comparativo das correntes consumidas pelos microcontroladores mais utilizados no mercado.	17
Figura 2.7	Dados comparativos de uma multiplicação de dois números inteiros de 16 bit.	17
Figura 2.8	Gráfico comparativo de consumos em função do tempo de operação em modo normal considerando um tempo de repetição de 20 ms.	19
Figura 3.1	Arquitetura do NSFU.	25
Figura 3.2	Arquitetura do módulo de gestão de energia.	26
Figura 4.1	Dimensões físicas do NSFU.	32
Figura 4.2	Camadas do PCB do NSFU.	33
Figura 4.3	Condicionamento de sinal da resistência de <i>sense</i>	37
Figura 4.4	Resposta do filtro às diferentes condições do sinal de entrada.	37
Figura 4.5	Controlo de alimentação externa por MOSFET.	43
Figura 4.6	Localização dos conectores.	44
Figura 5.1	Conversor corrente-tensão utilizado para medição de correntes consumidas pelo sistema.	50
Figura 5.2	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de $23,5\Omega$	54
Figura 5.3	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de 47Ω	55
Figura 5.4	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de 100Ω	56

Figura 5.5	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de $470\ \Omega$	57
Figura 5.6	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em <i>Sleep</i>	58
Figura 5.7	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em <i>Stop</i>	59
Figura 5.8	Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em <i>Standby</i>	60
Figura 5.9	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 1.	65
Figura 5.10	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 2.	67
Figura 5.11	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 3.	68
Figura 5.12	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 4.	70
Figura 5.13	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 5.	72
Figura 5.14	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 6.	74
Figura 5.15	Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 7.	77

Lista de Tabelas

Tabela 2.1	Correntes do <i>Preon32</i>	8
Tabela 2.2	Correntes do <i>TelosB</i>	9
Tabela 2.3	Correntes do <i>WaspMote</i>	10
Tabela 2.4	Características das plataformas <i>Preon32</i> , <i>TelosB</i> e <i>WaspMote</i>	11
Tabela 2.5	Correntes consumidas pelos microcontroladores mais utilizados no mercado.	16
Tabela 2.6	Energia consumida pelos microcontroladores para realizar a operação de multiplicação de dois números de 16 bit.	19
Tabela 4.1	Tabela de verdade do TPS2115A.	35
Tabela 5.1	Resultados dos testes da fonte de alimentação.	52
Tabela 5.2	Dados estatísticos relativos à Tabela 5.1.	53
Tabela 5.3	Resumo dos testes efetuados para atestar técnicas de redução de energia.	63
Tabela 5.4	Resumo dos testes efetuados para atestar técnicas de redução de energia (continuação).	64

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Índice

Dedicatória	i
Agradecimentos	iii
Nota Prévia	v
Resumo	vii
Abstract	ix
Lista de Figuras	xi
Lista de Tabelas	xiii
Índice	xv
Acrónimos	xvii
1 Introdução	1
2 Estado da Arte	5
2.1 Dispositivos para Redes Sensoriais	7
2.1.1 <i>Virtenio Preon32</i>	7
2.1.2 <i>Willow Technology TelosB</i>	8
2.1.3 <i>Libelium WaspMote</i>	9
2.1.4 Análise Comparativa das Plataformas Enumeradas	10
2.2 <i>Wireless Body Sensor</i>	14
2.2.1 Arquitetura	15
2.3 Impacto do Microcontrolador no Desempenho Energético dos Nós Sensoriais	15
2.4 Impacto dos Periféricos e Sensores nos Nós Sensoriais	20
2.5 Impacto do Tipo de Processamento no Nós Sensoriais	20
3 Nó Sem Fios Ubíquo	23

3.1	Especificações	23
3.2	Arquitetura	24
3.2.1	Microcontrolador	24
3.2.2	Gestão de Energia	25
3.2.3	Conversor I ² C para 1-Wire	27
3.2.4	Módulo de Comunicação Sem Fios	28
3.2.5	Memória de Armazenamento Não Volátil	28
3.2.6	Barramento de Comunicação Externo	28
3.3	Análise e Conclusões	28
4	Dimensionamento do Sistema	31
4.1	Placa de Circuito Impresso	31
4.2	Microcontrolador	34
4.3	Gestão de Energia	34
4.3.1	Seletor da Fonte de Energia	35
4.3.2	Monitorização da Bateria	36
4.3.3	Carregador da Bateria	37
4.3.4	Conversor DC/DC	38
4.3.5	Circuito de Controlo ON/OFF	42
4.4	Controlo de Alimentações dos Periféricos Externos	43
4.5	Esquema Mecânico	44
4.6	Sistema de Duplo Microcontrolador	45
4.7	Análise e Conclusões	45
5	Testes ao Sistema	47
5.1	<i>Firmware</i>	48
5.1.1	Ferramentas de Programação	48
5.1.2	Bibliotecas Usadas / Criadas	49
5.2	Condições dos Testes	50
5.3	Testes Efetuados	51
5.3.1	Fonte de Alimentação	51
5.3.2	Técnicas de Redução de Energia	61
5.3.3	Análise e Conclusões	76
6	Conclusões	79
	Referências	83

Acrónimos

ADC Analog-to-Digital Converter

API Application Programming Interface

ARM Advanced Reduced Instruction Set Computer

CAN Controller Area Network

CMOS Complementary Metal-Oxide-Semiconductor

CMSIS Cortex Microcontroller Software Interface Standard

CRC Cyclic Redundancy Check

DAC Digital-to-Analog Converter

DMA Direct Memory Access

EEPROM Electrically Erasable Programmable Read-Only Memory

EMI Electromagnetic Interference

GPIO General Purpose Input/Output

I²C Inter-Integrated Circuit

IDE Integrated Development Environment

LDO Low-Dropout Regulator

MAC Medium Access Control

MDK-ARM Microcontroller Development Kit for ARM

MEMS Micro-Electro-Mechanical Systems

MOSFET Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor

NSFU Nó Sem Fios Ubíquo

PC Personal Computer

PCB Printed Circuit Board

PHY Physical Layer

RF Rádio Frequência

RISC Reduced Instruction Set Computer

RTC Real-Time Clock

RX Reception

SEPIC Single-Ended Primary-Inductor Converter

SoC System-on-Chip

SPI Serial Peripheral Interface

TX Transmission

USART Universal Synchronous/Asynchronous Receiver/Transmitter

USB Universal Serial Bus

WDT Watchdog Timer

Capítulo 1

Introdução

Avanços tecnológicos feitos nos *Micro-Electro-Mechanical Systems* (MEMS) e na tecnologia *Complementary Metal-Oxide-Semiconductor* (CMOS) levaram ao aparecimento de novos semicondutores de mais baixo consumo e de menores dimensões o que impulsionou novos microcontroladores mais eficientes.

Esses avanços têm sido bastante notórios nas áreas da eletrotécnica de consumo, como por exemplo *smartphones*, onde os utilizadores querem cada vez mais processamentos nos seus terminais e ao mesmo tempo querem que a sua autonomia também aumente. Estas duas características são antagónicas, se existe a necessidade de aumentar o processamento isso é possível, mas de alguma forma os consumos vão aumentar. É aqui que se nota os avanços tecnológicos pois é possível aumentar o processamento e pelo menos manter o consumo graças a estes avanços nas tecnologias de fabrico de semicondutores.

Tendo em conta este vasto mercado que impulsiona fortemente a tecnologia consegue retirar noções e técnicas e passar estas técnicas para os equipamentos de baixo consumo, tais como nós sem fios que são elementos constituintes de redes sensoriais sem fios. Estes equipamentos cada vez mais vão fazer parte da sociedade, em áreas como cuidados médicos, monitorização ambiental, deteção de intrusões, entre outros.

Ao contrário dos *smartphones*, que quando o utilizador vai descansar pode colocar o equipamento a recarregar, os nós sensoriais necessitam de ter uma autonomia bastante elevada, ao contrário dos *smartphones*. Idealmente deveriam ter autonomia na ordem dos anos e não dias e até mesmo horas como os *smartphones*.

O conceito de ubiquidade é um conceito relativamente recente, com a ubiquidade pretende-se que um equipamento esteja presente sempre que necessário ou que pode servir vários propósitos. Neste documento pretende-se apresentar um nó sem fios que se encaixe no conceito de ubiquidade. Este pode ser utilizado para aquisição sensorial ou atuação e pretende melhorar a plataforma existente bem como colmatar lacunas em produtos já existentes no mercado. O objetivo é obter um produto final a nível de

hardware, mas sendo esta uma plataforma ubíqua não é possível, nem é esse o objetivo, ter um *firmware* que seja um produto final. Pretende-se uma base sólida tanto a nível de *hardware* como a nível de ferramentas para desenvolvimento de produtos baseados neste nó, sendo este o primeiro objetivo.

Como segundo objetivo pretende-se aplicar a esta plataforma sensores inerciais e realizar testes a diversas técnicas para isolar e reduzir consumos de energia para que com estes dados aplicações futuras possam ser melhoradas e consumir menos energia realizando as mesmas tarefas.

Na área das redes sensoriais existem vários termos associados, mas aqueles que são mais utilizados são os nós e os nós sensoriais. Uma rede sensorial sem fios é constituída por nós ou nós sensoriais sem fios, sendo que aqueles a que se chama de nós são equipamentos que só por si não são capazes de realizar qualquer aquisição sensorial, não são capazes de medir qualquer grandeza; ao contrário destes, os nós sensoriais já contêm algum tipo de sensor embutido, já têm a capacidade medir uma ou mais grandezas.

Em jeito de uma breve apresentação dos resultados, diversos testes irão demonstrar que a maioria do consumo de um equipamento deste género não vêm do processamento mas sim dos sensores em si. Mais se pode afirmar que o processamento de dados no nó é mais económico energeticamente do que enviar os dados para o exterior deste. Por fim uma técnica com dois microcontroladores é testada e demonstrado que em determinadas condições é vantajoso ter um sistema de duplo microcontrolador apresentando ganhos na ordem dos 29%. Dado estas e muitas outras conclusões que irão ser retiradas, existe a necessidade de separar o que são nós e o que são nós sensoriais. dado que os sensores têm um grande peso no consumo.

Este documento está organizado da seguinte forma: o Capítulo 2 irá apresentar plataformas existentes no mercado, os seus pontos fracos e fortes, a plataforma atualmente em uso, o *Wireless Body Sensor* referindo as lacunas encontradas, passando pelo estudo da evolução dos microcontroladores de 8 e 16 bit para 32 bit, melhoria da eletrónica envolvente ao microcontrolador que permitem poupanças de energia e finalmente as técnicas utilizadas atualmente em sistemas multi-núcleo também para poupança de energia; o Capítulo 3 dá então a conhecer esta nova plataforma denominada de Nó Sem Fios Ubíquo e onde é feita uma apresentação qualitativa da plataforma e da sua arquitetura; seguidamente no Capítulo 4 é apresentado todo o dimensionamento do sistema, desde placa de circuito impresso, microcontrolador, fonte de alimentação e gestão de energia, sistema de controlo de alimentação de periféricos externos e por fim o sistema de duplo microcontrolador e um pequeno esquema mecânico da plataforma; posteriormente serão apresentados todos os testes efetuados ao sistema, tanto a nível de fonte de alimentação como a nível de consumo de energia do sistema em diversas

configurações; por fim o Capítulo 6 apresenta as conclusões, e melhorias que devem ser realizadas para melhorar o consumo de energia da plataforma.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 2

Estado da Arte

Devido à evolução etária a população está a envelhecer rapidamente, sendo essa evolução mais significativa nos países desenvolvidos. Um estudo do *Eurostat* prevê que a percentagem de pessoas com mais de 65 anos de idade irá passar 17,37% em 2010 para 29,54% em 2060, resultados esses que estão presentes na Figura 2.1 [1, 2].

A adoção de novas tecnologias ajudam a superar as dificuldades que estão inerentes à população mais envelhecida, que podem começar a demonstrar problemas de locomoção ou até mesmo doenças súbitas. Estas novas tecnologias podem ser utilizadas como uma ajuda ao dia a dia, podendo detetar, por exemplo, quedas associadas aos problemas de locomoção ou detetar anomalias cardíacas, tornando o ocorro dos idosos que vivam sozinhos mais célere.

Os avanços nas redes sensoriais sem fios permitiram a criação de equipamentos para monitorizar a saúde de um paciente quando, por exemplo, este está sozinho em sua casa. Esses avanços são também impulsionados pela evolução ao nível da integração de eletrónica nos semicondutores permitindo assim construir equipamentos bastante mais pequenos e de menores consumos, de forma a que não interfiram com o quotidiano da

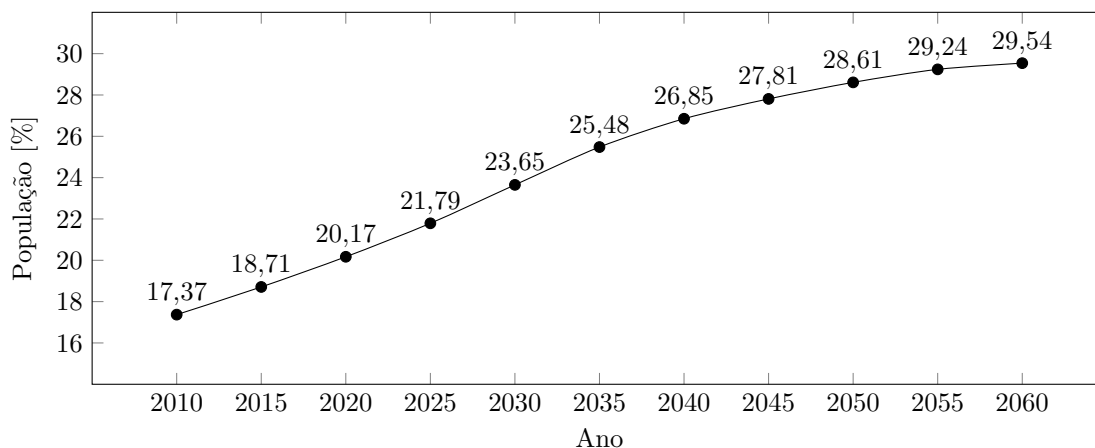


Figura 2.1: Evolução etária da população europeia até 2060.

pessoa que está a ser monitorizada [3, 4, 5].

As redes sensoriais sem fios, também conhecidas como redes de área pessoal ou também redes corporais, estão a evoluir constantemente, principalmente na capacidade de obtenção de vários tipos de dados da pessoa a ser monitorizada. Os sensores são colocados na periferia da pessoa (no limite poderá vir a existir roupa onde podem ser embutidos centenas de sensores) podendo estes, por exemplo, detetar quedas, recolher dados vitais, por exemplo, ritmo cardíaco, oxigenação sanguínea, temperatura corporal, entre outros, ou até saber exatamente onde a pessoa está através de geolocalização. Estando estas informações (dados vitais e/ou geolocalização) à disposição é então possível que um hipotético sistema central alerte os cuidados médicos indicados para a situação em causa. Tendo em conta todas estas possibilidades, os nós sensoriais são o elemento vital neste sistema que no limite pode salvar vidas humanas.

Neste capítulo apresenta-se algumas das plataformas atuais existentes no mercado. Para além disto é descrito o trabalho realizado no projeto *Wireless Body Sensor*, desenvolvido no âmbito do projeto de licenciatura do autor do presente documento e por fim as melhorias a incorporar no novo nó.

Para que as plataformas sejam analisadas de modo coerente, existe a necessidade de estipular os modos de gestão de energia que estas permitem. Os microcontroladores presentes nestas plataformas permitem modos de funcionamento que dão diferentes níveis de consumo de energia mas que por sua vez também perdem funcionalidades. Os modos são os seguintes:

Modo normal Este é o modo de funcionamento considerado normal, ou seja, todos os periféricos e núcleo estão a receber os sinais de relógio e estão a ser executadas instruções.

Modo *sleep* Este é um modo intermédio que os microcontroladores possuem. Neste modo, de forma geral, os periféricos continuam a receber sinal de relógio mas o núcleo está desligado (não existem instruções serem executadas). Ainda assim, como os periféricos estão a receber sinal de relógio e em funcionamento, estes são capazes de colocar o núcleo em funcionamento normal se necessário. Agentes externos ao microcontrolador também são capazes de o fazer retomar o seu modo normal de funcionamento.

Modo *stop* Este é o modo mais económico energeticamente. Neste modo, o núcleo e os periféricos não estão a receber sinais de relógio logo não estão em funcionamento. Para poder retomar o normal funcionamento, o microcontrolador, tipicamente, necessita de um agente externo que intervenha num determinado pino ou num conjunto de pinos.

2.1 Dispositivos para Redes Sensoriais

Nesta secção são apresentados alguns dos sistemas existentes no mercado, e como referido anteriormente, apenas são descritas as plataformas mais relevantes e mais recentes.

2.1.1 *Virtenio Preon32*

A *Virtenio GmbH* foi fundada em Julho de 2010 como uma *spin-off* tecnológica da Universidade Técnica de Berlim [6].

O nó sensorial *Preon32* é a solução desta empresa para entrar na área das redes sensoriais. Este equipamento foi criado com o intuito de ser uma plataforma universal tanto para aquisição como para atuação em redes sem fios de curto alcance. Este nó é composto por um microcontrolador de arquitetura ARM *Cortex M3* (32 bit), um transmissor-recetor de RF com a camada física (PHY) e a camada de ligação (MAC) compatíveis com o standard IEEE802.15.4 bem como uma memória do tipo *flash* para armazenamento de dados [7].

O *Preon32* tem um sistema operativo inovador que permite programar o nó numa linguagem de programação orientada a objetos como por exemplo o Java. Para que seja possível programar o dispositivo em Java, o fabricante disponibiliza uma máquina virtual para o sistema embebido, neste caso o ARM *Cortex M3*. O *firmware* é desenvolvido num PC como se este fosse correr numa máquina virtual Java num computador normal e posteriormente é enviado o ficheiro compilado em Java para o microcontrolador, que por sua vez já tem a máquina virtual interna e é capaz de correr este *firmware* [8]. A máquina virtual embebida está construída de forma a que esta tenha acesso a todos os periféricos do sistema.

O microcontrolador presente neste nó tem disponível protocolos de comunicação tais como: CAN, I²C, SPI e USB bem como múltiplos GPIO, ADC e DAC, sendo que os conversores têm uma resolução de 12 bit.

A nível de consumo energético este nó não tem disponível no seu documento técnico a energia total consumida pelo sistema, tendo só disponível as correntes consumidas referentes ao microcontrolador e à interface de RF, sendo estas apresentadas na Tabela 2.1 [8]. Para que a representação numérica seja mais simples, as correntes de *Stop* e *Sleep* do módulo de RF foram desprezadas por serem cerca de 1300 vezes inferiores à corrente do microcontrolador.

Por fim este nó tem por dimensões físicas 27,5 x 19 x 3,3 mm [8]. Este nó foi utilizado em [9] que tem por objetivo monitorização vulcânica e estimação do hipocentro sísmico. Outro exemplo da utilização deste dispositivo pode ser encontrado em [10] que tem por objetivo o estudo de decisões entre máquinas e inteligência artificial.

Módulo	<i>Stop</i>	<i>Sleep</i>	Normal
Microcontrolador	26 μ A	1,3 mA	28,3 mA
Transceptor de RF	20 nA	-	14 mA (TX) - 12,3 mA (RX)
Total	\approx 26 μ A	\approx 1,3 mA	42,3 mA (TX) - 46,6 mA (RX)

Tabela 2.1: Correntes do *Preon32*.

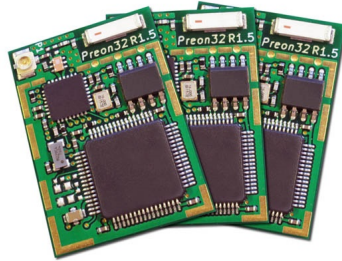


Figura 2.2: *Virtenio Preon32*.

Na Figura 2.2 pode ser observada uma imagem meramente representativa do nó descrito nesta secção [6].

2.1.2 *Willow Technology TelosB*

Willow Technology é um fornecedor líder na área de redes de sensores sem fios e sensores MEMS inerciais para navegação e controlo [11]. O nó sensorial *TelosB* faz parte do portefólio desta empresa, foi criado com o intuito de permitir à comunidade científica acesso a tecnologia de vanguarda na área dos nós sensoriais. Sendo de código aberto, o *TelosB* dá total liberdade aos cientistas, tanto a nível de *software* como a nível de *hardware* [11].

Este equipamento permite a programação via USB, dispensando assim um programador dedicado para microcontroladores, tem um transceptor compatível com a norma IEEE802.15.4 com uma antena integrada na placa de circuito impresso, retirando a necessidade de instalar uma antena externa [12].

Existem duas versões deste equipamento: uma versão não tem qualquer sensor embutido, sendo que neste caso passa a ser apenas um nó; outra versão já com vários sensores embutidos na placa, sendo que este já pode ser considerado um nó sensorial. O microcontrolador existente neste equipamento é da família MSP430 (16 bit) da *Texas Instruments*, sendo que no documento técnico não é especificado o modelo exato. Ligado a este microcontrolador tem também uma memória externa para armazenamento de dados. A nível de sistema operativo, este nó sensorial utiliza o sistema operativo *TinyOS*, sendo que também este é completamente de código aberto [12].

A linguagem de programação, e tendo em conta que está um sistema operativo em cima da camada de *hardware*, é uma linguagem derivada do C, a sintaxe é semelhante mas existem novas palavras reservadas que são específicas ao sistema operativo. A nível de corrente consumida este nó não tem disponível no seu documento técnico a corrente total do sistema, tendo só disponível as correntes consumidas referentes ao microcontrolador e à interface rádio. A Tabela 2.2 resume os dados relativos às correntes [12].

Por fim este nó tem por dimensões físicas 65 x 31 x 6 mm, sendo que ambas as versões têm as mesmas dimensões. Este nó foi utilizado em trabalhos como [13] ou [14]. Na Figura 2.3 pode ser observada uma imagem meramente representativa do nó descrito nesta secção [12].

2.1.3 *Libelium WaspMote*

A empresa *Libelium*, espanhola, tem como principal objetivo criar sistemas de aquisição remota de dados para a *Internet of Things*. Com o *WaspMote*, a *Libelium* oferece um equipamento poderoso, modular, fácil de programar e sobretudo é totalmente de código aberto. O maior foco de trabalho desta empresa é criar sistemas que possam criar cidades inteligentes com produtos que tenham um tempo de desenvolvimento muito reduzido [15].

O microcontrolador que está presente neste equipamento é um ATmega1281 (8 bit) da *Atmel*. Embora este nó já tenha alguns sensores (temperatura e acelerómetro) incorporados na sua placa base, tem também vários conectores para interligar várias placas com uma grande panóplia de sensores [16].

Este nó não tem qualquer sistema operativo por cima da camada de *hardware*, sendo que a *Libelium* disponibiliza uma grande variedade de bibliotecas para comunicação com as placas de expansão.

Quanto à comunicação sem fios, este dispositivo não tem nenhum tipo de transceptor já no próprio nó, sendo que as comunicações sem fio são adicionadas através de uma porta de expansão e módulos disponibilizados pelo fabricante.

Com esta abordagem a *Libelium* consegue reduzir em grande parte o tempo de

Módulo	<i>Stop</i>	<i>Sleep</i>	Normal
Microcontrolador	-	5,1 μ A	1,8 mA
<i>Transceiver</i>	1 μ A	21 μ A	23 mA (RX)
Total	1 μ A	26,1 μ A	24,8 mA (RX)

Tabela 2.2: Correntes do *TelosB*.



Figura 2.3: *Willow TelosB*.

desenvolvimento de produtos que utilizam os seus sistemas, pois aquando da criação do *firmware* para sistemas deste género a grande parte do tempo é para a criação do *firmware* que faz com o microcontrolador comunique com os sensores, *drivers* [16].

Quanto ao consumo deste nó sensorial, o documento técnico disponibilizado pela marca dita que os consumos são os presentes na Tabela 2.3, pelo que não é especificado se são as correntes totais ou apenas do microcontrolador. Para além disso o fabricante indica também que o nó é capaz de operar durante 1 ano no modo de *Stop* sem que a bateria necessite de ser recarregada embora não seja especificado o tipo de bateria que usam nem a sua capacidade em Ah [16].

Por fim este nó tem por dimensões físicas 74 x 51 x 13 mm. Este nó foi utilizado em trabalhos como [17] ou [18]. Na Figura 2.4 pode ser observada uma imagem meramente representativa do nó descrito nesta secção [15].

2.1.4 Análise Comparativa das Plataformas Enumeradas

Nesta secção será feita uma comparação entre as plataformas descritas na Secção 2.1. A Tabela 2.4 mostra as diferentes características presentes nos sistemas descritos anteriormente. São apresentados alguns dados já apresentados e discutidos, bem como outros relevantes para área das redes de sensores sem fios.

As plataformas apresentadas, não sendo as únicas no mercado e tendo em conta o estudo em causa, são as representativas dos três tipos de arquiteturas principais presentes no mercado. Essas arquiteturas são baseadas em microcontroladores de 32 bit (RISC), 16 bit (RISC) e 8 bit (*Harvard*).

Para melhor compreensão das plataformas e discussão dos seus pontos fortes e fracos apresenta-se também a Figura 2.5, onde estão presentes gráficos comparativos da corrente consumida em modo normal, *sleep* e *stop*, eficiência bem como a dimensão

Módulo	<i>Stop</i>	<i>Sleep</i>	Normal
Total	70 nA	55 μ A	15 mA

Tabela 2.3: Correntes do *WaspMote*.

		Equipamentos		
		<i>Preon32</i>	<i>TelosB</i>	<i>WaspMote</i>
	Tipo	ARM Cortex M3 (32 bits)	MSP430 RISC (16 bits)	ATmega1281 (8 bits)
	Tensão de Alimentação [V]	2,7 - 3,6	3	3,3 - 4,2
Microcontrolador	Frequência [MHz]	72	8	14,7456
	RAM [kByte]	64	10	8
	Flash [kByte]	512	48	128
	Norma de Comunicação Sem Fios	IEEE802.15.4	IEEE802.15.4	N/A ⁽¹⁾
Transceptor	Frequência de Operação [GHz]	2,4	2,4	N/A ⁽¹⁾
	Velocidade de Comunicação [Mbps]	0,25 até 2	0,25	N/A ⁽¹⁾
	Corrente em Modo Normal [mA]	42,3 (TX) / 40,6 (RX)	24,8	15
Consumos	Corrente em Modo <i>Sleep</i> [μ A]	1300	26,1	55
	Corrente em Modo <i>Stop</i> [μ A]	26	1	0,07
	Sensores na Placa Base	Não	Versão com e sem	Sim
	Dimensões [mm ²]	522	2015	3774

(1). Campo não é aplicável.

Tabela 2.4: Características das plataformas *Preon32*, *TelosB* e *WaspMote*.



Figura 2.4: *Libelium WaspMote*.

dos equipamentos *Preon32*, *TelosB* e *WaspMote*.

Para efeitos de salvaguarda das comparações efetuadas, existe uma variável que influencia as medições das correntes. Essa variável é a frequência de funcionamento do próprio microcontrolador. Nos documentos técnicos dos equipamentos é fornecida a frequência de funcionamento e os consumos de corrente desses equipamentos para uma determinada frequência de funcionamento. No entanto, as frequências de funcionamento do *Preon32*, *TelosB* e *WaspMote* não são iguais logo os dados de consumo de corrente estão bastante influenciados por essas diferentes frequências, mas dado que não foi feito um teste em laboratório, controlado, destes três equipamentos apenas é possível ter acesso aos dados nos documentos técnicos.

Iniciando a discussão pela Figura 2.5(a), esta representa a corrente que um microcontrolador consome quando está no modo funcionamento normal. Embora as correntes representadas sejam da plataforma, as reduções ou aumentos nas correntes consumidas são influenciadas pelos estados de funcionamento do microcontrolador. Tendo isto em conta, observa-se que o *Preon32* é o equipamento que consome mais energia. Por outro lado, é também o que tem a frequência de funcionamento mais elevada, sendo então de esperar que a corrente seja mais elevada.

Em termos de percentagem, o *Preon32* tem um consumo 70,6% superior ao *TelosB* e 182% superior ao *WaspMote*. O *TelosB* está entre as outras duas plataformas em termos de consumo de corrente, apresentando um consumo 65,3% superior ao *WaspMote*.

No entanto, como as plataformas não estão a funcionar à mesma frequência é possível relacionar a frequência de funcionamento com o consumo e obter assim um rácio

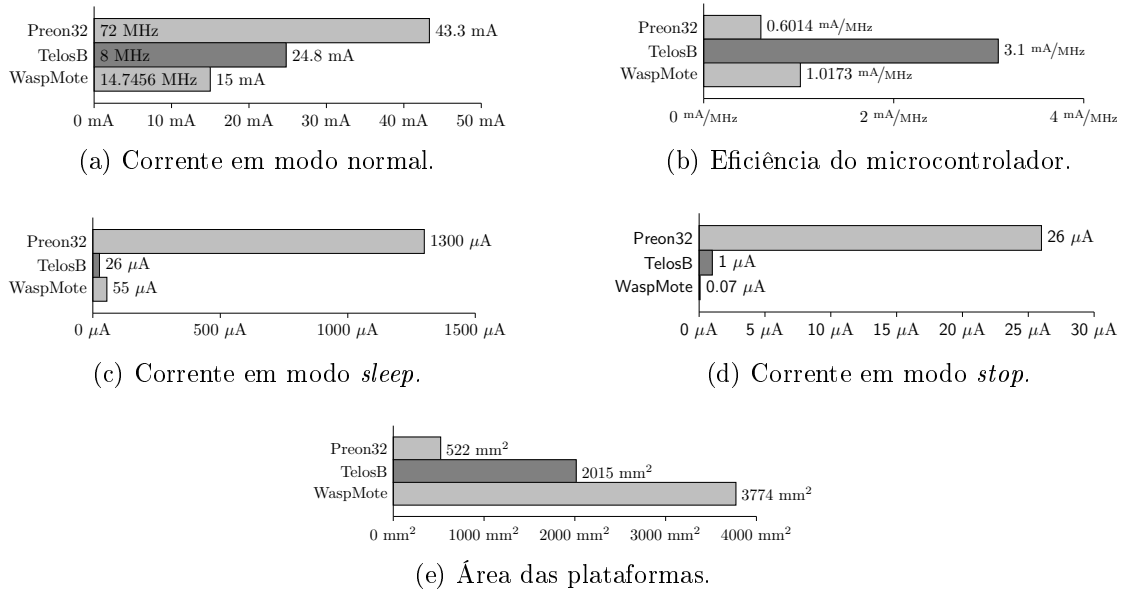


Figura 2.5: Gráficos comparativos das correntes consumidas e área ocupada do *Preon32*, *TelosB* e *WaspMote*.

entre a corrente e a frequência, determinando assim a plataforma mais eficiente. Na Figura 2.5(b) é apresentado a eficiência energética e é claramente visível que o *Preon32* e o seu microcontrolador de 32 bit tem o melhor (menor) rácio das três plataformas apresentando-se cerca de 40,9% mais eficiente que o microcontrolador de 8 bit, o *WaspMote*.

No que diz respeito à Figura 2.5(c), esta apresenta os consumos das plataformas no modo que foi designado de *sleep*. Como já referido anteriormente, este é o primeiro nível de redução de consumo do microcontrolador podendo este manter apenas algumas das suas funções ativas em troca de um consumo mais reduzido, sendo que por norma (depende do fabricante), neste modo de funcionamento todos os periféricos internos do microcontrolador são capazes de voltar a colocar o funcionamento no modo normal, i.e., fazer a mudança do modo *sleep* para o modo normal. Neste caso as plataformas não têm uma relação direta entre os consumos e o número de bits das instruções (como no caso do modo normal de funcionamento).

No modo de *sleep* os microcontroladores MSP430 destacam-se pelo seu baixo consumo, sendo que em seguida vem o *WaspMote* e só depois o *Preon32*.

Quanto às relações de consumo, o *Preon32* tem um consumo em modo de *sleep* 4900% superior ao *TelosB* que por sua vez tem um consumo 52,7% inferior ao *WaspMote*. No modo *sleep* o melhor microcontrolador é o MSP430.

Finalmente, observando o modo que permite o menor consumo de energia, ainda assim mantendo algumas funções do microcontrolador (menos que do modo *sleep*), está o modo denominado de *stop*. Por norma, neste modo, e mais uma vez depende

de fabricante para fabricante, o microcontrolador apenas consegue mudar de estado de funcionamento através de interrupções externas, WDT ou alarmes de um RTC.

Observando a Figura 2.5(d) que mostra graficamente a comparação entre os valores de correntes das plataformas para o estado de *stop*, pode-se observar que mais uma vez o *Preon32* tem uma corrente bastante elevada face às outras plataformas: 2400% e 35614%, face ao *TelosB* e ao *WaspMote*, respetivamente.

Embora não tão importante como os consumos, o tamanho dos nós sensoriais é importante. Uma das características que os nós sensoriais devem ter é que não devem interferir no dia a dia da pessoa que os utiliza. No que diz respeito aos equipamentos apresentados o equipamento que apresenta o menor tamanho é o *Preon32*, seguindo-se do *TelosB* e o maior equipamento é o *WaspMote*. Esta comparação pode ser observada na Figura 2.5(e) e apenas considera o equipamento em si, dimensões são sem qualquer tipo de placa de expansão ligada ou qualquer outro tipo de periférico.

Por não ser possível testar as plataformas à mesma frequência de funcionamento não é possível retirar mais conclusões, e as conclusões retiradas anteriormente apenas são relativas, e não absolutas.

2.2 *Wireless Body Sensor*

Este projeto tinha como objetivo criar uma plataforma para recolher dados remotamente, permitindo também a atuação em dispositivos a ele ligado.

Pode ser utilizado para monitorizar locais de difícil acesso, ou locais acessíveis apenas em certas alturas do ano. Para a construção deste projeto foi tido em conta o fator custos. Tendo em conta que há sensores menos dispendiosos e outros mais dispendiosos, houve necessidade de fazer uma seleção dos sensores a utilizar. Sendo este um nó modular, foi possível fazer esta distinção colocando os sensores mais comuns na placa base e sensores mais dispendiosos na placa de expansão.

Esta placa de expansão encaixa na placa base no barramento de comunicação criado para o efeito. Foi então criada uma placa base onde se encontram os sensores mais comuns, sensores que podem ser úteis em varias aplicações. Estes sensores são: temperatura, humidade, pressão atmosférica e luminosidade. Para tratamento e recolha dos dados enviados pelos sensores é utilizado um microcontrolador de 8 bit da *Microchip*. O envio dos dados para um recetor é efetuado via rádio com a ajuda de um módulo de rádio Microchip da norma IEEE802.15.4.

Como um processo natural de evolução de todas as plataformas, esta plataforma foi estudada e tida em conta para o desenvolvimento do novo nó, vendo as características que se podiam melhorar e retirar lacunas que existem.

2.2.1 Arquitetura

A arquitetura resultante deste trabalho é uma arquitetura modular, tanto internamente como externamente. A modularidade externa deve-se ao facto de se poder acrescentar placas de expansão à placa base, sem ser preciso alteração do *hardware* na placa base, isto permite grande flexibilidade na aplicação deste tipo de plataformas em diferentes tipos de áreas. Aquilo a que se chama modularidade interna deve-se ao facto de mesmo na placa base, quando o produto está a ser assemblado na linha de montagem haver a possibilidade de deixar blocos do sistema por assemblar, caso esses blocos não sejam necessários para a aplicação em causa. Isto só é possível devido ao *hardware* estar desenvolvido por blocos que são independentes uns dos outros, há apenas que salvaguardar o facto de haver blocos que são considerados obrigatórios, como por exemplo o bloco que faz a gestão de energia.

Como referido anteriormente o nó sensorial (placa base) tem os sensores mais comuns, que neste caso são: sensores de temperatura, humidade, pressão atmosférica e luxímetro. As comunicações dentro do nó sensorial com os sensores, EEPROM, módulo de gestão de energia e módulo de comunicação *wireless* são feitas através de protocolos de comunicação digital serie síncronos com a exceção do sensor de pressão atmosférica que tem uma saída analógica linear.

Dado que o microcontrolador instalado neste nó sensorial não tem um transceptor USB interno foi utilizado um conversor de USB para comunicação série assíncrona, ligando então à porta USART do microcontrolador.

O módulo de gestão da energia não só tem a monitorização da bateria como também têm o carregador para a mesma bem como um conversor DC/DC *Buck-Boost* para 5 V que fornece energia a todo o sistema. Por fim tem também o regulador de tensão que reduz a tensão de 5 V para uma tensão de 3,3 V necessária a alguns elementos do sistema.

2.3 Impacto do Microcontrolador no Desempenho Energético dos Nós Sensoriais

Há alguns anos atrás os microcontroladores de 8 bit dominavam os sistemas de baixo consumo, incluindo os nós sensoriais. Fabricantes como a *Microchip* e *Atmel* ainda dominam o mercado de microcontroladores de 8 bit.

Mais recentemente, com a evolução (mais ou menos forçada pelos consumidores) dos chamados *smartphones* houve a necessidade de criar processadores mais poderosos. No entanto, se não houver medidas para combater os consumos de energia, ao aumentar o processamento o consumo de energia aumenta.

Como referido esta evolução tem de ser nos dois sentidos, ou seja, aumentar o processamento mas ao mesmo tempo reduzir o consumo de energia. Os microprocessadores de 32 bit da marca ARM têm feito essa evolução e esse conhecimento está também a passar para as novas gerações de microcontroladores da marca, pois o maior processamento (sobretudo instruções mais eficientes) estão a revolucionar as áreas dos equipamentos de baixo consumo.

Na comparação dos dispositivos para redes sensoriais (Secção 2.1.4), existe um equipamento que utiliza um microcontrolador de 32 bit e através da análise dos dados o *Preon32* é o equipamento que consome mais energia, no entanto é o equipamento mais eficiente. Pretende-se então com alguns cálculos teóricos provar essa mesma eficiência que pauta os novos microcontroladores de 32 bit.

O estudo tem como objetivo provar que, hoje em dia, o uso de microcontroladores de 8 bit (como por exemplo o ATmega ou o PIC18) não implica diretamente baixos consumos energéticos. Como se trata de um estudo teórico e os dados são retirados dos documentos técnicos dos microcontroladores, irá ser assumido para todos os microcontroladores uma tensão de alimentação de 3,3V, uma frequência de funcionamento de 8MHz e a operação que será realizada é a multiplicação de dois números inteiros de 16 bit.

Recolhendo as correntes consumidas a 3,3V para o estado normal, *sleep* e *stop* dos documentos técnicos, chega-se à Tabela 2.5, representado graficamente pela Figura 2.6. Como se pode observar na figura, os microcontroladores ATmega são aqueles que têm um consumo mais elevado, sendo que os PIC18 apresentam os consumos menores.

A Figura 2.7(a) mostra os dados do consumo instantâneo para cada microcontrolador. Como se pode observar o STM32F1 consome bastante mais que o PIC18 e o MSP430, sendo que apenas o ATmega consome mais do que o STM32F1.

Devido às várias arquiteturas e blocos constituintes dos diversos microcontroladores, o número de instruções necessárias para realizar a mesma operação para cada microcontrolador será diferente. É neste aspeto que se irão verificar as grandes dife-

Modo Funcionamento		ATmega128	PIC18	MSP430	STM32F1
Normal	Corrente	10 mA	2,4 mA	3,1 mA	4,8 mA
	Potência	33 mW	7,92 mW	10,23 mW	15,84 mW
<i>Sleep</i>	Corrente	130 μ A	34 μ A	83 μ A	38,7 μ A
	Potência	429 μ W	112,2 μ W	273,9 μ W	127,7 μ W
<i>Stop</i>	Corrente	9 μ A	2,6 μ A	1,8 μ A	2,5 μ A
	Potência	29,7 μ W	8,58 μ W	5,94 μ W	8,25 μ W

Tabela 2.5: Correntes consumidas pelos microcontroladores mais utilizados no mercado.

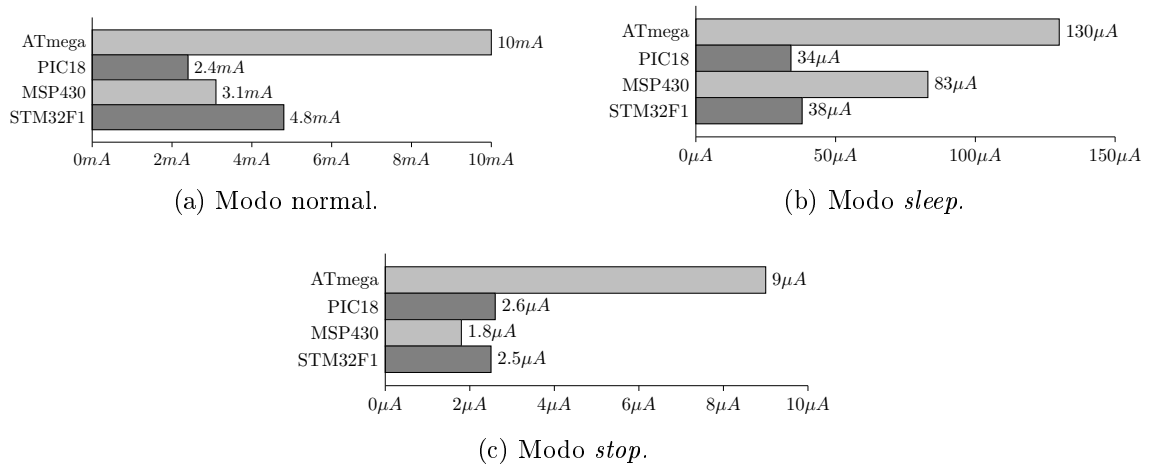


Figura 2.6: Gráfico comparativo das correntes consumidas pelos microcontroladores mais utilizados no mercado.

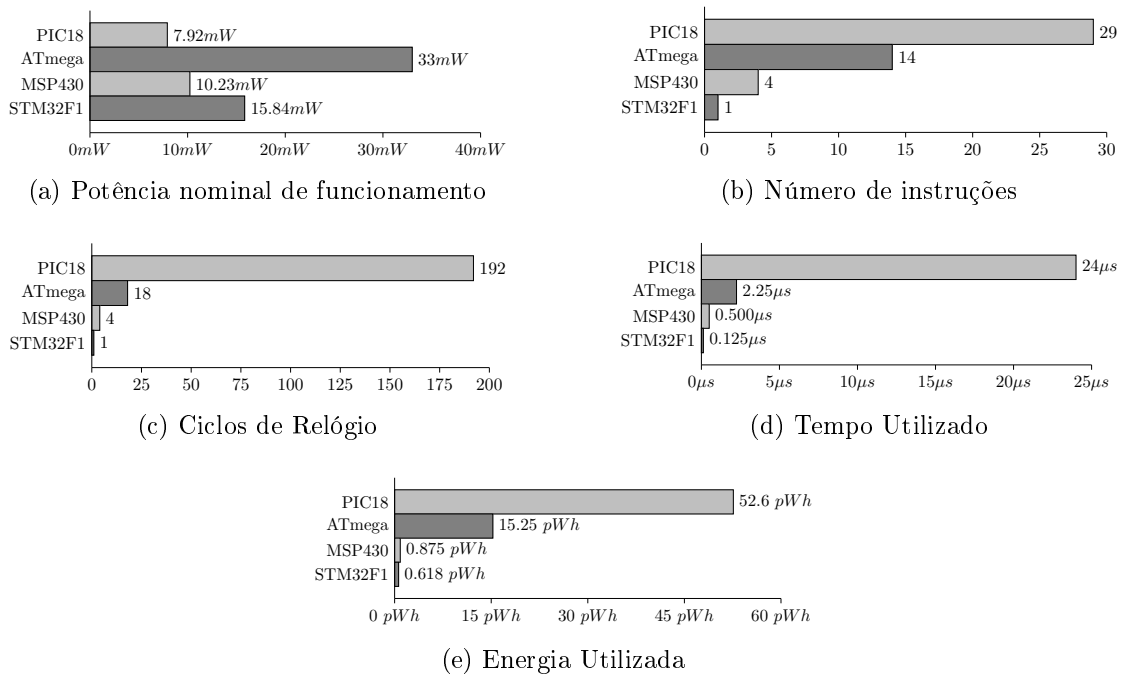


Figura 2.7: Dados comparativos de uma multiplicação de dois números inteiros de 16 bit.

renças ao nível do consumo energético, pois os vários microcontroladores vão necessitar de mais ou menos tempo para realizar a mesma operação.

As diversas arquiteturas ditam que: o PIC18 leva quatro ciclos de relógio para executar uma instrução; a arquitetura do ATmega, MSP430 e STM32F1 dita que executam uma instrução por ciclo de relógio.

Então, no que diz respeito à operação propriamente dita, o PIC18 leva 29 instruções a realizar a operação, o ATmega leva 14 instruções, o MSP430 leva 4 instruções e finalmente o STM32F1 leva 1 instrução (Figura 2.7(b)). Isto traduz-se num consumo de energia para realizar a operação que é o seguinte: o PIC18 utiliza 52,6 pWh para realizar a operação, o ATmega utiliza 15,25 pWh, o MSP430 utiliza 875 fWh e finalmente o STM32F1 utiliza 618 fWh. Estes dados podem ser observados na Tabela 2.6 bem como graficamente na Figura 2.7. Claramente, é possível observar que apesar do STM32F1 (ARM *Cortex* M3) ter um consumo bastante superior aos seus congêneres de 8 e 16 bit, quando se observa a energia utilizada para realizar esta operação, pode-se afirmar que um microcontrolador de 32 bit é mais eficiente que um de 8 e 16 bit.

Tendo em conta as aplicações em que o microcontrolador irá estar um determinado tempo em modo normal e o resto do tempo em modo *stop*, pode-se chegar aos resultados ilustrados na Figura 2.8. Esta figura representa os consumos de energia tendo em conta uma tarefa aleatória que é repetida de 20 em 20 ms e que o tempo de execução da mesma varia de 0 ms a 20 ms. Estes resultados foram obtidos através da equação seguinte (Equação 2.1)

$$E = \frac{t \times k}{3600} \times P_{modo\ normal} + \frac{t_{max} - \frac{t}{k}}{3600} \times P_{modo\ stop}, t \in [0; 20 \times 10^{-3}] \quad (2.1)$$

onde $P_{modo\ normal}$ é o valor de potência instantânea para o modo normal de funcionamento de cada microcontrolador e $P_{modo\ stop}$ o valor de potência instantânea para o modo de funcionamento *stop* de cada microcontrolador. Como os microcontroladores não demoram o mesmo tempo a fazer a mesma operação, foi introduzido na equação o fator k que representa o número de instruções que o microcontrolador leva a realizar a mesma operação.

Os valores de k utilizados são: $k = 29$ para o PIC18, $k = 14$ para o ATmega, $k = 4$ para o MSP430 e finalmente, sendo a referência, $k = 1$ para o STM32F1.

Os valores de k anteriores são baseados na operação realizada para obter os dados da Tabela 2.6 e correspondem ao número de instruções.

Através dos dados apresentados na Figura 2.8 é possível afirmar que os microcontroladores de 32 bit tem um melhor consumo energético, não dependendo do ciclo de funcionamento em que se encontram.

	PIC18	ATmega	MSP430	STM32F1
Instruções	29	14	4	1
Ciclos de Relógio	192	18	4	1
Tempo de Execução	24 μ s	2,25 μ s	500 ns	125 ns
Energia Consumida	52,6 pWh	15,25 pWh	875 fWh	618 fWh

Tabela 2.6: Energia consumida pelos microcontroladores para realizar a operação de multiplicação de dois números de 16 bit.

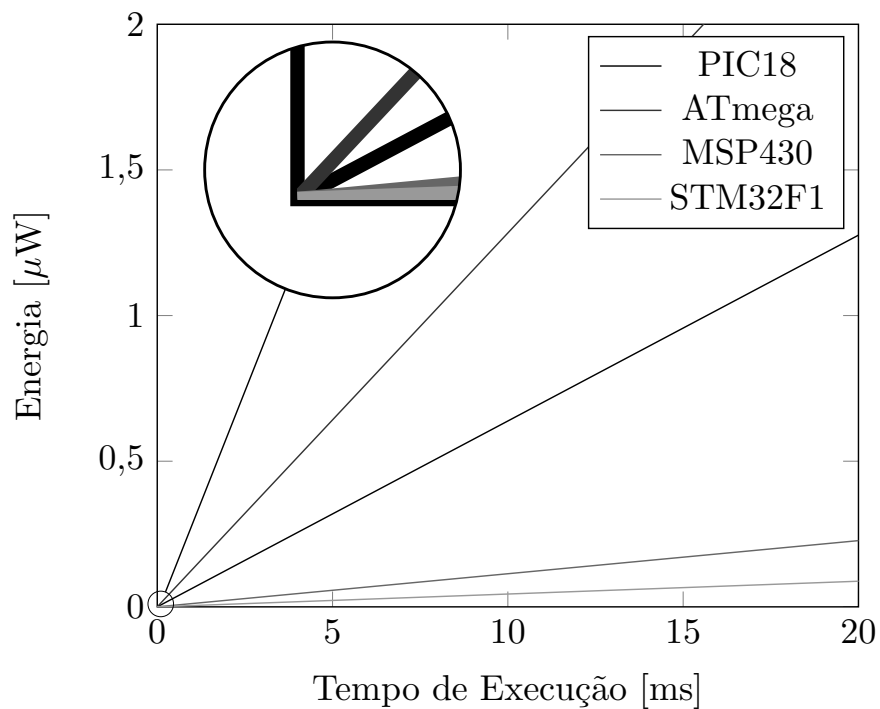


Figura 2.8: Gráfico comparativo de consumos em função do tempo de operação em modo normal considerando um tempo de repetição de 20 ms.

2.4 Impacto dos Periféricos e Sensores nos Nós Sensoriais

Um nó / nó sensorial, tem por objetivo principal recolher, processar e enviar dados (entre outros). No entanto esse nó depende do seu microcontrolador e dos seus sensores para atingir esse objetivo. Um microcontrolador só por si não é capaz de medir grandezas, é necessária toda uma eletrônica auxiliar que passa por sensores, condicionamento de sinal, entre outros. Essa eletrônica envolvente tem um grande peso no consumo do nó e é necessário otimizar esta eletrônica ao máximo para que não seja o grande consumidor de energia do nó e assim reduzir substancialmente a autonomia do deste.

Normalmente estes sensores e eletrônica de condicionamento de sinal não têm um modo de baixo consumo. O seu consumo de corrente é um consumo nominal e constante no seu funcionamento (excluindo influências / cargas externas). Quando em funcionamento, não há muitas possibilidades de reduzir os consumos. Uma das opções pode passar por aumentar os valores de resistências, quando isso é possível, não influenciando o funcionamento do circuito. A grande redução de consumo neste tipo de eletrônica é quando esta não está a ser utilizada, ou seja, o microcontrolador não está a utilizar estes elementos externos. Nesse caso é possível então desligar por completo essa eletrônica por ordem do microcontrolador e assim poupar bastante energia.

Por outro lado, com a constante evolução dos circuitos integrados é possível substituir vários elementos de um circuito por apenas um elemento mantendo as funcionalidades e assim reduzir os consumos.

2.5 Impacto do Tipo de Processamento no Nós Sensoriais

Como já referido anteriormente o mercado dos *smartphones* está a impulsionar o desenvolvimento de microprocessadores. No entanto estamos a chegar a um limite físico do silício que para além de limitar a quantidade de eletrônica que se consegue integrar também limita a nível térmico os equipamentos e as velocidades dos relógios dos microprocessadores estão estagnadas na ordem de alguns GHz. A inovação é o fruto da necessidade, novas técnicas foram desenvolvidas para colmatar estas limitações. Apareceu então o conceito de processamento paralelo ou processamento distribuído que passa por realizar varias instruções em simultâneo. Para além do aumento do processamento este conceito trouxe também uma redução substancial de consumo energia, dado que para realizar o mesmo número de tarefas é necessário menos tempo, não aumentando o consumo linearmente com o aumento de núcleos de processamento.

Recentemente no mercado dos SoC surgiu uma nova tecnologia, a ARM *bigLITTLE* que leva este conceito a um novo nível. Esta tecnologia sugere que se houver vários núcleos de processamento e se esses núcleos tiverem características diferentes a nível de consumos de energia há ganhos substanciais. Existindo um grupo de núcleos de alto rendimento e um grupo de baixo consumo, atribuindo as tarefas que requerem muito processamento ao grupo de alto rendimento e as tarefas simples ao grupo de baixo consumo, é possível reduzir o consumo de energia na ordem dos 70 % quando a processar tarefas simples e 50 % nas tarefas mais complexas, comparando com um sistema equivalente mas apenas com grupos de alto rendimento [19].

O conceito passa por não colocar os microprocessadores de alto rendimento a fazer tarefas muito simples, como por exemplo verificar qual o botão que o utilizador carregou. Isto representa um desperdício de energia, dado que a eficiência da operação realizada através do grupo de alto rendimento é bastante reduzida. Assim o grupo de baixo consumo fica encarregue desta tarefa enquanto o grupo de alto rendimento pode dedicar-se a tarefas mais exigentes. O mesmo se aplica no sentido contrário, ou seja, colocar o grupo de baixo consumo a realizar tarefas complexas, é necessário muito mais energia para realizar a mesma tarefa.

A ARM *bigLITTLE* permite que dentro de um SoC haja até oito microprocessadores, quatro que são de alto rendimento, definidos pela arquitetura como sendo núcleos *Cortex A15*; os restantes quatro núcleos são definidos pela arquitetura como *Cortex A7*, que neste caso são considerados os núcleos de baixo consumo. Esta arquitetura tem definidos três modos de funcionamento, resumidamente explicados de seguida [20, 21, 22, 23].

Cluster Migration Neste modo os oito núcleos são tratados como dois grupos (*clusters*): um grupo de alto desempenho (A15) outro grupo de baixo consumo (A7). Quando é requisitada uma tarefa ao sistema, esta é enviada para o grupo de alto desempenho se for uma tarefa exigente, ou para o grupo de baixo consumo se for uma tarefa que não necessite de grande processamento. Quando um dos grupos está a processar o outro está em modo *sleep*, não há possibilidade de ter os dois grupos a funcionar simultaneamente, mas dentro do grupo pode estar com os quatro núcleos a funcionar simultaneamente.

CPU Migration Neste modo os oito núcleos são divididos em quatro grupos (cada grupo contém um A15 e um A7), deste modo as tarefas são divididas pelos diferentes grupos, de forma semelhante ao anterior, se for uma tarefa complexa vai para o microprocessador de alto desempenho do grupo, se for uma tarefa simples vai para o microprocessador de baixo consumo. Neste modo apenas um dos microprocessadores de cada grupo pode estar em funcionamento, os quatro

grupos podem funcionar simultaneamente.

Global Task Scheduling Neste último modo de funcionamento a arquitetura não define grupos, ou seja, cada um dos oito núcleos é um microprocessador. O sistema operativo pode usar qualquer um dos núcleos conforme as necessidades das tarefas a executar e todos os oito núcleos podem funcionar simultaneamente.

Em qualquer um dos modos acima referidos, o sistema operativo tem a possibilidade de mudar para outro núcleo (ou grupo) caso a tarefa deixe de ser exigente ou necessite de mais recursos [20, 21, 22, 23].

Capítulo 3

Nó Sem Fios Ubíquo

Este capítulo tem por objetivo apresentar o Nó Sem Fios Ubíquo (NSFU) desenvolvido na presente dissertação. Neste capítulo é feita uma análise e especificação do que é pretendido obter do equipamento, especificando a arquitetura e descrevendo os blocos constituintes bem como as funções de cada bloco no sistema. Posteriormente no Capítulo 4 é feito todos os cálculos e apresentados todos os detalhes técnicos do sistema.

No início do capítulo são apresentadas as especificações requeridas para o sistema. De seguida são apresentadas e descritas a arquitetura e os blocos constituintes terminando o capítulo com uma análise da plataforma especificada.

3.1 Especificações

A presente dissertação tem por objetivo o desenvolvimento de um nó ubíquo. Os nós são os elementos constituintes de uma rede sensorial. Uma rede sensorial pode estar aplicada em diversos ambientes para diversas tarefas, desde a aquisição de dados até à atuação de dispositivos externos a esta rede. Como tal é necessário criar um equipamento que se adapte ao ambiente onde irá ser aplicado. No momento do desenvolvimento de um nó, isso é possível de prever e é esse o objetivo deste equipamento aqui apresentado. Ser um equipamento versátil e modular, capaz de apresentar um processamento elevado e ao mesmo tempo ser eficiente ao nível energético, capaz de se adaptar a qualquer aplicação e ao mesmo tempo não estar preso a uma à partida.

Atendendo aos objetivos requeridos, as especificações são as seguintes: a nível de microcontrolador, e de acordo com o estudo efetuado na Secção 2.3 o microcontrolador escolhido é um microcontrolador de 32 bit com arquitetura ARM *Cortex* M3. Isto permite oferecer mais processamento e maior eficiência energética devido ao seu conjunto de instruções mais eficientes. A fonte de alimentação comutada oferece uma maior eficiência energética ao sistema. Isto permite uma maior autonomia do sistema

quando alimentado a partir de baterias.

O barramento externo apresenta uma panóplia de comunicações digitais permitindo uma modularidade extensa e graças a essa larga panóplia de comunicações digitais é possível utilizar o equipamento para uma simples aquisição de temperatura tal como para aquisição e envio de imagens captadas a partir de uma câmara.

Uma memória não volátil que pode ser atualizada sem alteração do *hardware* devido ao seu encapsulamento *standard*. Pode ser utilizada para guardar dados ou até mesmo imagens, dá a capacidade a este dispositivo de trabalhar autonomamente sem estar integrado numa rede ou até continuar a sua operação quando perde ligação com a rede onde está inserido.

Por fim um controlo sobre a energia que o próprio nó esta a consumir e o estado das sua fonte de energia permite que este tome medidas antes da energia se esgotar e assim salvaguardar a aplicação onde está inserido.

3.2 Arquitetura

Nesta secção é apresentada e descrita a arquitetura do Nó Sem Fios Ubíquo. Inicialmente é dada uma visão geral do nó e posteriormente serão detalhados os blocos constituintes.

Tendo em conta todos os requisitos definidos na Secção 3.1 a arquitetura resultante para o sistema é a apresentada na Figura 3.1. Como se pode ver o NSFU é constituído pelos seguintes blocos: controlo e processamento, gestão de energia, barramento externo, memória, conversor de protocolos de comunicação e finalmente o módulo comunicações sem fios.

3.2.1 Microcontrolador

No que diz respeito ao microcontrolador, e como já justificado anteriormente na Secção 2.3 na página 15, foi tomada a decisão de colocar um microcontrolador de 32 bits. Este microcontrolador é um microcontrolador da marca *ST Microelectronics* e tem um núcleo da ARM (*Cortex M3*) com arquitetura RISC. Várias marcas de microcontroladores têm o núcleo referido, a *ST Microelectronics* foi escolhida pela sua documentação disponibilizada e pelo seu suporte de várias ferramentas de desenvolvimento (gratuitas ou com custos associados).

No que diz respeito a características deste microcontrolador, como já foi dito ele tem um núcleo ARM (*Cortex M3*) que pode funcionar até 72 MHz. Este controlador tem 1 MByte de memória *flash* (memória para programa), e 96 kBytes de memória RAM. Outras características são: transceptor USB interno, cálculo de CRC por *hardware*,

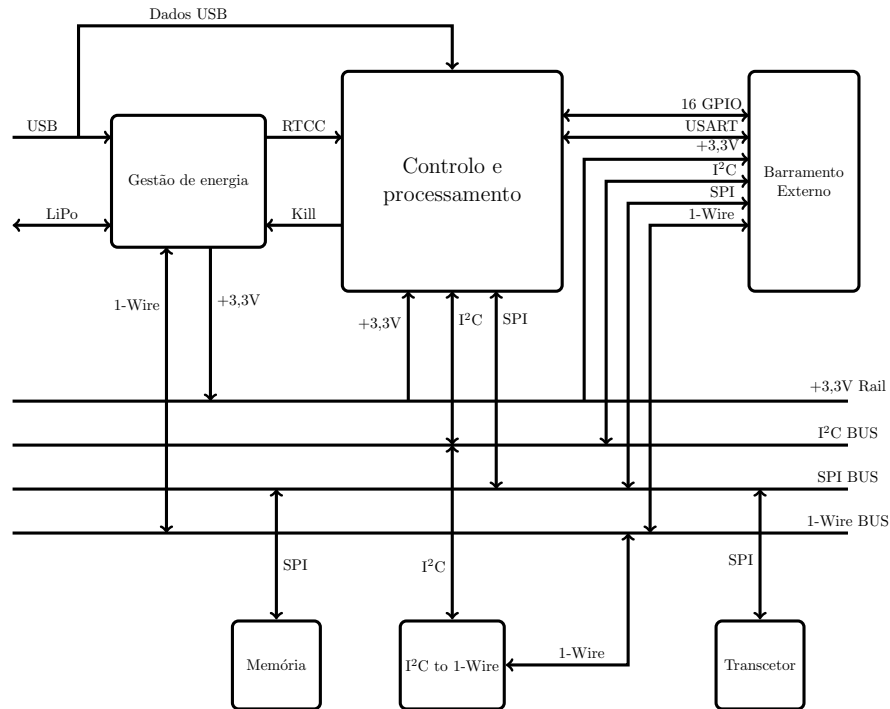


Figura 3.1: Arquitetura do NSFU.

todos os periféricos têm acesso DMA e RTC interno.

Para além das características acima referidas este microcontrolador tem também os periféricos mais comuns como I²C, SPI e USART.

3.2.2 Gestão de Energia

O módulo de gestão de energia é um dos módulos mais complexos do NSFU. Este bloco é constituído por vários sub-blocos, tal como apresenta a Figura 3.2.

Do ponto de vista do bloco existem sete sinais. Do sinal USB vem a energia do barramento USB, ou seja, 5 V. O sinal 1-Wire que é um dos métodos de comunicação com este bloco. Através desta linha de dados é possível obter informações sobre a bateria. A outra linha de comunicação é a linha *kill* que permite ao microcontrolador desligar o sistema. O botão de ON / OFF atua o sistema através do sinal indicado com o mesmo nome. A energia da bateria é obtida através da ligação LiPo e por fim as duas saídas de energia para o sistema: a saída de tensão a 3,3V que alimenta todo o sistema à exceção do RTC do microcontrolador que tem uma linha de alimentação dedicada indicada com o nome energia RTC.

De seguida são detalhados cada um dos sub-blocos constituintes do bloco de gestão de energia.

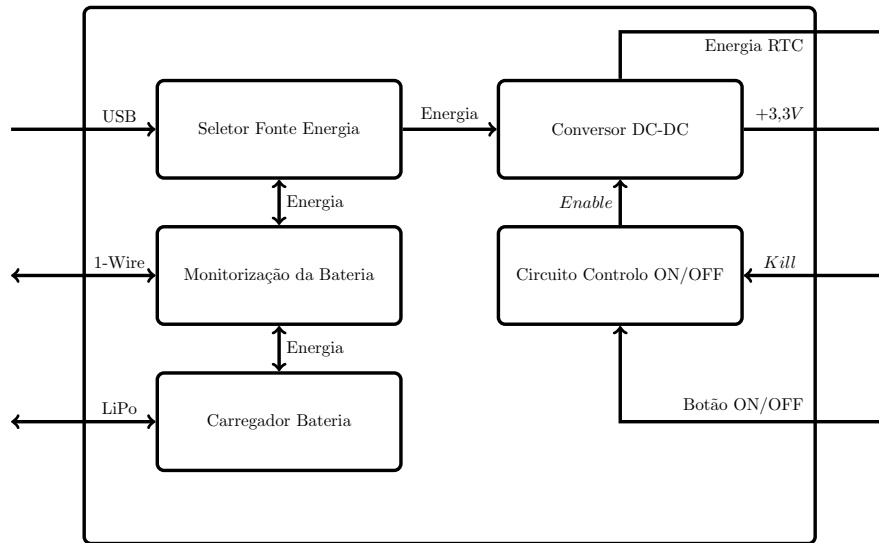


Figura 3.2: Arquitetura do módulo de gestão de energia.

Seletor da Fonte de Energia

O NSFU é capaz de comutar entre duas fontes de energia: a bateria, denominada de fonte de energia secundária e a fonte de energia proveniente do barramento USB, sendo esta designada de fonte de energia primária. Este elemento que está presente no seletor de energia possui um comparador e está constantemente a monitorizar as duas fontes de energia. Quando apenas existe a fonte secundária esta é a utilizada, se a fonte de energia primária for conectada este comuta automaticamente para esta. Este sub-bloco é também capaz de limitar a corrente que flui para o sistema (funcionando como um fusível eletrónico reversível). Desta forma é possível proteger o sistema a montante caso ocorra alguma anomalia no nó.

Monitorização da Bateria

Este sistema tem por função monitorizar a bateria, obtendo informações acerca do valor da tensão, corrente, energia instantânea e energia restante na bateria. Assim o objetivo primordial deste sub-bloco é o de manter um registo da energia disponível na bateria para que haja a possibilidade de alertar o utilizador quando a carga disponível na bateria esteja a atingir um nível demasiado baixo para o correto funcionamento do sistema.

Carregador da Bateria

Este módulo é responsável pela gestão do carregamento da bateria. O carregamento é efetuado em conjunto com o seletor da fonte de energia, que comuta o sistema para a fonte de energia primária sempre que o NSFU estiver ligado a esta fonte de energia. A

carga da bateria é totalmente controlada por este módulo sendo que o microcontrolador não tem qualquer interação com o processo de carga.

Conversor DC/DC

Este é mais um elemento essencial para o sistema. O conversor DC/DC presente no módulo permite que as diferentes tensões da bateria (bem como do USB) sejam convertidas/condicionadas para os 3,3V necessários ao correto funcionamento do sistema. Por diferentes tensões da bateria entenda-se que as baterias de íons de lítio têm uma gama de tensão de funcionamento que não é constante. Estas baterias vão desde uma tensão de 2,7V quando totalmente descarregadas até uma tensão de 4,2V quando totalmente carregadas.

Este conversor tem também internamente um LDO que apenas é utilizado para fornecer energia ao RTC interno do microcontrolador. Isto permite que o sistema seja completamente desligado mantendo o RTC em funcionamento. É possível obter esta funcionalidade pois o conversor DC/DC e o LDO podem ser ligados e desligados independentemente.

Circuito de Controlo ON/OFF

Para controlar o ligar e desligar do nó é usado um botão de pressão (semelhante ao existente nos equipamentos eletrónicos existentes no mercado) que com uma pressão normal liga e com uma pressão longa desliga. Este módulo vai depois atuar (ligar/desligar) o conversor DC-DC ligando ou desligando o sistema. O LDO está sempre ligado independentemente do estado deste controlador, permitindo assim que o RTC nunca cesse o seu funcionamento. Existe também a possibilidade do microcontrolador desligar o sistema por completo, caso se justifique, pois para voltar a ligar o sistema é necessária a intervenção humana.

3.2.3 Conversor I²C para 1-Wire

Tendo em conta que o protocolo 1-Wire está a massificar-se (por exemplo na área da autenticação de utilizadores), como não está disponível como periférico no microcontrolador optou-se por integrar no sistema esse protocolo de comunicação através de um periférico externo que é controlado pelo microcontrolador por I²C. Este é utilizado para comunicar com o módulo de monitorização da bateria e está disponível também para as placas de expansão através do barramento externo.

3.2.4 Módulo de Comunicação Sem Fios

Quanto à comunicação sem fios, operação essencial no NSFU, este utiliza a norma IEEE802.15.4 e está a cargo de um módulo que já tem toda a eletrónica necessária para o seu funcionamento, incluído a antena (integrada na placa de circuito impresso).

A decisão de colocar um módulo já com toda a eletrónica (solução chave na mão por assim dizer), prende-se com o facto de a quantidade de eletrotécnica associada ao transceptor ser elevada, com os processos de montagem aos quais há acesso, seria impossível atingir tal nível de integração na placa de circuito impresso do NSFU. Chega-se então à conclusão que utilizar o módulo é mais económico monetariamente e a nível de espaço ocupado.

3.2.5 Memória de Armazenamento Não Volátil

Com a memória de armazenamento não volátil pretende-se melhorar certas funcionalidades do NSFU quando não existe comunicação com o exterior. O nó pode estar a adquirir dados, guardando-os na sua memória interna, e quando houver disponibilidade de comunicação para o exterior esses dados poderem ser enviados para o exterior. O nó aqui apresentado tem instalada uma memória *flash* de 8 MBytes mas dado que o tipo de *flash* utilizada tem um encapsulamento e protocolo de comunicação *standard* pode-se utilizar outros valores sem haver necessidade de alterar a placa de circuito impresso, dependendo apenas das necessidades da aplicação.

3.2.6 Barramento de Comunicação Externo

Para que este nó possa ser modular, versátil e sobretudo ubíquo o barramento externo é um elemento essencial. Neste elemento estão presentes os protocolos de comunicação que vão permitir às placas de expansão comunicarem com o nó, obterem energia e também obterem suporte mecânico, dispensando o uso de qualquer fixador extra.

Todos os protocolos disponíveis no microcontrolador estão disponíveis no barramento, e estes são: USART, I²C, SPI. Além destes protocolos também está disponível o 1-Wire que é obtido através do conversor já descrito. Estão também disponíveis 16 GPIO que podem ser também entradas analógicas.

3.3 Análise e Conclusões

Neste capítulo deu-se a conhecer a plataforma do NSFU através da apresentação e descrição da sua arquitetura. A arquitetura apresentada para o NSFU tem uma grande

versatilidade no seu funcionamento pois altera/melhora restrições de funcionamento dos nós sensoriais apresentados no Capítulo 2.

Com um microcontrolador de 32 bit é possível obter uma maior poupança de energia relativamente aos microcontroladores de 8 bit. As necessidades de armazenamento estão previstas com uma memória externa ao microcontrolador que permite o funcionamento autónomo quando este nó não tem comunicação com a sua rede ou até mesmo quando o objetivo é um dispositivo que funcione de forma autónoma.

Tendo em conta que o objetivo é desenvolver um nó ubíquo, é notório que esta plataforma não irá limitar a eventual aplicação onde irá ser utilizada com as características colocadas na mesma.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 4

Dimensionamento do Sistema

Quase todos os circuitos eletrônicos podem ser considerados um *puzzle*, em que o engenheiro responsável têm de interligar todos os componente necessários para a criação de um sistema funcional. Para que esses componentes se juntem e criem em sistema é necessário que estes sejam dimensionados corretamente.

Este sistema não é exceção e dado a sua complexidade e diversos tipos de eletrotécnica é necessário ter alguns cuidados e realizar o correto dimensionamento dos mesmos, para que todos os componentes funcionem em sintonia.

Neste capítulo será feito esse cálculo teórico de dimensionamento do sistema, todos os cálculos teóricos associados com o desenvolvimento desta plataforma serão apresentados aqui. A estrutura do capítulo é a seguinte: estudo da placa de circuito impresso (dimensões e capacidades parasitas existentes), passando pelas recomendações gerais para o microcontrolador, módulo de gestão de energia (o mais complexo de todos e também o mais importante), posteriormente será exposta a técnica utilizada para desligar periféricos externos, um pequeno esquema mecânico, as técnicas utilizadas para realizar o teste do processamento distribuído, terminando com os módulos de expansão criados no âmbito desta dissertação e uma breve análise dos resultados.

4.1 Placa de Circuito Impresso

As placas de circuito impresso, também conhecidas em inglês por *Printed Circuit Board* (PCB), são a base de qualquer circuito eletrônico. Circuitos eletrônicos complexos podem ter disponíveis até 38 camadas para completar a passagem de todas as pistas.

Em termos gerais qualquer PCB é composta por camadas de cobre e camadas de dielétrico entre as placas de cobre. No caso da PCB utilizada neste projeto, esta foi executada em 4 camadas. As camadas exteriores são as camadas de sinal, as camadas mais interiores são camadas de distribuição de energia (3,3 Ve GND).

As dimensões deste equipamento são: 36 mm × 48 mm o que representa uma área

de $1728 \text{ mm}^2 = 36 \text{ mm} \times 48 \text{ mm}$, e o esquema mecânico está representado na Figura 4.1.

No que diz respeito ao fabrico desta PCB, o fabricante fornece dados da espessura do cobre nas diferentes camadas, bem como do dielétrico. Na Figura 4.2 pode-se observar as camadas da PCB presente neste equipamento à escala.

Como dito anteriormente, e observar na Figura 4.2, as duas camadas interiores da PCB são as camadas de distribuição de energia. Na camada superior está 3,3V e na camada inferior está GND. Consideremos então agora um condensador o mais simples possível. Esse condensador é constituído por duas placas paralelas condutoras separadas por um dielétrico ε (isolante elétrico), essas placas condutoras formam uma área A e estão separadas por uma distância d . Esta situação é o que acontece entre duas camadas de uma placa de circuito impresso (desprezando o efeito das camadas adjacentes).

A equação que permite calcular o valor de um condensador baseado em duas placas condutoras paralelas é a representada na Equação 4.1.

$$C = \varepsilon \frac{A}{d} \quad (4.1)$$

Com ε a tomar o valor dado pela expressão seguinte: $\varepsilon = \varepsilon_r \varepsilon_0$. Em que o ε_0 é uma constante que representa a permissividade elétrica do vácuo e toma o valor de $\varepsilon = 8,8541878176 \dots \times 10^{-15} \text{ F/mm}$ e ε_r representa a permissividade relativa do material que constitui o dielétrico em relação ao vácuo.

Para o caso específico desta PCB o fabricante afirma que o dielétrico é do tipo FR408 com uma permissividade elétrica relativa de 3,69 para a frequência de 100 MHz. Este é o valor mais baixo de frequência disponível no documento técnico do dielétrico [24].

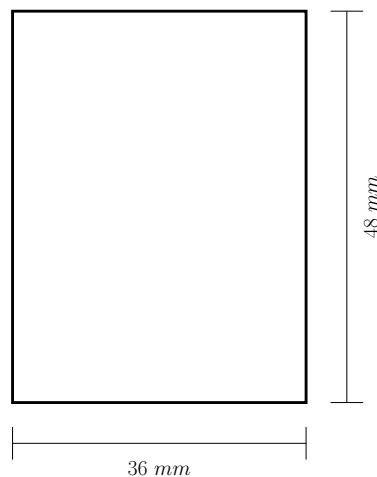


Figura 4.1: Dimensões físicas do NSFU.

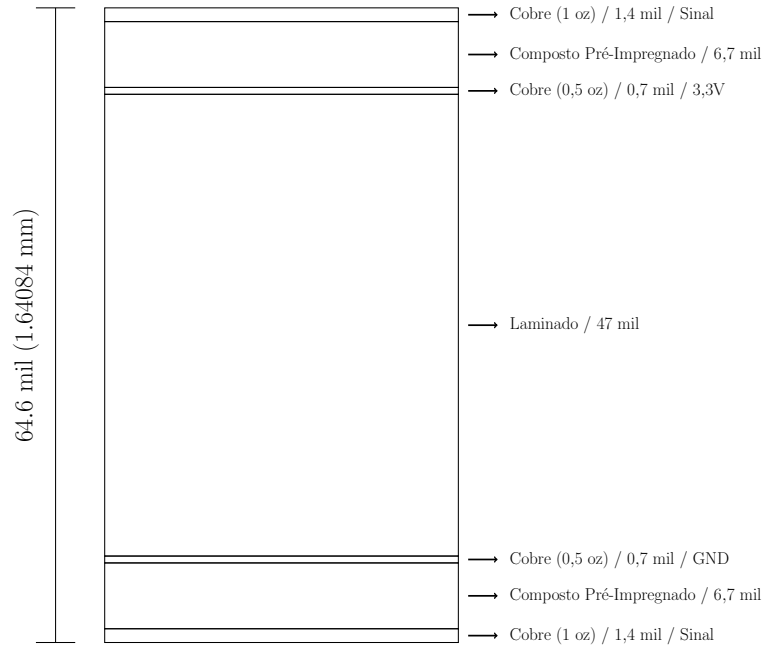


Figura 4.2: Camadas do PCB do NSFU.

Tendo em conta que a área da PCB é $A = 1728 \text{ mm}^2$ e que as duas camadas centrais de cobre estão separadas por $d = 47 \text{ mil} = 1.1938 \text{ mm}$ obtém-se então com a Equação 4.2, a capacidade parasita criada pelo laminado e pelas duas camadas de alimentação presentes na PCB.

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{d} = 3,69 \times 8,8541878176 \times 10^{-15} \times \frac{1728}{1,1938} = 47,29 \times 10^{-12} \text{ F} = 47,29 \text{ pF} \quad (4.2)$$

Esta capacidade para o sistema em questão pode ser desprezada pois é um valor bastante mais pequeno que os valores utilizados no sistema e não tem influência na alimentação do sistema.

Quando às camadas de sinal (exterior superior e exterior inferior) estas também têm uma capacidade parasita com a camada de 3,3V e a camada do GND, respetivamente.

Da mesma forma que está calculado na Equação 4.2 pode ser calculado para estas novas camadas apenas alterando para o novo valor de distância d que agora é $d = 6,7 \text{ mil} = 0.17018 \text{ mm}$.

Isto resulta numa capacidade parasita entre as camadas de sinal e camadas de alimentação (ambas iguais) de $C = 331,8 \text{ pF}$.

4.2 Microcontrolador

O microcontrolador escolhido é o STM32F103RG da *ST Microelectronics*, e quanto às considerações necessárias apenas foi considerado o valor dos condensadores de desacoplamento nos seus pinos de alimentação e o comprimento das pistas dos cristais que fornecem a oscilação necessária para o RTC interno. Para ambos os casos foi também tido em conta a colocação o mais perto possível dos pinos aos quais vão ligar.

Para os pinos de alimentação da parte digital do microcontrolador (V_{DD} e V_{SS}) a *ST Microelectronics* recomenda condensadores cerâmicos de 100 nF em cada um dos respetivos pares de pinos de alimentação digitais bem como um condensador adicional de $4,7 \mu\text{F}$ o mais próximo possível do pino V_{DD3} e V_{SS3} [25]. No que diz respeito aos valores dos condensadores para a parte analógica do microcontrolador, descritos como V_{DDA} e V_{SSA} a marca recomenda condensadores cerâmicos de 10 nF no par de pinos, mais um condensador com o valor de $1 \mu\text{F}$ [25].

Caso o microcontrolador tenha pinos para injetar uma tensão de referência externa no ADC interno, denominados (V_{REF+} e V_{REF-}), deve-se realizar o mesmo procedimento que os anteriores. No caso do microcontrolador em causa isto não se verifica, ou seja, não contém estes pinos.

Por fim, está presente um cristal que produz a oscilação de 32,768 kHz para o oscilador interno do RTC [25]. O valor deste cristal para o RTC está relacionado com as suas características naturais de ressonância e os valores dos expoentes binários. Este material vibra a uma frequência tal que para obter um pulso com a frequência de 1 Hz basta dividir por 32768 que é um múltiplo binário, ou seja, $2^{15} = 32768$. Isto que dizer que digitalmente é facilmente implementável.

Para o relógio principal do microcontrolador optou-se por não colocar um exterior mas sim utilizar o oscilador interno. Duas razões levaram a esta decisão: utilizando o oscilador interno não é necessário estar ligado o *driver* para provocar a oscilação do cristal externo, isto leva a uma economia de energia de cerca de 90% no que diz respeito ao oscilador (dados retirados da Tabela 23 e Tabela 25 de [25]); por outro lado o cristal interno tem uma precisão de 1% o que revela ser preciso o suficiente para a maioria das tarefas. Tarefas que requeiram mais precisão temporal podem utilizar o cristal do RTC como fonte de relógio.

4.3 Gestão de Energia

Nesta secção será descrito o módulo de gestão de energia, sendo que este é aquele que tem mais complexidade, tanto a nível de cálculos como a nível de eletrónica envolvida no mesmo.

4.3.1 Seletor da Fonte de Energia

Este é o primeiro elemento no módulo de energia, é essencial para selecionar a fonte de energia que irá fornecer o nó. O equipamento escolhido é o TPS2115A da *Texas Instruments*, denominado pela marca como *Autoswitching Power Mux*. Este equipamento permite a seleção entre duas fontes de energia que são posteriormente redirecionadas para uma saída que alimenta o sistema. Esta comutação é feita através de dois pinos de seleção de modo interno de funcionamento ($D1$ e $D0$). A Tabela 4.1 representa a tabela de verdade do equipamento em função dos pinos de entrada onde $V_{I(IN1,2)}$ representa a tensão de entrada nos pinos $IN1$ e $IN2$ e o pino de saída OUT [26].

Pela Tabela 4.1 pode-se observar dois modos distintos de funcionamento. Um modo manual, em que a energia presente nos pinos de entrada é selecionada através da combinação das entradas $D1$ e $D0$ e um modo automático. O modo automático é aquele que se pretende implementar que faz com que a fonte de energia com o maior nível de tensão seja a fonte que fornece o sistema através do pino OUT . Este modo é selecionado colocando o pino $D1$ no estado lógico 0 (ligado a GND) e o pino $D0$ no estado lógico 1 (pino flutuante).

Este equipamento permite também a função de limitador de corrente, quase como um fusível reversível. Esse limite de corrente é imposto através de uma resistência ligada entre o pino I_{lim} e GND. A Equação 4.3 dita o cálculo do limite de corrente selecionado para o sistema [26].

$$I_{lim} = \frac{500}{R_{lim}} \quad (4.3)$$

Onde:

I_{lim} Limite de corrente imposto ao sistema em A .

R_{lim} Valor da resistência a colocar entre o pino I_{lim} e o GND .

$D1^{(1)}$	$D0^{(1)}$	$V_{I(IN2)} > V_{I(IN1)}$	OUT
0	0	$X^{(2)}$	$IN2$
0	1	<i>Não</i>	$IN1$
0	1	<i>Sim</i>	$IN2$
1	0	X	$IN1$
1	1	X	$Hi - Z$

(1). O estado lógico 1 é obtido deixando o pino flutuante, o estado lógico 0 é obtido ligando o pino ao GND.
(2). X = Não interessa.

Tabela 4.1: Tabela de verdade do TPS2115A.

O valor do limite de corrente escolhido para o sistema foi de 1 A estando este valor relacionado com as especificações do USB 2.0, o que corresponde a um valor para $R_{lim} = 500 \Omega$ [26].

4.3.2 Monitorização da Bateria

O próximo elemento do módulo de gestão de energia é o equipamento que está responsável pela monitorização da bateria. Este equipamento fornece dados como: temperatura do circuito integrado (caso estivesse dentro da bateria daria a temperatura da bateria), corrente instantânea, tensão da bateria e energia acumulada. O equipamento escolhido é o DS2438 da *Maxim Integrated*.

Este circuito integrado tem dois ADC internos, um dedicado à tensão da bateria que tem um excursão de trabalho de 0 V até 10 V, o segundo é dedicado a medição da corrente que flui para o sistema através de uma resistência para monitorização de corrente, tem uma excursão de trabalho de 0 V até 250 mV.

O ADC que mede a tensão da bateria está ligado diretamente ao polo positivo da mesma sem ser necessário qualquer tipo de condicionamento de sinal. No que diz respeito à medição da corrente, esta é medida através da colocação de uma resistência de *sense* em modo *low-side*, ou seja, a resistência está ligada em série com toda a linha de alimentação e o polo negativo da bateria (lado de menor tensão). O ADC para o efeito mede então posteriormente o valor da queda de tensão nessa resistência.

É possível, sabendo o consumo máximo do sistema, otimizar o valor da resistência para que no valor máximo de corrente consumida, esteja para o valor máximo de excursão do ADC. No caso deste sistema isso não é possível pois não é um equipamento só por si, podem ser acrescentadas placas de expansão que aumentam o consumo do sistema. O sistema está então dimensionado para o máximo de energia horária que a bateria pode fornecer (no caso das baterias que foram utilizadas 2500 mAh). Com a ajuda da Tabela 9 presente em [27] está colocado no sistema uma resistência de 50 m Ω que permite que o sistema tenham uma precisão de 4,88 mA na leitura de corrente e uma precisão de 9,76 mAh na energia armazenada [27].

O sinal da medição de corrente sofre um pequeno condicionamento para o tornar mais estável aos picos de corrente do sistema. Este condicionamento é feito através de um filtro passa baixo ligado no sistema da forma representada na Figura 4.3, e é recomendado pela própria marca com os valores especificados [27].

Sendo este um filtro passa baixo, este elemento vai introduzir aquilo que se pode considerar uma média no valor da tensão lida aos terminais da resistência de *sense*. Foram simulados dois traçados que mostram que o sinal da corrente irá ter uma elevada atenuação com frequências superiores a 20 Hz, representado na Figura 4.4(a) na página ao lado (não está representada a fase do sinal).

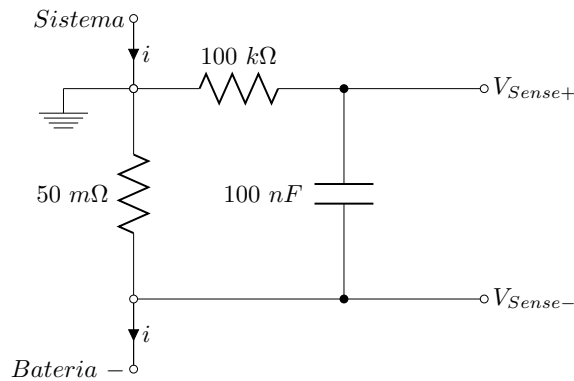


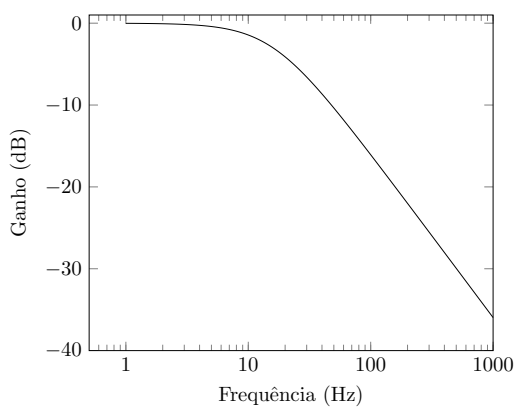
Figura 4.3: Condicionamento de sinal da resistência de *sense*.

Na Figura 4.4(b) está representado a resposta do filtro a um impulso com 250 mV de amplitude e duração de 100 ms.

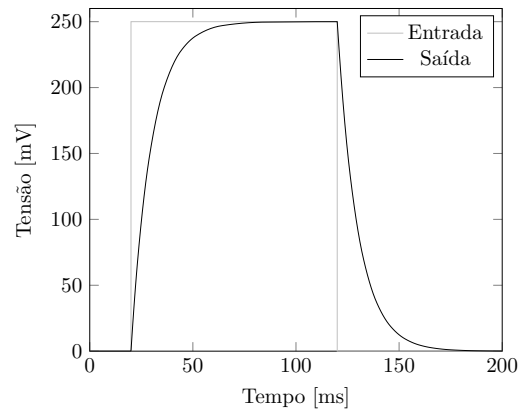
4.3.3 Carregador da Bateria

As baterias de polímeros de lítio estão presentes no dia-a-dia em toda a tecnologia. Por estarem de tal maneira massificadas o seu preço começa a reduzir gradualmente e a sua capacidade energética por quilograma é bastante elevada, quando comparadas com as baterias de níquel cádmio. Por este facto pode-se atingir as mesmas capacidades energéticas com uma dimensão mais reduzida. Mas existe contrariedades ao utilizar as baterias deste tipo químico; a sua carga e descarga tem de ser extremamente controlada, caso contrário a bateria pode danificar a si mesma ou mesmo explodir.

O controlo da descarga está assegurado pelo seletor da fonte de energia que possui um limitador de corrente que está dimensionado para 1 A, como referido na secção 4.3.1. Para realizar a carga da bateria está colocado no nó um circuito integrado que



(a) Resposta em frequência.



(b) Resposta no tempo.

Figura 4.4: Resposta do filtro às diferentes condições do sinal de entrada.

faz toda a gestão dessa mesma carga. O equipamento escolhido foi o MCP73831 da *Microchip*. Este equipamento gere toda a carga, é capaz de limitar a corrente de carga através de uma resistência externa colocada entre o pino *PROG* e o *GND*. É também capaz de informar o utilizador do estado da carga, nesta implementação através de um LED, embora haja a possibilidade de implementar outro método de aviso dado que o pino destinado para o efeito (*STAT*) é do tipo dreno aberto.

No que diz respeito à limitação da corrente através de uma resistência, o cálculo da mesma é feito através da Equação 4.4 [28].

$$I_{REG} = \frac{1000}{R_{PROG}} \quad (4.4)$$

Onde:

R_{PROG} Valor da resistência a colocar entre o pino *PROG* e *GND* que regula a corrente de carga, expresso em $k\Omega$.

I_{REG} Valor limite da corrente de carga, expresso em mA.

Para este sistema foi estipulado que a corrente máxima de carga seria de 250 mA, isto para que quando ligado a um USB possa haver corrente disponível para o sistema. Para que os valores de resistência sejam *standard* a resistência colocada é de 4,7 $k\Omega$ o que corresponde a uma corrente limite de $\simeq 213$ mA.

Para além da corrente de carga e do seu respetivo limite a marca apenas recomenda em [28] que sejam colocados dois condensadores de 4,7 μF , um na sua alimentação outro na saída que liga à bateria, estes condensadores são utilizados para reduzir eventuais picos de tensão que possam existir.

4.3.4 Conversor DC/DC

Sem dúvida que este é o elemento mais importante do módulo de gestão de energia, o conversor DC/DC. Estes elementos são conhecidos pela sua maior eficiência energética na regulação dos níveis de tensão quando comparado com um regulador de tensão linear. O último apenas é capaz de baixar os níveis de tensão de uma fonte e toda a energia excedente é desperdiçada em forma de calor.

No caso do conversor DC/DC utilizado neste sistema, o TPS61131 da *Texas Instruments* é capaz de atingir eficiências de 90 % sendo um conversor SEPIC que tem um modo de funcionamento semelhante a um conversor *buck-boost*. Este conversor foi especialmente concebido para sistemas portáteis que utilizam como fonte de energia uma bateria de lítio (iões ou polímeros) e que utilizam também como fonte de energia o USB. Estas especificações tornam-se importantes quando toca à gama de tensões para as quais este conversor funciona, estas estão no seguinte intervalo: [1,5; 6,5] V [29].

Existem três versões deste equipamento: uma versão com a tensão de saída ajustável e dois com a tensão de saída fixa de fábrica. Dentro das versões que têm a tensão de saída fixa existe a versão de 3,3 V e a versão de 5 V. Para este sistema é utilizada a versão de 3,3 V. Dado que as baterias de lítio têm uma tensão de funcionamento normal dos 2,7 V (limite de descarga recomendado) até 4,2 V (complemente carregadas) e ainda existe o USB que fornece 5 V este conversor tem as especificações necessárias para os requisitos.

O documento técnico deste equipamento especifica uma série de critérios que podem (e devem) ser seguidos para o dimensionamento da eletrotécnica envolvente [29]. De notar que algumas funções que este tem disponível não foram utilizadas por não serem pertinentes para o sistema em causa ou haver já outro tipo de sistema no nó que substitui essas funções. Funções como indicação de bateria descarregada, que é um comparador com uma tensão de referência que indica se a bateria está com um nível de carga baixo ou não; e a função *DC-DC power good* que informa o utilizador ou o microcontrolador se o conversor está em erro ou não. Estas duas funcionalidade e toda a sua eletrónica associada não está implementada [29].

Sendo esta versão uma versão que já contém uma tensão de saída fixa, não é necessário criar a malha de *feedback* para o controlo em malha fechada do DC/DC no exterior, esta já vem implementada de fábrica. O pino de *feedback* é deixado flutuante [29].

No que diz respeito aos conversores do tipo SEPIC, normalmente estes requerem quatro componentes passivos para o seu funcionamento e armazenar energia: duas bobines, um condensador de *flying* e um condensador de armazenamento à saída. Iniciando o cálculo pelo valor das bobines, em [29] é especificado que a média da corrente máxima que irá passar nas bobines é dada pela Equação 4.5.

$$I_{L1A} = I_{L1B} = I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{BAT} \times 0,8} \quad (4.5)$$

Onde:

- I_{L1} Corrente máxima média que atravessa as bobines, em A.
- I_{OUT} Corrente de saída máxima desejada, em A.
- V_{OUT} Tensão de saída, em V.
- V_{BAT} Tensão de entrada, calcula-se para o pior caso, tensão de entrada mais baixa, em V.

Chega-se então à Equação 4.6, onde os valores desejados são: $I_{OUT} = 300$ mA; $V_{OUT} = 3,3$ V; $V_{BAT} = 2$ V. O valor de V_{BAT} foi reduzido em 0,7 V para que o valor de corrente que irá percorrer as bobines seja superior ao que irá ser no pior caso do sistema.

$$I_{L1A} = I_{L1B} = 0,3 \times \frac{3,3}{2 \times 0,8} = 619 \text{ mA} \quad (4.6)$$

O parâmetro I_L é o primeiro para escolher as bobines para o sistema. O segundo parâmetro é a corrente de *ripple* na bobine. É recomendado que a corrente de *ripple* ronde $\pm 20\%$ da corrente média que irá percorrer as bobines. Quanto menor o *ripple* menores as perdas por histerese magnética na bobine bem como o *ripple* na tensão de saída e o EMI [29].

Chega-se então à Equação 4.7 que permite calcular o valor da bobine a utilizar tendo em conta vários parâmetros [29].

$$L_{1A} = L_{1B} = \frac{V_{BAT} \times V_{OUT}}{\Delta I_L \times f \times (V_{OUT} + V_{BAT})} \quad (4.7)$$

Onde:

- L Valor das bobines a utilizar no sistema, em H.
- V_{BAT} Tensão de entrada, calcula-se para o pior caso, tensão de entrada mais baixa, em V.
- V_{OUT} Tensão de saída, em V.
- ΔI_L Este é o valor da corrente de *ripple* na bobine, que representa $40\% \times I_{OUT} = 0,4 \times 0,300 = 0,120 \text{ A}$.
- f Valor da frequência de comutação do DC/DC, fixa e tem um valor típico de 500 kHz.

Substituindo os valores em falta, $V_{BAT} = 2 \text{ V}$, $V_{OUT} = 3,3 \text{ V}$, chega-se à resolução apresentada na Equação 4.8 que dita o valor das bobines a colocar no sistema.

$$L_{1A} = L_{1B} = \frac{V_{BAT} \times V_{OUT}}{\Delta I_L \times f \times (V_{OUT} + V_{BAT})} = \frac{2 \times 3,3}{0,120 \times 500 \times 10^3 \times (3,3 + 2)} = 20,75 \mu\text{H} \quad (4.8)$$

Tendo em conta estes cálculos foi escolhido o valor de $22 \mu\text{H}$ para o valor das bobines do conversor estando este valor próximo do calculado e é também recomendado em [29] para a maioria das aplicações.

Passando os cálculos para os condensadores, existem dois tipos de condensadores a serem calculados: o condensador de *flyback* e o condensador de saída. Iniciando pelo condensador de *flyback*, este tem de ter um valor suficientemente elevando para que a tensão aos seus terminais seja o mais baixa possível ($C = \frac{Q}{V}$). Isto implica que a frequência de ressonância formada pelo condensador de *flyback* e as bobines tem de ser

pelo menos 10 vezes inferior a frequência de comutação do conversor, então, o valor mínimo para o condensador de *flyback* é dado pela Equação 4.9 [29].

$$C_{MIN} = \frac{100}{4\pi^2 f^2 L} \quad (4.9)$$

Onde:

f Valor da frequência de comutação do DC/DC, fixa e tem um valor típico de 500 kHz.

L Valor das bobinas a utilizar no sistema, que neste caso é 22 μH .

Obtêm-se então o valor mínimo para o condensador de *flyback* através da resolução da Equação 4.9, valor esse que é de 460 nF que se traduz num condensador implementado de 10 μF , recomendação da marca e dentro do especificado [29].

Por fim no que diz respeito ao condensador de saída o valor mínimo para obter as especificações necessárias é dado pela Equação 4.10.

$$C_{MIN} = \frac{I_{OUT} \times V_{OUT}}{f \times \Delta V \times (V_{OUT} \times V_{BAT})} \quad (4.10)$$

Onde:

I_{OUT} Corrente de saída máxima desejada, neste caso 0,3 A.

V_{OUT} Tensão de saída, neste caso 3,3 V.

V_{BAT} Tensão de entrada, calcula-se para o pior caso, neste caso 2 V.

f Valor da frequência de comutação do DC/DC, fixa e tem um valor típico de 500 kHz.

ΔV Valor da tensão de *ripple* desejada, neste caso optou-se pelo valor de 15 mV.

Obtêm-se então o valor mínimo para o condensador de saída através da resolução da Equação 4.10, valor mínimo esse de 25 μF .

Existe um parâmetro que depende do funcionamento do sistema que é os transientes da carga. O sistema não tem sempre a mesma carga, em parte devido ao microcontrolador com as suas rápidas transições de estado que pode pedir mais ou menos energia à fonte. Este facto implica que o condensador de saída tenha de ser superior ao calculado acima para que quando haja um aumento de carga repentino exista energia acumulada para ser fornecida. O valor razoável para o condensador de saída depende fortemente desses transientes mas o valor mais recomendado pela marca e na ordem dos 100 μF sendo que nunca pode ser inferior a 22 μF [29].

A nível de disposição dos componentes à volta do circuito integrado foi tido em consideração o tamanho das pistas na principal linha de fluxo de energia. Foi também tido em conta que os condensadores de *flyback* e de saída têm de estar o mais próximo possível dos pinos aos quais ligam bem como as bobines têm de seguir o mesmo princípio [29].

4.3.4.1 Low Dropout Regulator

Este conversor DC/DC tem também internamente disponível um LDO, de baixa potência de saída e de tensão fixa (esta versão, existe também ajustável). Como é possível desligar o conversor DC/DC o que desliga a energia a todo o nó, é necessário manter o RTC constantemente ligado para manter o registo do tempo decorrido. Para esse efeito o RTC é alimentado a partir do LDO interno do conversor e não da linha principal de energia, LDO esse que nunca é desligado (exceto quando não existe nenhuma fonte de energia). Para o LDO apenas é necessário um condensador à saída com o valor de $4,7\ \mu\text{F}$ recomendação feita pela marca [29].

4.3.5 Circuito de Controlo ON/OFF

Como referido anteriormente, o nó sensorial *Wireless Body Sensor* teve problema com o interruptor que ligava/desligava o sistema. Dado o tamanho dos sistemas ser uma característica importante, os interruptores utilizados têm de ser de dimensões reduzidas. Para que estes equipamentos sejam de dimensões reduzidas os elementos constituintes também o têm de ser. Isto levanta problemas de resistência mecânica ao uso, levando a que estes se danificassem de forma irreversível, deixando o equipamento inutilizado, requerendo a substituição do comutador.

Para combater este problema e manter as dimensões do elemento de controlo está implementado um outro equipamento (circuito integrado) que faz o controlo de ligar/desligar o sistema através da atuação de um simples botão de pressão, este circuito integrado é o MAX16054 da *Maxim Integrated*. Esse botão, quando o sistema está desligado, é pressionado durante um determinado tempo ligando o sistema e vice-versa. Estes sistemas são utilizados na maioria dos dispositivos de consumo existentes no mercado nos dias de hoje, por exemplo câmaras fotográficas, computadores portáteis, telefones móveis, etc.

Este dispositivo apenas requer um botão de pressão e uma resistência externa para a opção de *clear*. Esta opção de *clear* serve para que o microcontrolador possa desligar o sistema por qualquer motivo que o algoritmo implementado assim o entenda. Nesta situação o sistema apenas volta a ligar com intervenção humana.

4.4 Controlo de Alimentações dos Periféricos Externos

Nem todos os equipamentos existentes no mercado estão preparados ou são desenvolvidos a pensar em sistemas de baixo consumo. Caso esses equipamentos sejam necessários é necessário arranjar uma forma desse equipamento se tornar de alguma forma capaz de reduzir o seu consumo neste tipo de aplicações. No caso desta aplicação esses casos existem. Existe o caso da memória *flash*, do conversor de I²C para 1-Wire e do caso do módulo de comunicação sem fios, embora este último já esteja preparado para este tipo de aplicações considerou-se pertinente a inclusão deste controlo externo.

Existe dois tipos de controlo distintos:

GPIO Um controlo mais simples que consiste em ligar o pino de V_{CC} diretamente a um GPIO do microcontrolador, isto só é possível quando o consumo deste equipamento externo não excede o máximo que um GPIO é capaz de fornecer (20 mA). No caso deste nó apenas se consegue utilizar este controlo no conversor de I²C para 1-Wire.

MOSFET Para os equipamentos em que o seu consumo nominal excede os 20 mA o microcontrolador não consegue fornecer diretamente sem ser danificado, então é utilizado um MOSFET que é controlado através do microcontrolador e está ligado à alimentação do equipamento externo.

A Figura 4.5 mostra o esquema de controlo por MOSFET para uma compreensão simplificada de como funciona. A resistência tem por função, caso o sinal de controlo não esteja presente, manter o equipamento desligado.

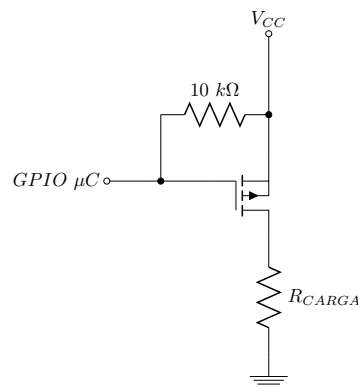


Figura 4.5: Controlo de alimentação externa por MOSFET.

4.5 Esquema Mecânico

Neste equipamento, quando existir a necessidade de criar placas de expansão externas, os conectores que permitem essa expansão estão colocados de forma a que essas placas de expansão apenas se conectem de uma forma, evitando assim ligações erradas danificando o equipamento. Esses conectores estão dispostos no centro do nó verticalmente e alinhados horizontalmente. Esta disposição pode ser mais facilmente observada na Figura 4.6.

Os próprios conectores já possuem uma protuberância que faz com que estes apenas encaixem numa posição. Como pode ser observado na Figura 4.6 estes têm a sua protuberância no mesmo sentido. Estes dois mecanismos fazem com que as placas de expansão apenas encaixem na posição correta.

Como pode ser observado este nó tem dois conectores, isto é uma característica propositada, desta forma é garantido a resistência mecânica da conexão evitando pressões em apenas um ponto de apoio que pode danificar o nó. Em certas aplicações poderia apenas existir um conector ligado mas isso não é possível, mais uma vez para garantir a integridade mecânica.

No que diz respeito a botões existentes, está presente o botão de ON/OFF e o botão para reiniciar do sistema. Estes estão identificados na placa dispensando qualquer tipo de referência em esquema. Embora sejam botões que são desenhados para estar na extremidade da PCB estes foram propositadamente colocados no interior da mesma para que não haja intervenções acidentais nos mesmos ao manusear o equipamento.

Por fim existe um LED tricolor que serve para alertas visuais e uma ficha USB que serve para recarregar a bateria e alimentar o sistema. Esta ficha permite também a comunicação com o microcontrolador (*hardware* está presente) mas não está implementado.

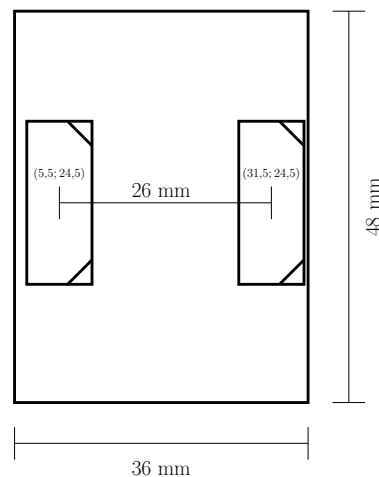


Figura 4.6: Localização dos conectores.

4.6 Sistema de Duplo Microcontrolador

Recentemente, os avanços dos sistemas embebidos levaram a um aumento da autonomia desses mesmos sistemas. Técnicas como as descritas na secção 2.5 são utilizadas nos dias que correm em equipamentos móveis que permitem manter uma autonomia razoável ainda assim mantendo o processamento elevado.

Tendo em conta essas técnicas, foi feita a adaptação para os sistemas aqui discutidos, isto é, sistemas embebidos controlados por microcontroladores, mais propriamente neste documento nós sensoriais, ou equipamentos de recolha de dados.

Pode ser feita a analogia para estes sistemas pois em algumas aplicações existe a necessidade de estar sempre a realizar a recolha de dados e posteriormente estes serem tratados. Estas duas tarefas apresentam características semelhantes as aplicações referidas na secção 2.5, onde uma tarefa simples (recolha de dados), outra complexa (tratamento dos dados) estão presentes no sistema e são distribuídas por microprocessadores distintos e com características distintas.

Neste caso foi criado um módulo de expansão que contém um microcontrolador de 8 bits de baixo consumo da *Microchip* série PIC18F que está encarregue da aquisição dos dados do sensor inercial com 9 graus de liberdade (um acelerómetro tri-axial, um giroscópio tri-axial e um magnetómetro também tri-axial) tudo no mesmo encapsulamento para poupança de espaço numa possível aplicação.

Este módulo de expansão tem acesso ao barramento externo do nó e naturalmente ao barramento I²C nele presente. Esse barramento esta ligado entre o microcontrolador ARM presente no nó, o PIC18F presente no módulo de expansão bem como o sensor inercial e funciona num esquema *multi-master*, em que o ARM e o PIC18F tomam controlo do barramento dentro do necessário.

Relativamente aos testes serão apresentadas as técnicas utilizadas para testar a validade destas técnicas de redução de energia.

4.7 Análise e Conclusões

Neste capítulo procedeu-se ao cálculo e dimensionamento dos componentes/sistemas eletrónicos presentes neste nó.

Iniciou-se com um pequeno estudo dos efeitos parasitas provocados pela PCB, especialmente os efeitos capacitivos que dependendo do seu valor podem influenciar as linhas de comunicação digitais, arredondando os flancos das mesmas (devido a efeitos RC distribuídos) e provocar erros de comunicação ou mesmo impossibilitar as mesmas.

Seguiu-se então o condicionamento do microcontrolador no sistema de acordo com o recomendado pelo fabricante, cálculo do fusível digital e dimensionamento do filtro

que foi aplicado ao equipamento de medida da corrente a ser consumida no mesmo, onde se verificou que picos de corrente de frequência superior a aproximadamente 10 Hz sofrem uma atenuação superior a 3 dB, também se pode observar a resposta a essas zonas de alta frequência com a resposta a um impulso.

Posteriormente procedeu-se ao dimensionamento do carregador da bateria tendo em conta a energia máxima consumida atualmente pelo nó e o disponível no USB o que levou a uma corrente de carga de aproximadamente 200 mA. Seguidamente a fonte de alimentação e todos os seus elementos internos foram discutidos e dimensionados bem como o sistema de controlo de alimentação dos periféricos externos, passando por um esquema mecânico dos elementos mais importantes do nó e terminado com a técnica utilizada para testar a redução de energia utilizado um sistema de duplo microcontrolador.

Para concluir, sem dúvida que os cálculos mais complexos estão presentes na fonte de alimentação por esse motivo este elemento será alvo de estudo no capítulo seguinte. Por relevância e por ser o maior objeto de estudo, o sistema de duplo microcontrolador e as técnicas de redução de energia serão também abordados no capítulo seguinte.

Capítulo 5

Testes ao Sistema

Como em todos os projetos, a necessidade de validação dos mesmos é essencial. Sendo este um projeto essencialmente debruçado sobre a economia de energia em sistemas embebidos, mais propriamente em nós constituintes de uma rede sensorial, foi elaborada uma bateria de testes.

Numa primeira fase para validar os cálculos teóricos existentes no Capítulo 4 colocou-se o sistema em diversas condições para constatar se a prática correspondia ao calculado na teoria.

Na segunda fase de testes, e a mais importante, estando estes não tão intrinsecamente ligados com os cálculos anteriormente mencionados, estuda-se o efeito que as diversas tarefas executadas pelo microcontrolador e periféricos (internos e externos) influenciam o consumo de energia do mesmo.

No primeiro tipo de testes, onde essencialmente é testada a fonte de alimentação dimensionada contra o cálculo teórico, é observado o comportamento da tensão de saída em função de vários tipos de carga aplicados. Alterando o valor das cargas aplicadas é possível simular o comportamento do sistema observando a resposta da fonte quando o sistema está em execução (carga mais elevada) e quando este está em repouso (carga mais reduzida). Para este tipo de testes não houve necessidade de criação de qualquer *firmware* complexo para o microcontrolador, apenas existia a necessidade de colocar este nos diversos modos de gestão de energia.

Ao contrário dos testes à fonte de alimentação, os testes de influência do consumo através do tipo de tarefa a ser executada pelo microcontrolador requerem um *firmware* completamente funcional para testar diversas possibilidades. Foi então criado todo o *firmware* base para configurar corretamente o microcontrolador, os periféricos internos e externos necessários bem como as bibliotecas para os periféricos externos, no entanto não existe uma aplicação funcional e autónoma.

Este capítulo será organizado da seguinte forma: inicialmente será dada uma visão geral do *firmware* criado para os testes e tudo o que envolve essa criação. Era um ponto

bem definido desde o início que o objetivo não é criar uma aplicação funcional mas sim estudar o efeito do microcontrolador / aplicação no consumo de energia. Seguidamente serão apresentadas as condições em que os testes foram efetuados, equipamento utilizado e métodos de medição. Por fim serão abordados os testes à fonte de alimentação e ao sistema de acordo com pequenas variações de *firmware* e finalmente terminando com uma análise geral deste capítulo.

5.1 *Firmware*

O *firmware* para um microcontrolador é essencial, pois distingue os microcontroladores e microprocessadores da lógica digital não programável, que em teoria podia substituir um microcontrolador numa determinada aplicação, sem este os microcontroladores não passam de um pedaço de silício sem qualquer utilidade.

Sendo este elemento (*firmware*) tão importante, foi abordado de uma forma diferente do habitual. Tipicamente quando se cria um sistema embebido, o *firmware* tem um objetivo bem definido logo a partida, a função do equipamento está estabelecido *a priori*. No caso de um nó *wireless* que se intitula ubíquo essa aplicação não está definida à partida e cabe a cada utilizador criar a sua aplicação o seu *firmware*.

No entanto, não existe a necessidade do utilizador conhecer a eletrónica do nó, pois a abordagem adotada consiste em fornecer uma *Application Programming Interface* (API) que dá ao utilizador uma série de funções que dão acesso aos periféricos internos e externos do microcontrolador.

De seguida serão então abordadas ferramentas de programação utilizadas e bibliotecas usadas e criadas.

5.1.1 Ferramentas de Programação

No mundo da criação de *firmware* existem inúmeras aplicações para o desenvolvimento de aplicações, umas não têm qualquer licença comercial associada, a maioria tem. Para este projeto foram essencialmente utilizadas duas ferramentas para o desenvolvimento do *firmware*. Uma aplicação com licença comercial o *Keil Microcontroller Development Kit for ARM* (MDK-ARM), que estava ao dispor do autor com uma licença válida e o *CooCox Integrated Development Enviroment* (IDE) que é completamente gratuito.

Ambas têm as suas vantagens e desvantagens, são aqui sugeridas estas duas aplicações testadas, se bem que a maioria (ou quase totalidade) do *firmware* foi desenvolvido com o MDK-ARM. Este foi o escolhido pela excelência a nível de suporte bem como a nível de *debug*. Tem como desvantagem um ambiente de desenvolvimento que se mostrou um pouco menos produtivo que o *CooCox*. Esta desvantagem do MDK-ARM é

colmatada pelo suporte para um IDE externo e bem conhecido, o *Eclipse* IDE. No que diz respeito ao Coocox, este já é baseado no Eclipse, o que torna a sua produtividade maior, mas peca pela falta de características de *debug*.

5.1.2 Bibliotecas Usadas / Criadas

No que diz respeito a bibliotecas criadas e usadas para realizar os testes bem como para serem disponibilizadas ao utilizador estas seguem uma certa hierarquia que tem de ser respeitada para que todo o código seja considerado funcional.

Na base hierarquia está a camada de *software* que é genérica para todos os microcontroladores com um ARM *Cortex*. Essa camada é denominada de *Cortex Microcontroller Software Interface Standard* (CMSIS) e é uma camada de abstração do núcleo e dá acesso a funções que são comuns a todos os ARM *Cortex* da mesma linha, neste caso M3. Geralmente esta biblioteca oferece os registos do microcontrolador sobre uma forma de variáveis para serem manipulados, não havendo necessidade de andar a lidar com endereços de memória diretamente.

Depois da CMSIS vêm as bibliotecas dos periféricos internos do microcontrolador, essas bibliotecas são geralmente disponibilizadas por cada fabricante de microcontroladores e permitem que haja uma certa abstração do *hardware* interno. No caso do *firmware* criado, todas as bibliotecas disponibilizadas pela *ST Microelectronics* estão disponíveis e cabe depois ao utilizador utilizar apenas as que necessita.

Dado que nem todos os periféricos presentes no microcontrolador satisfaziam as necessidades face aos requisitos, estão presentes no sistema periféricos externos, como é o caso da memória *flash*, do transceptor para a comunicação sem fios, do bloco de gestão de energia e do conversor de I²C para 1-Wire. Estes periféricos necessitam de comunicar com o microcontrolador e é necessário ter a API criada para que o utilizador seja capaz de interagir com estes e desta forma usufruir das suas funções. É aí que está mais uma camada de *firmware*, uma camada que depende das bibliotecas do fabricante e do CMSIS mas que por si também necessita de bibliotecas para disponibilizar as suas funções, estas API forma então a última camada deste sistema.

Posteriormente e apenas dependendo do CMSIS para funcionar existe uma pequena biblioteca de gestão de tarefas no microcontrolador, desta forma torna-se mais simples criar um *firmware* baseado em tarefas que tem de ser realizadas a uma determinada frequência e um determinado número de vezes. Esta camada não é imperativa para o funcionamento do sistema ao contrário das anteriores mencionadas.

5.2 Condições dos Testes

Esta secção tem por objetivo tornar claro as condições dos testes efetuados pela exposição das condições em que estes foram realizados. Esta necessidade prende-se com o facto de posteriormente as condições possam ser replicadas em outros sistemas e realizar comparações.

Todos os dados gráficos foram obtidos com um osciloscópio digital da marca *Digilent*, mais concretamente o *Analog Discovery*. Os dados que não são gráficos, ou seja, são apenas medições, foram medidos através de um multímetro digital *Fluke* modelo 289. O osciloscópio tem uma impedância de entrada de $1\text{ M}\Omega$ e uma largura de banda de 5 MHz .

Para medição das correntes consumidas pelo sistema houve necessidade de desenvolver um simples circuito eletrónico que de alguma forma e em conjunto com o osciloscópio fosse capaz de digitalizar os valores de corrente para posterior tratamento. Este circuito é um amplificador diferencial que mede a tensão aos terminais de uma resistência para monitorização de corrente, amplifica este sinal que posteriormente é digitalizado pelo osciloscópio. Este circuito está representado na Figura 5.1 e foram utilizados dois circuitos semelhantes a este para algumas medições. Para que a disparidade entre circuitos fosse minimizada, foram utilizados *arrays* de resistências de $1\text{ k}\Omega$ e $100\text{ k}\Omega$.

O motivo que justifica a utilização deste tipo de resistências prende-se com o facto de no processo de fabrico, caso haja imperfeições, estas são semelhantes para todas as resistências do *array* e estatisticamente os erros são idênticos entre estas. Embora o valor absoluto medido possa ter erros, o erro relativo de todas as medições e entre os dois circuitos está bastante minimizado.

Foram utilizados os circuitos da Figura 5.1 por não existir nenhum equipamento disponível que atingisse o nível de resolução, precisão e gama de funcionamento pretendido.

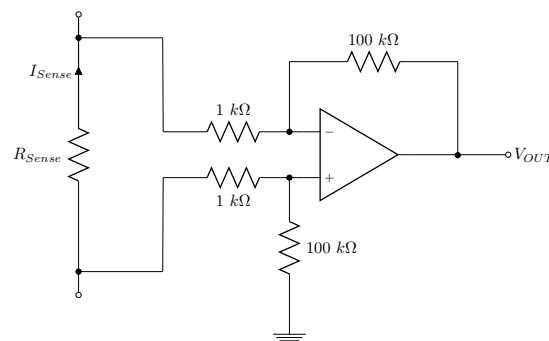


Figura 5.1: Conversor corrente-tensão utilizado para medição de correntes consumidas pelo sistema.

5.3 Testes Efetuados

De forma genérica foram efetuados dois tipos de testes: teste que comprovam os cálculos da fonte de alimentação e os testes de consumo de energia do(s) microcontrolador(es). Nesta secção serão apresentados e discutidos os testes efetuados bem como possíveis conclusões a retirar desses mesmos testes.

5.3.1 Fonte de Alimentação

De todos os cálculos teóricos apresentados na Secção 4 de forma geral apenas se pode comprovar a validade dos testes realizados para a fonte de alimentação, sendo esta também a que apresentou a maior complexidade nos cálculos envolvidos. Para efetuar os testes à fonte de alimentação foram realizados diversos tipos de combinações de tensões de entrada e carga presente na saída. Para os testes apresentados nesta secção apenas foi usado o osciloscópio para obter as formas de onda de saída.

A Tabela 5.1 apresenta de forma resumida todos os resultados obtidos através dos testes efetuados ao conversor DC/DC.

Não é pretendido efetuar uma explicação e descrição exaustiva destes dados, deixando para o leitor avaliar e obter informação de ambos, a tabela e as figuras. Pelo contrário apenas será feito um estudo de verificação dos dados obtidos. Contudo, antes de iniciar este estudo é de referir que no teste número 5, 6 e 7 o campo que corresponde à carga na fonte encontra-se com a nota de N/A o que significa que para o teste em causa não foi utilizada uma resistência ligada ao sistema mas sim o sistema em si.

Os valores de corrente que estão a ser fornecidos pela fonte foram medidos com recurso ao multímetro referido anteriormente. Tendo em conta que o valor de tensão de saída pretendido é 3,3V irá agora proceder-se alguns cálculos de análise estatística a partir dos dados da Tabela 5.1.

Para simplificação do estudo dos dados recolhidos, a Tabela 5.2 resume todos os dados e as figura relacionadas com esses dados.

Os dados presentes na Tabela 5.2 foram obtidos através das equações representadas em seguida. A cada linha existe o número da equação respetiva.

$$\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \quad (5.1)$$

$$\bar{d} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |x - \bar{x}| \quad (5.2)$$

$$erro = \frac{\bar{d}}{\bar{x}} \times 100\% \quad (5.3)$$

Teste #	R_L [Ω]	I_L [mA]	V_{IN} [V]	V_{OUT} [V]				Forma de Onda (Figura)	Histograma (Figura)
				<i>min</i>	<i>max</i>	<i>avg</i>	<i>p - p</i>		
1	23,5	120,0	2,95	3,283	3,341	3,309	57,8 m	5.2(a)	5.2(b)
			3,3	3,285	3,338	3,310	52,8 m	5.2(c)	5.2(d)
			5	3,287	3,334	3,312	47,6 m	5.2(e)	5.2(f)
2	47	70,21	2,6	3,298	3,329	3,312	31,2 m	5.3(a)	5.3(b)
			3,3	3,301	3,331	3,314	29,8 m	5.3(c)	5.3(d)
			5	3,269	3,339	3,295	70,8 m	5.3(e)	5.3(f)
3	100	33,00	2,6	3,263	3,341	3,306	77,8 m	5.4(a)	5.4(b)
			3,3	3,260	3,341	3,299	81,0 m	5.4(c)	5.4(d)
			5	3,261	3,336	3,289	74,6 m	5.4(e)	5.4(f)
4	470	7,02	2,6	3,260	3,341	3,290	80,2 m	5.5(a)	5.5(b)
			3,3	3,262	3,336	3,285	73,8 m	5.5(c)	5.5(d)
			5	3,256	3,330	3,277	72,8 m	5.5(e)	5.5(f)
5	N/A ⁽¹⁾	1,00	2,6	3,263	3,340	3,287	77,2 m	5.6(a)	5.6(b)
			3,3	3,263	3,336	3,283	73,8 m	5.6(c)	5.6(d)
			5	3,258	3,328	3,274	70,2 m	5.6(e)	5.6(f)
6	N/A ⁽¹⁾	180×10^{-3}	2,6	3,261	3,337	3,286	75,2 m	5.7(a)	5.7(b)
			3,3	3,261	3,333	3,282	71,6 m	5.7(c)	5.7(d)
			5	3,259	3,329	3,274	69,8 m	5.7(e)	5.7(f)
7	N/A ⁽¹⁾	$2,20 \times 10^{-3}$	2,6	3,264	3,339	3,286	75,2 m	5.8(a)	5.8(b)
			3,3	3,264	3,334	3,282	69,8 m	5.8(c)	5.8(d)
			5	3,258	3,327	3,274	69,2 m	5.8(e)	5.8(f)

(1). Campo não é aplicável a esta medição.

Tabela 5.1: Resultados dos testes da fonte de alimentação.

Análise	V_{OUT} [V]				Equação
	<i>min</i>	<i>max</i>	<i>avg</i>	<i>p - p</i>	
\bar{x} [V]	3,268	3,335	3,292	0,067	5.1
\bar{d} [V]	0,011	0,004	0,012	0,011	5.2
<i>erro</i> [%]	0,33	0,12	0,36	16,35	5.3
σ	0,014	0,005	0,014	0,015	5.4

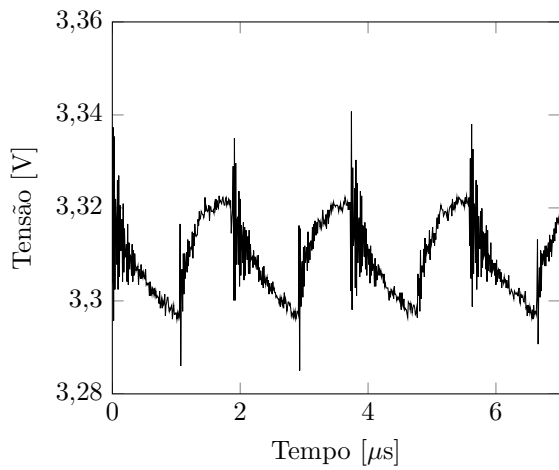
Tabela 5.2: Dados estatísticos relativos à Tabela 5.1.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^N d_i^2}{N - 1}} \quad (5.4)$$

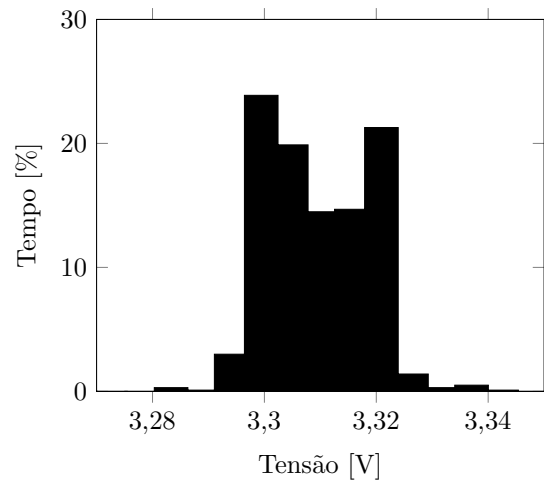
Respetivamente, as Equações 5.1, 5.2, 5.3 e 5.4 são as utilizadas para calcular a média, desvio médio absoluto, erro e desvio padrão dos valores presentes na Tabela 5.1.

Em termos gerais verifica-se que os cálculos realizados para a fonte de alimentação verificam-se na realidade. Embora haja uma discrepância elevada nos valores de *ripple* da fonte ($V_{out_{p-p}}$), ou seja, de 20 mV teóricos para uma média de 67 mV na prática isso pode ser justificado com problemas de *layout* na placa da circuito impresso na secção da fonte de alimentação. Isto pode ser observado na maioria das figuras como os picos elevados quando o conversor comuta do estado ligado para o estado desligado. Essas comutações fazem com que as tensões nas bobines atinjam valores elevados visto que o fluxo de corrente é cortado à bobine e esta irá tentar manter este fluxo aumentado a tensão aos seus terminais. Estes picos elevados justificam o elevado valor de *ripple* presente nos dados obtidos mas observando as figuras é possível afirmar que os valores de *ripple* estão dentro dos limites calculados.

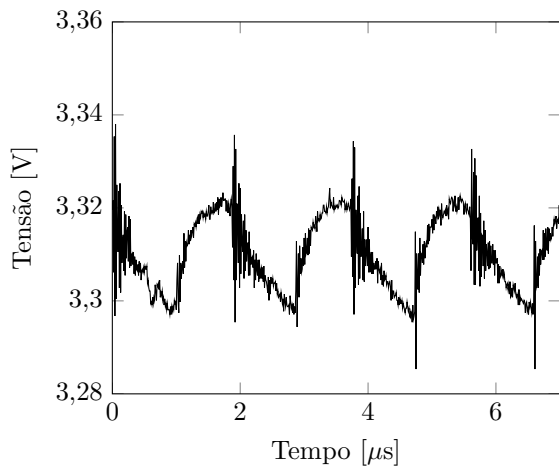
Se for realizada a média de todos os valores presentes na Tabela 5.1 obtém-se um valor médio da tensão de saída de 3,298 V o que está de acordo com o calculado teoricamente.



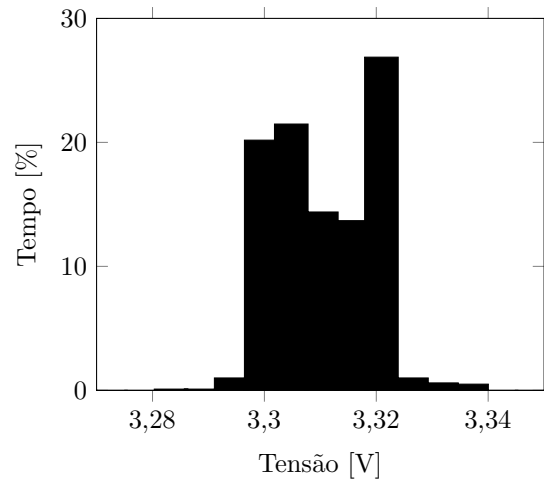
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,95V$).



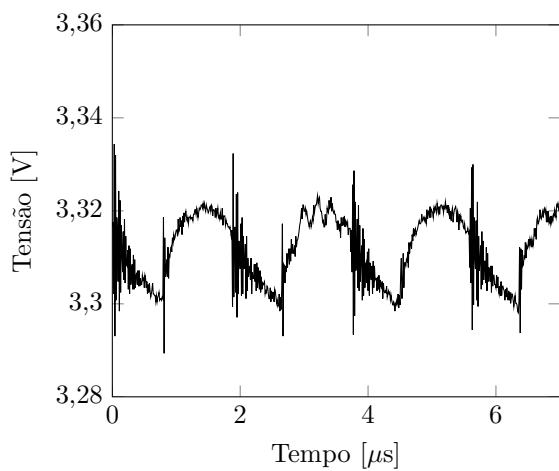
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,95V$).



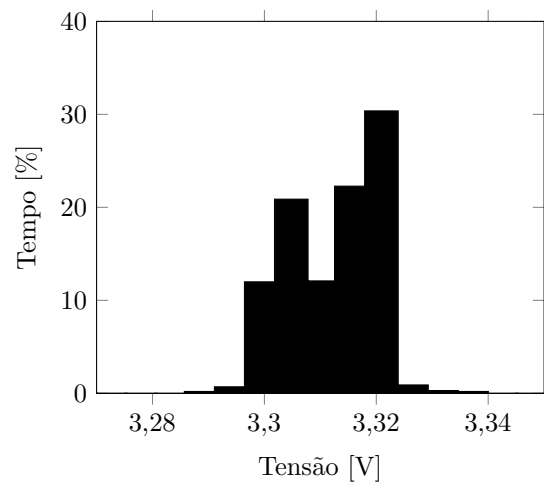
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

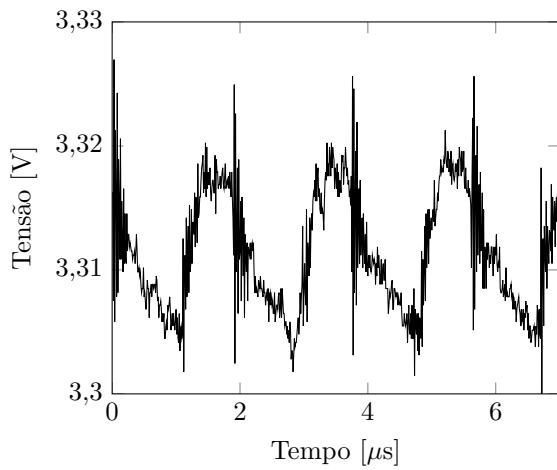


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

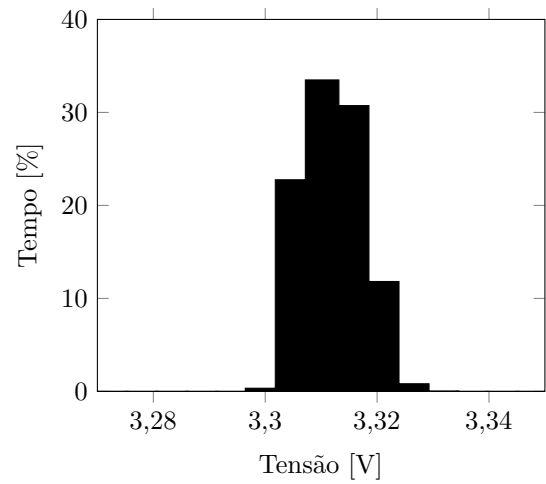


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

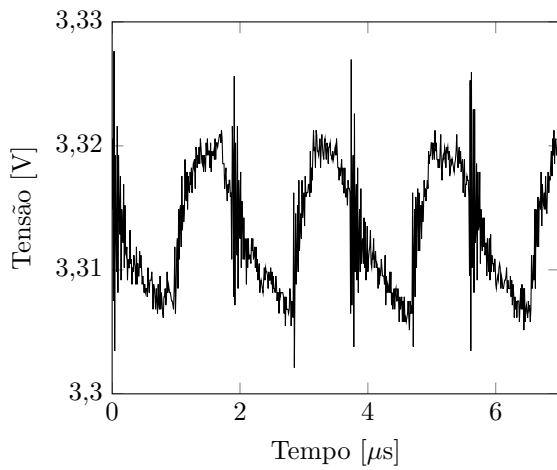
Figura 5.2: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de $23,5\Omega$.



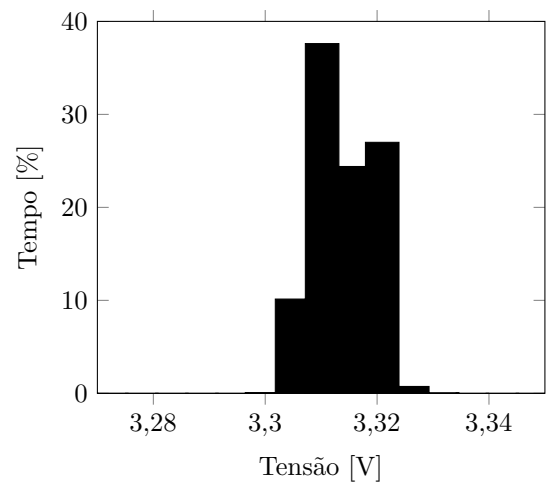
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



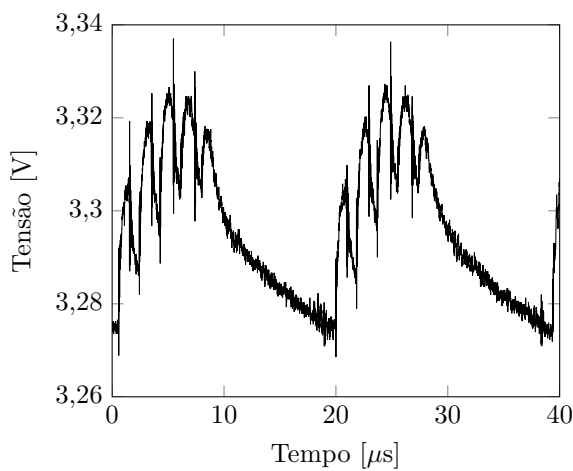
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



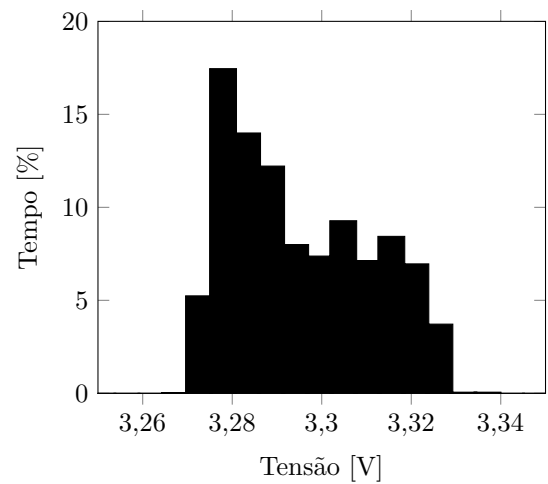
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

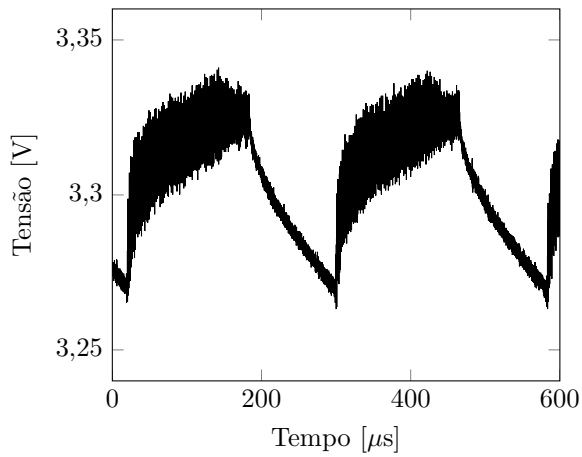


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

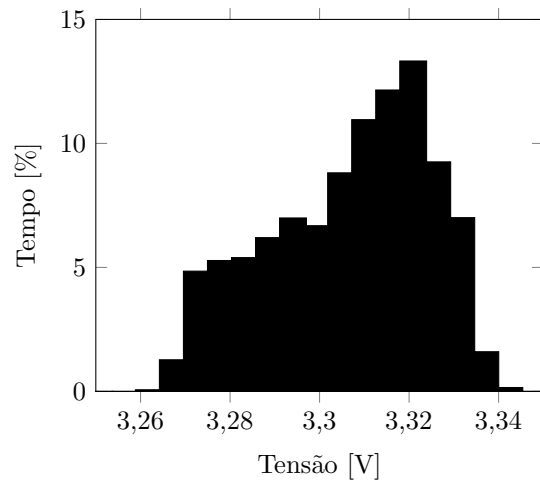


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

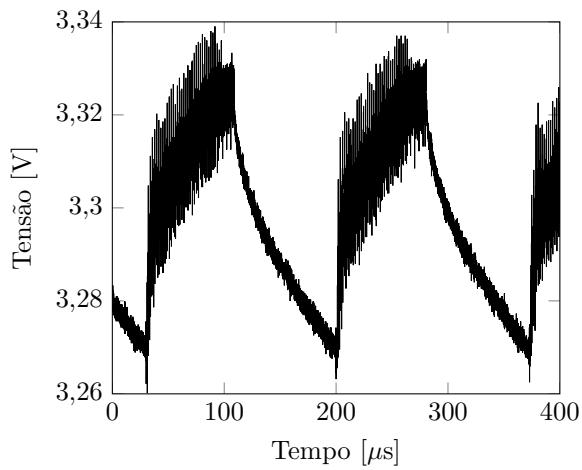
Figura 5.3: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de 47Ω .



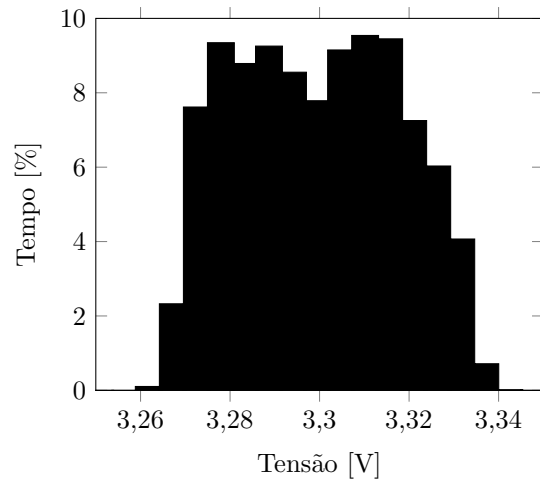
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



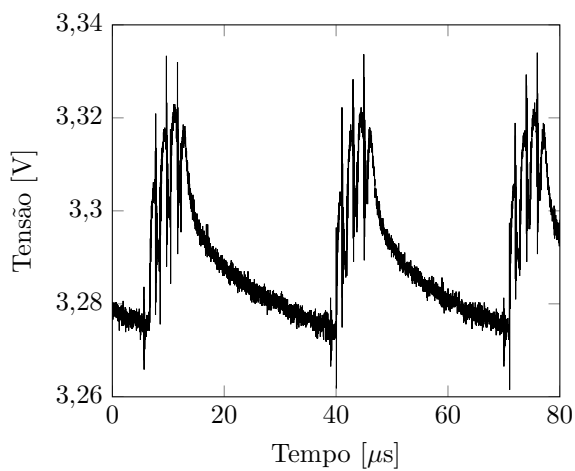
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



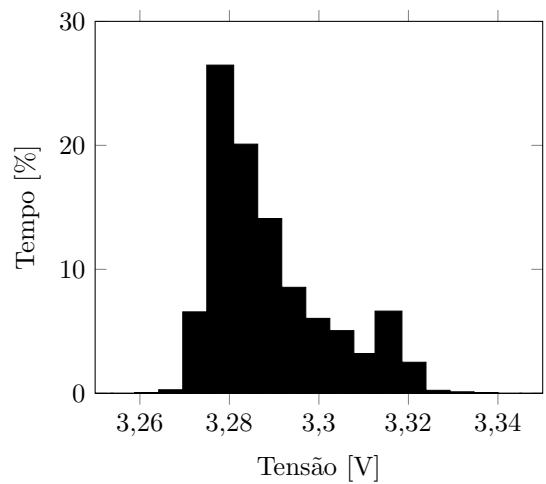
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

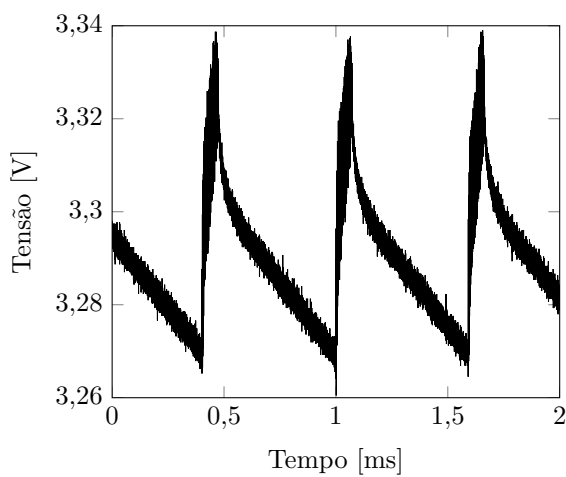


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

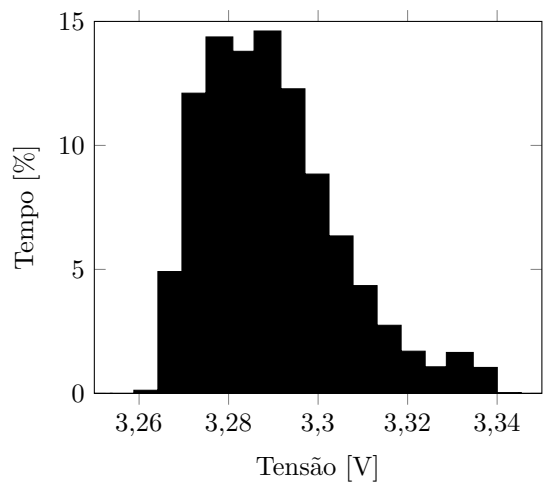


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

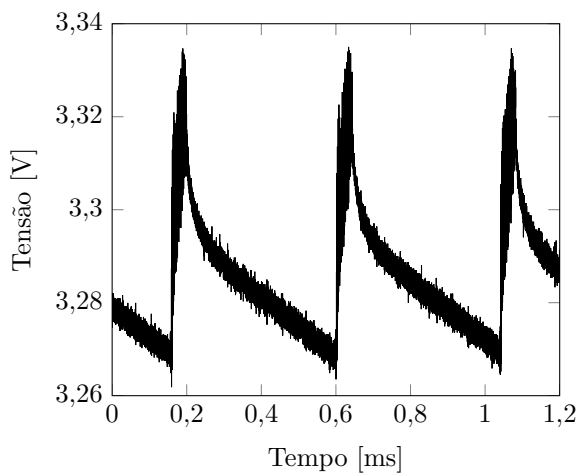
Figura 5.4: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de 100Ω .



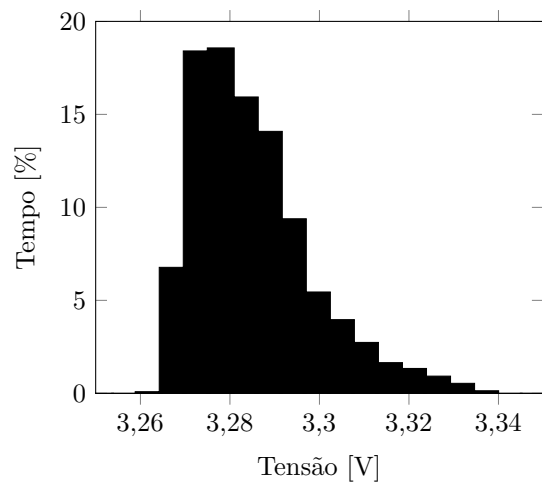
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



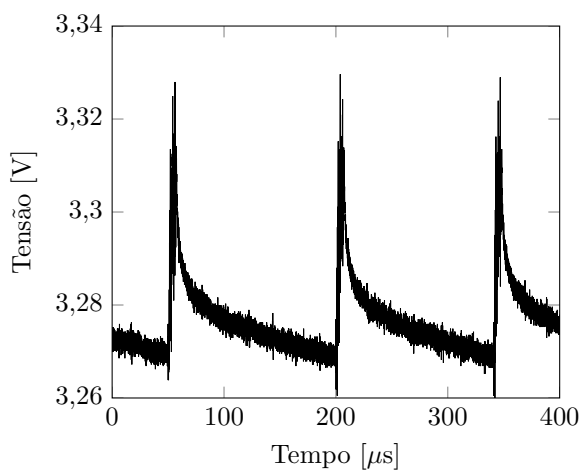
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



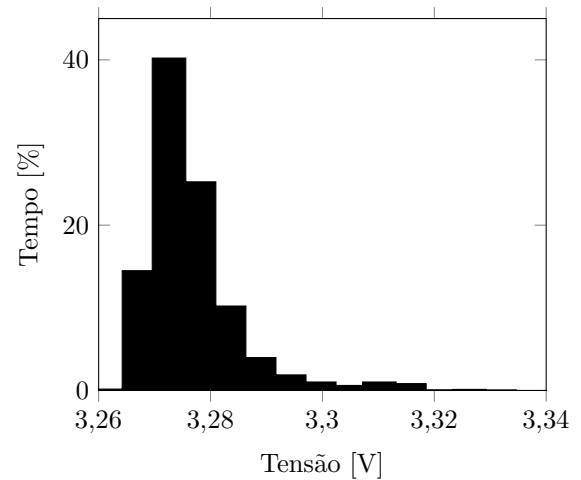
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

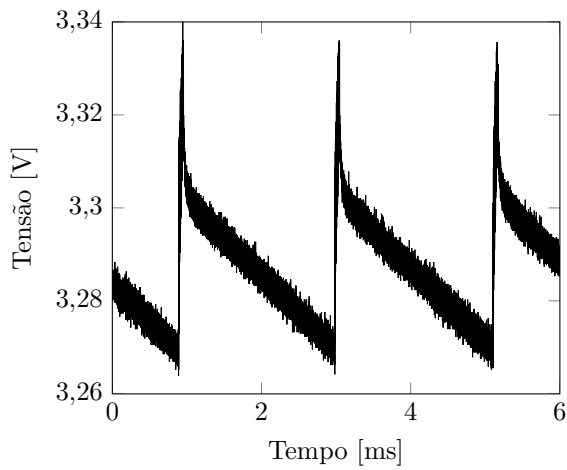


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

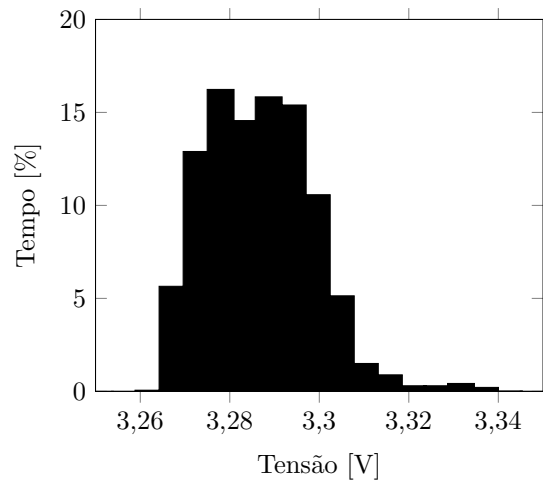


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

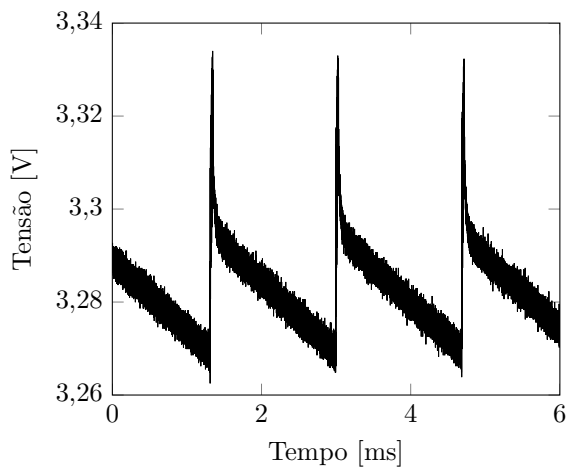
Figura 5.5: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com uma carga aplicada de 470Ω .



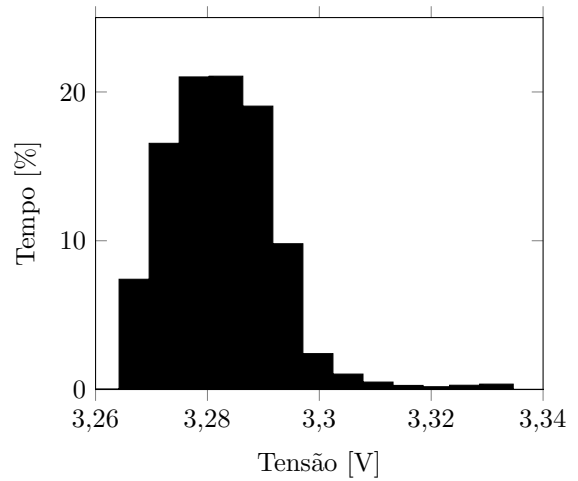
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



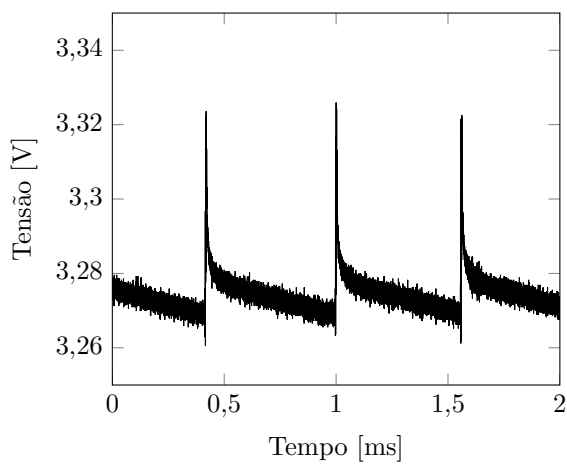
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



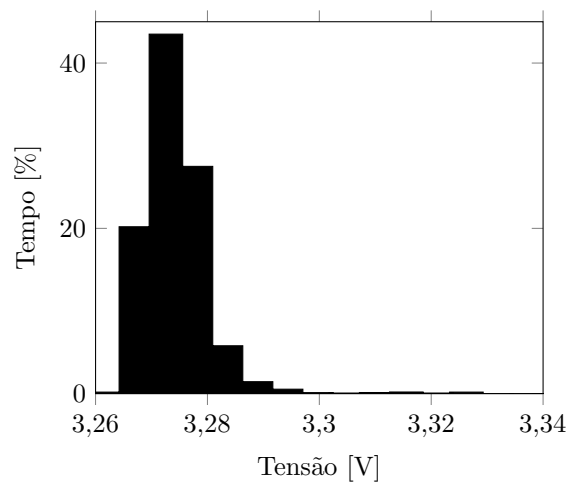
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

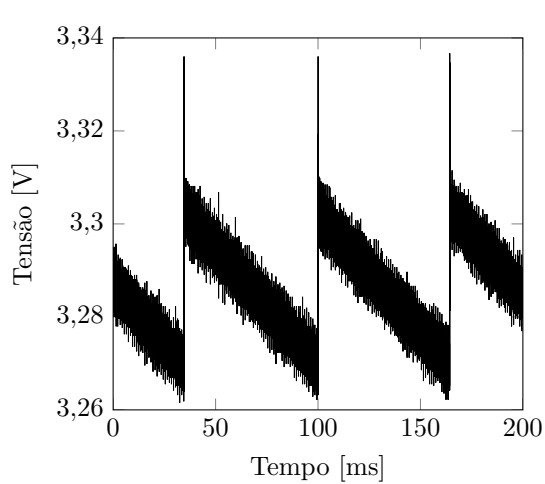


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

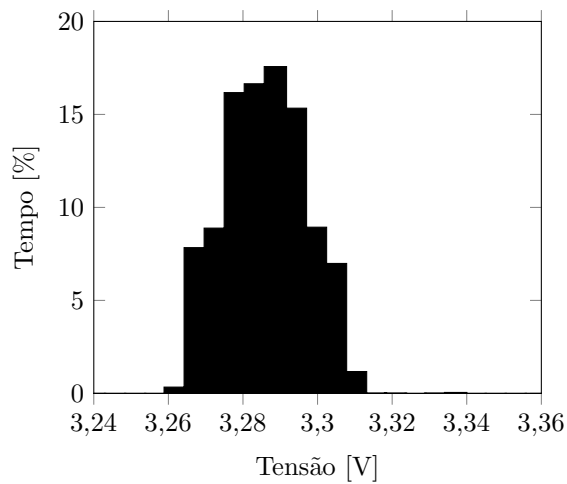


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

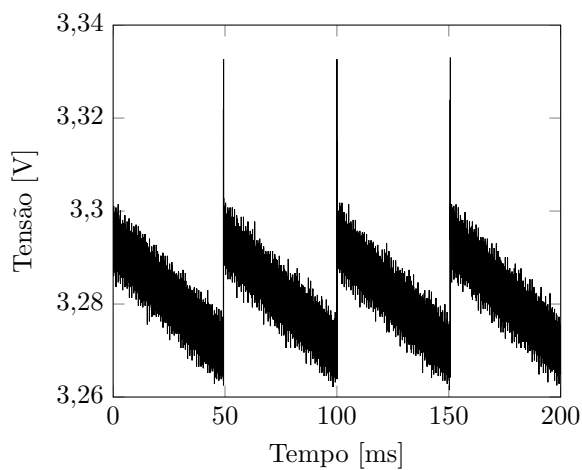
Figura 5.6: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em *Sleep*.



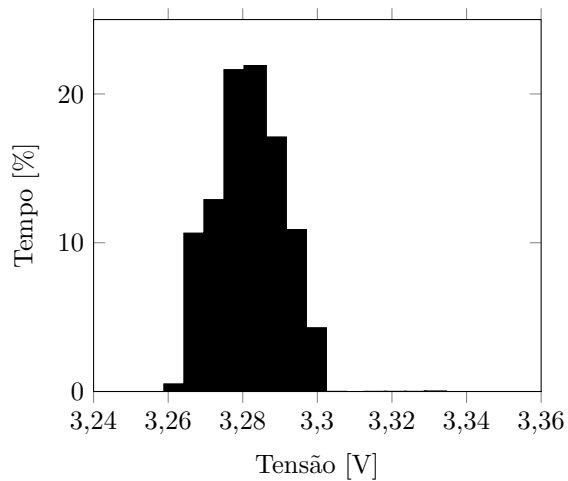
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



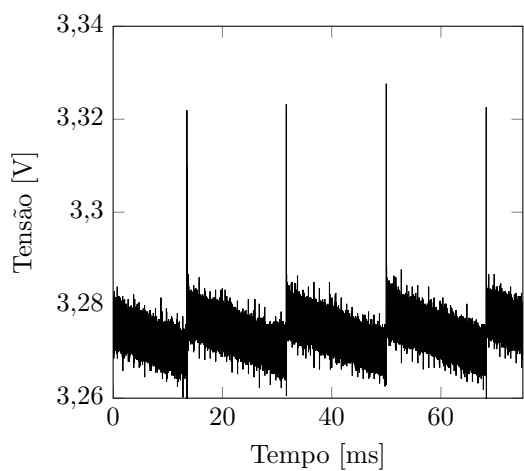
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



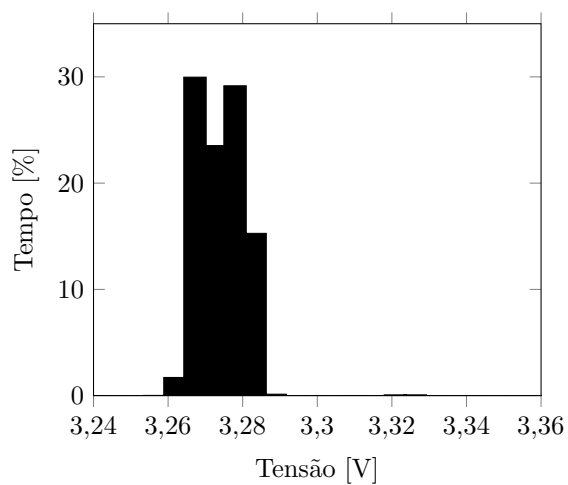
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).

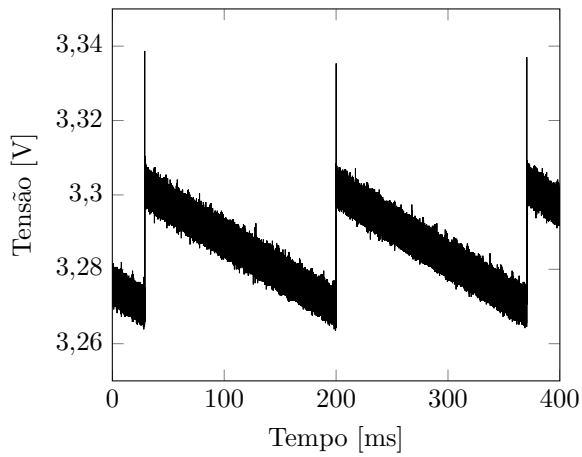


(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).

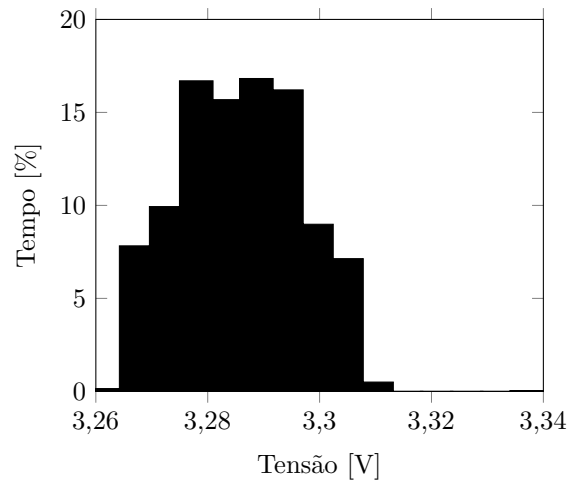


(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

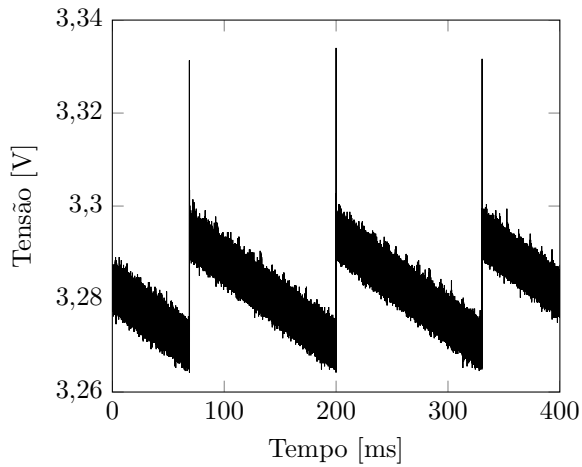
Figura 5.7: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em *Stop*.



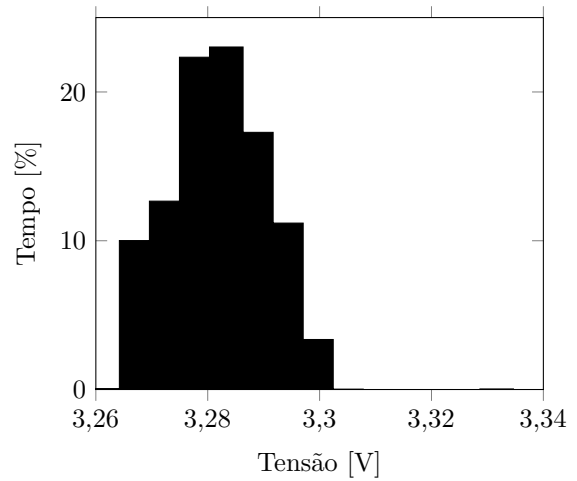
(a) Forma de onda ($V_{IN} = 2,6V$).



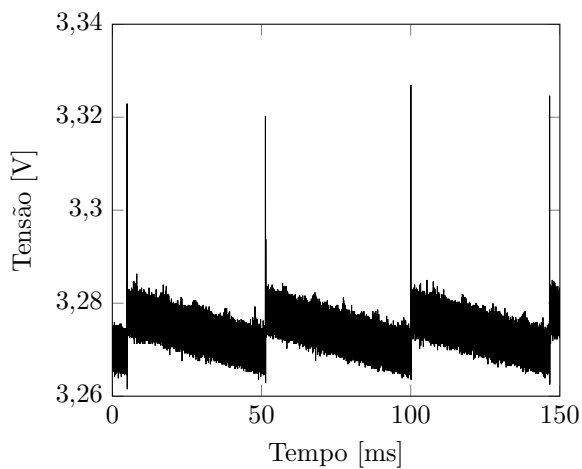
(b) Histograma ($V_{IN} = 2,6V$).



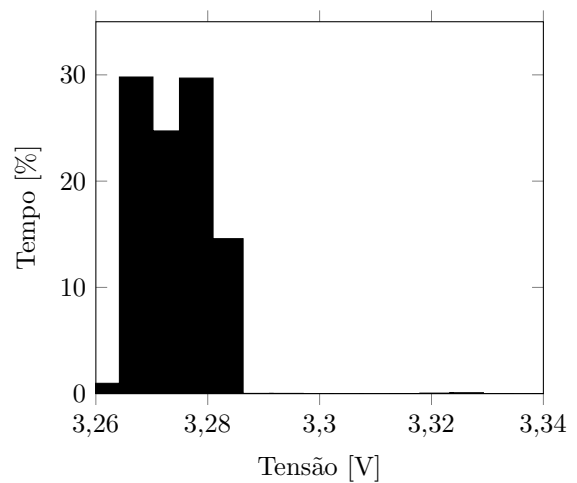
(c) Forma de onda ($V_{IN} = 3,3V$).



(d) Histograma ($V_{IN} = 3,3V$).



(e) Forma de onda ($V_{IN} = 5V$).



(f) Histograma ($V_{IN} = 5V$).

Figura 5.8: Forma de onda e respetivo histograma da tensão de saída do conversor DC/DC com o sistema em *Standby*.

5.3.2 Técnicas de Redução de Energia

Com todas as melhorias que foram aplicadas a este nó tanto a nível de microcontrolador como dos periféricos externos espera-se obter respostas acerca dos consumos, onde se encontram e como eliminar consumos não necessários.

Nesta secção pretende-se mostrar os diversos elementos em funcionamento, tanto isoladamente como em conjunto e tentar através de modificações no *firmware* melhorar consumos para realizar a mesma tarefa. Será também testada a técnica que demonstra teoricamente que é possível poupar energia aquando do uso de um sistema de duplo microcontrolador.

Foram realizados sete testes distintos ao sistema e registados os traçados da(s) corrente(s) para posterior análise. Também foram registados histograma(s) que permitem observar quais os tempos gastos em cada operação extrapolados através dos valores de corrente. Cada um dos testes serão detalhados nas secções referentes aos mesmos. Aqui apenas são apresentadas a Tabela 5.3 e Tabela 5.4 que resumem os testes e dados obtidos através das medições.

Apenas é de referir que constam dois elementos do sistema e que foram utilizados para realizar os testes: o elemento que nas tabelas é denominado de MB é o nó em si (NSFU), sem qualquer tipo de placa de expansão ligada; o elemento denominado de DB é a placa de expansão que neste caso contém um microcontrolador e sensor inercial (descritos na Secção 4.6); por fim e como o próprio campo indica está o total do sistema.

Para clareza da análise dos gráficos e histogramas é importante denotar que existem picos de corrente espaçados de um milisegundo quando os microcontroladores estão a ser utilizados, esses picos devem-se naturalmente à transição entre o modo activo e *sleep* provocados por um temporizador interno que é usado no gestor de tarefas presente no *firmware*. Embora estes picos influenciem a medição absoluta, a medição relativa não é afetada pois estão presentes em todos os testes.

Há, no entanto, alguns valores que podem e devem ser apresentados neste momento dado que devido ao seu baixo valor não foi possível traçar um gráfico utilizando o osciloscópio digital. No entanto, utilizando o multímetro referido no início deste capítulo e desligando tudo o que não é necessário ao microcontrolador, foi possível medir o valor de corrente consumida para os três modos de baixo consumo disponíveis (*sleep*, *stop* e *standby*), obtendo-se os seguintes dados:

<i>Sleep</i>	1 mA
<i>Stop</i>	180 μ A
<i>Standby</i>	2,2 μ A

Estes três modos de baixo consumo têm diferentes valores de corrente e é legítimo admitir o porquê de não utilizar sempre o que apresenta o consumo mais reduzido. Cada vez que se desce um nível no consumo (no modo) perdem-se funções do microcontrolador, por exemplo a possibilidade de comunicar com este do exterior sem este mudar de modo, ou seja, têm de haver um compromisso entre o que é necessário realizar com a aplicação e o nível de baixo consumo que podemos atingir.

Salvo nota em contrário ambos os microcontroladores funcionam à frequência de relógio de 8 MHz.

5.3.2.1 Teste 1 - ARM Realiza Cálculos Simples

O primeiro teste é um teste bastante simples e consistem em ter apenas o nó em si, sem qualquer tipo de placa de expansão ligada, com todos os periféricos externos desligados e colocar o microcontrolador ARM a realizar uma média de 256 valores presentes num vetor de dados a cada 10 ms. Pode ser observado claramente (Figura 5.9(a)) as zonas onde o microcontrolador está a efetuar os cálculos (1) e que leva cerca de $400\ \mu\text{s}$ a realizar os mesmos. Observa-se também que mantém uma corrente de *sleep* que varia de aproximadamente 3 mA a 3,5 mA.

É denotar que o microcontrolador é colocado em modo *sleep* quando este não está a realizar nenhuma operação. Embora o valor da corrente de *sleep* exposta no início seja de 1 mA, esta corrente é para o microcontrolador em *sleep* com todos os seus periféricos internos desligados, neste teste apresenta um valor superior pois para a aplicação em causa são necessários periféricos que por sua vez consomem energia para funcionar o que leva a esse valor de corrente de *sleep* mais elevado. A linha pontuada na Figura 5.9(a) representa o valor médio da corrente.

No que diz respeito aos tempos associados a cada operação, através da Figura 5.9(b) que é um histograma dos valores presentes no traçado da corrente, é possível observar que a grande maioria do tempo é passado em modo *sleep* (zona entre 3 mA e 3,5 mA) que representa uma percentagem de cerca de 93 %.

5.3.2.2 Teste 2 - Dados Enviados Via *Wireless*

Este é um teste também bastante simples (nas mesmas condições de *hardware* do teste 1 apenas ligando mais o módulo *wireless*), e já dá mais informação acerca do consumo do sistema e pode ser observado na Figura 5.10. O microcontrolador coloca na memória do módulo *wireless* 100 byte e posteriormente dá ordem de envio dos mesmos. A comunicação com o módulo é feita através de SPI a uma velocidade de 2 Mbit por segundo.

O envio dos dados leva cerca de $400\ \mu\text{s}$ a essa velocidade (não é possível observar

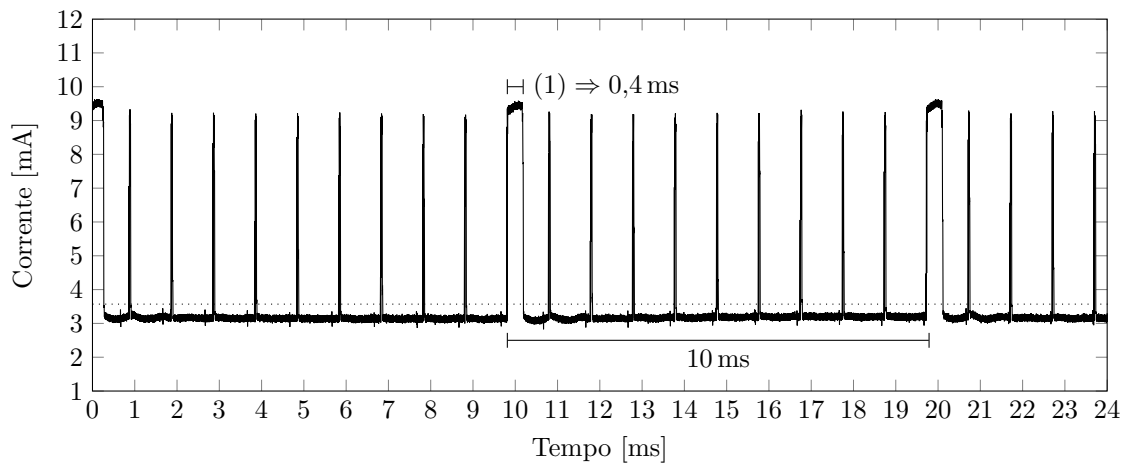
Teste #	Elemento	Corrente [mA]		Tempo Ciclo [ms]	Tempo Modo		Tempo Modo		Energia Consumida [nWh]
		<i>min</i>	<i>max</i>		<i>avg</i>	Ativo [%]	<i>Sleep</i> [%]		
1	DB	-	-	-	-	-	-	-	-
	MB	2,827	9,628	3,574	10	6,749	93,251	9,939	9,939
	Total	2,827	9,628	3,574		6,749	93,251	9,939	9,939
2	DB	-	-	-	-	-	-	-	-
	MB	21,187	165,884	50,828	100	15,273	84,727	141,274	141,274
	Total	21,187	165,884	50,828		15,273	84,727	141,274	141,274
3	DB	-	-	-	-	-	-	-	-
	MB	2,949	41,917	6,450	100	22,260	77,740	17,692	17,692
	Total	2,949	41,917	6,450		22,260	77,740	17,692	17,692
4	DB	-	-	-	-	-	-	-	-
	MB	22,194	168,906	52,062	100	15,573	84,427	143,326	143,326
	Total	22,194	168,906	52,062		15,573	84,427	143,326	143,326

-. Elemento não presente no sistema.

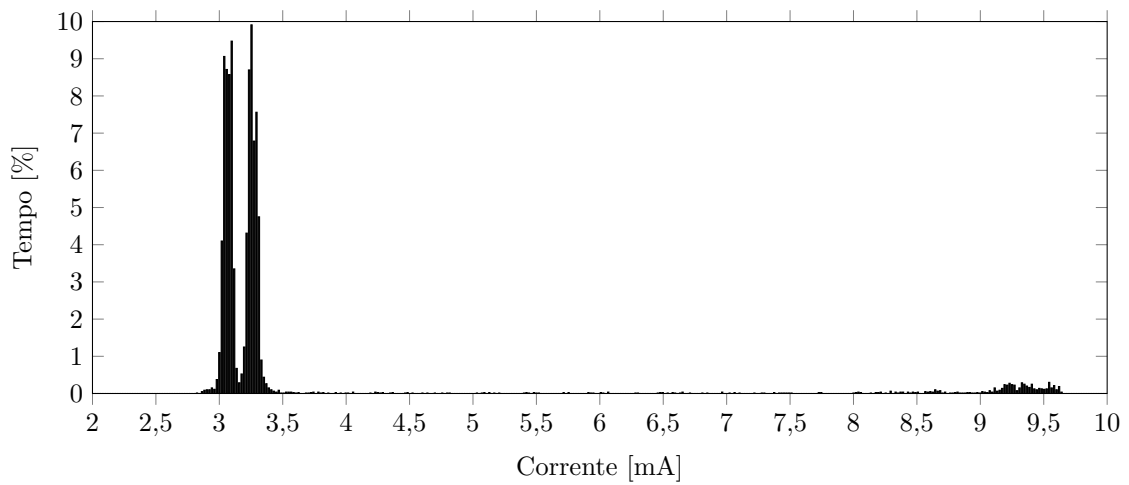
Tabela 5.3: Resumo dos testes efetuados para atestar técnicas de redução de energia.

Teste #	Elemento	Corrente [mA]			Tempo Ciclo [ms]	Tempo Modo Ativo [%]	Tempo Modo Sleep [%]	Energia Consumida [nWh]
		<i>min</i>	<i>max</i>	<i>avg</i>				
5	DB	4,231	11,567	9,445	10	72,354	27,647	25,370
	MB	2,771	10,089	4,209		9,486	90,514	11,630
	Total	7,476	21,620	13,654		78,728	21,272	37,000
6	DB	4,195	11,531	9,452	10	72,278	27,722	25,507
	MB	2,700	10,445	4,439		13,298	86,702	12,028
	Total	7,370	21,762	13,891		78,878	21,122	37,535
7	DB	4,911	15,503	10,874	10 (100)	76,041	23,959	30,176
	MB	2,455	11,873	4,435		3,912	96,088	11,982
	Total	9,138	26,359	15,309		76,603	23,397	42,158

Tabela 5.4: Resumo dos testes efetuados para atestar técnicas de redução de energia (continuação).



(a) Traçado da corrente.



(b) Histograma do traçado da corrente.

Figura 5.9: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 1.

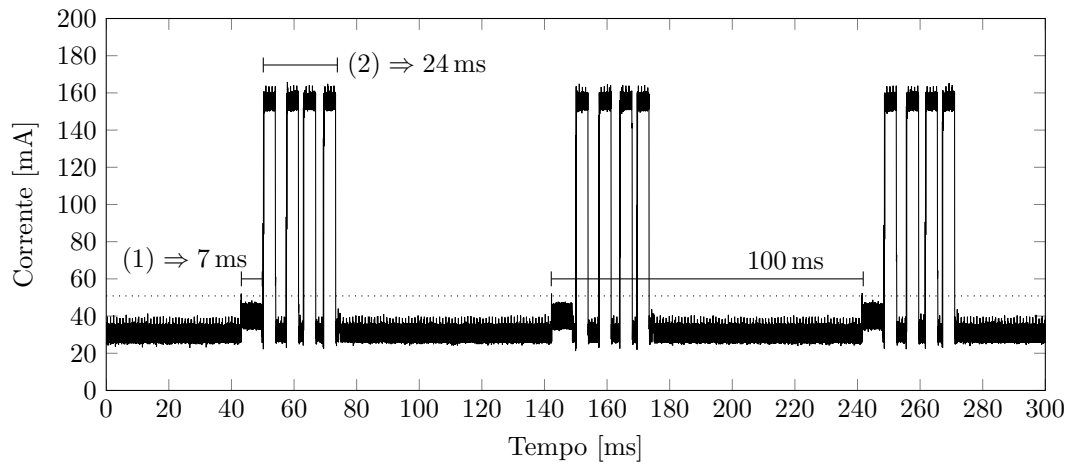
esse instante por falta de precisão nos dados), neste momento o microcontrolador entra em modo *sleep* e posteriormente o módulo inicia o envio dos dados com uma fase de menos consumo, zona (1), seguindo-se uma fase com quatro grandes picos de corrente, zona (2), atingindo o valor de cerca de 160 mA. Não é possível descrever o que está a ser realizado pelo módulo nesses tempos, apenas é possível afirmar que o processo de envio de 100 byte leva cerca de 31 ms. Estes tempos e valores podem ser lidos através do traçado presente na Figura 5.10(a). A linha pontuada na Figura 5.10(a) representa o valor médio da corrente.

Quanto as percentagens de tempo em cada fase é possível observar através da Figura 5.10(b) três fases distintas; a fase em que o microcontrolador está em modo *sleep*, o módulo *wireless* está em espera, ligado, e obtém-se um consumo entre 20 e 35 mA; uma segunda fase em que o microcontrolador envia os dados para o módulo *wireless* e estes são posteriormente tratados internamente, indicado na Figura 5.10(a) como (1) e com valores entre 35 e 45 mA; finalmente quando os dados são enviados, fase (2), com a duração de 24 ms onde existem valores de pico corrente de aproximadamente 160 mA. Pode-se já neste momento afirmar que o envio dos dados via wireless é a tarefa que requer mais energia devido aos amplificadores de potência do módulo RF.

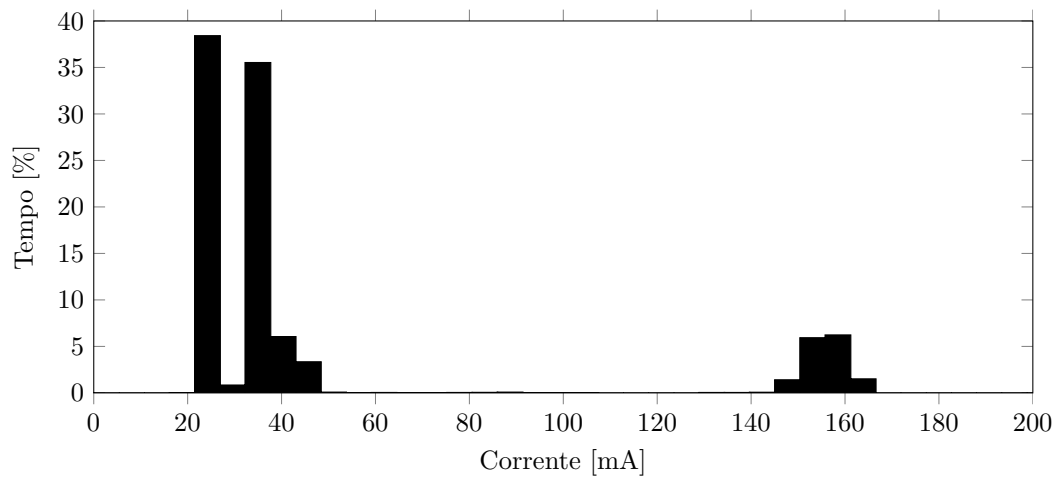
5.3.2.3 Teste 3 - Guardar Dados na Memória *Flash*

Para o terceiro teste de consumos, nas mesmas condições de *hardware* do teste 1 apenas ligando mais a memória flash, o ARM envia 100 byte para a memória flash presente no nó para estes serem armazenados. Este teste, como todos os anteriores, serve para observar o consumo associado ao armazenamento de dados. Tal como no teste anterior, e dado que a comunicação é feita através de SPI, os dados são enviados à velocidade de 2 Mbit levando os mesmos 400 μ s.

Através da documentação da memória *flash* é possível afirmar que os dados são inicialmente transferidos para um *buffer* interno e só posteriormente são guardados nas células de memória. Essa fase é observável através da zona (1) da Figura 5.11(a) em que o consumo aumenta significativamente e tem a duração de aproximadamente 15,5 ms. Este armazenamento de dados é feito em ciclos de 100 ms e nos momentos em que não está em funcionamento todos os sistemas então em modo *sleep* [30]. Através do histograma presente na Figura 5.11(b) é possível observar as corrente de modo *sleep* do ARM (zona entre os 2,5 e 5 mA) bem como os picos do modo “*sleep*” da memória *flash* (zona dos 10 mA) e por fim mas não tão perceptível as zonas onde a *flash* está a armazenar os dados nas células de memória, zona entre os 25 e 35 mA. De notar que a transferência de dados do *buffer* para as células de memória é o maior consumidor de energia neste teste e é neste estado que está o sistema cerca de 22 % do tempo.

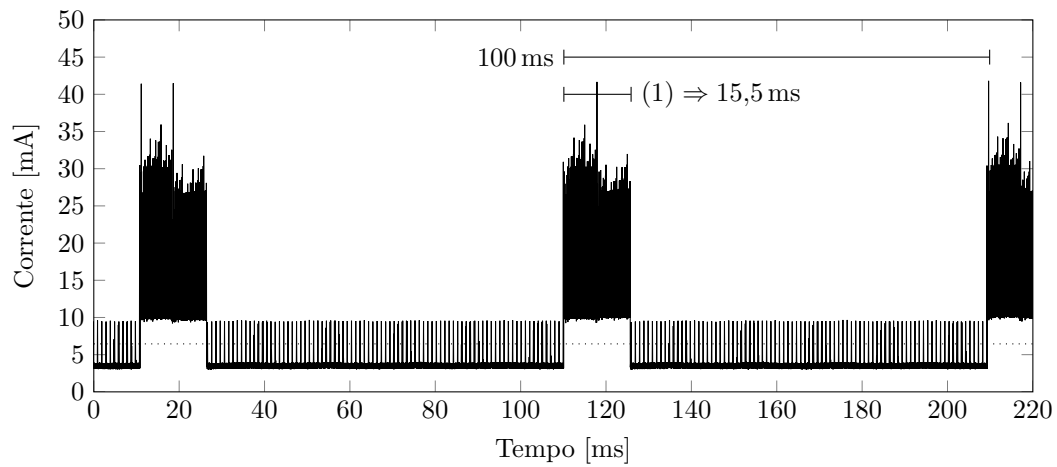


(a) Traçado da corrente.

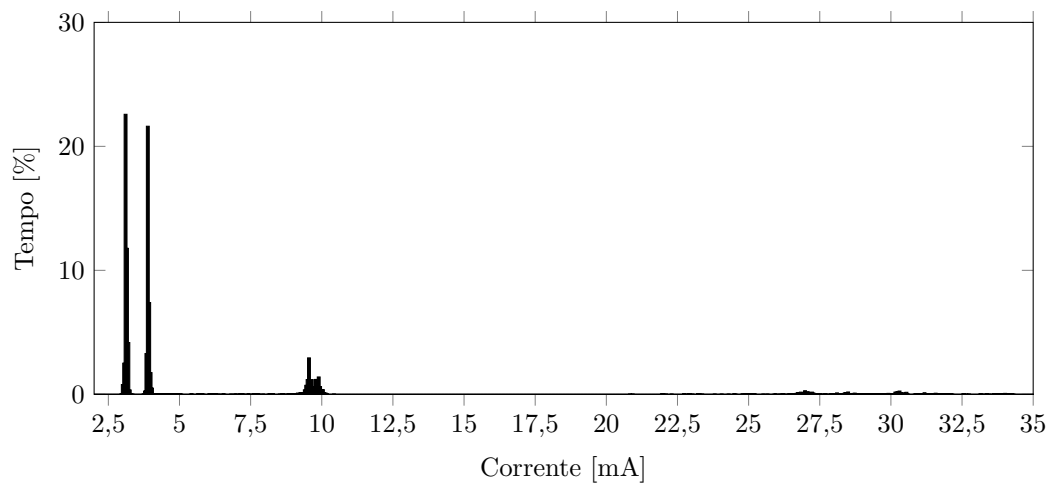


(b) Histograma do traçado da corrente.

Figura 5.10: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 2.



(a) Traçado da corrente.



(b) Histograma do traçado da corrente.

Figura 5.11: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 3.

5.3.2.4 Teste 4 - Envio de Dados Via *Wireless* e Armazenar na *Flash*

Este teste é o primeiro teste que já apresenta uma mistura de testes realizados anteriormente para validação dos mesmos e observar o comportamento do sistema com mais do que um elemento activo. As condições de *hardware* são as mesmas do teste 1 mas com o módulo *wireless* e memória *flash* ligados.

Na Figura 5.12(a) é apresentado o traçado da corrente do teste. Neste teste o microcontrolador envia (nas mesmas condições do teste 2 e 3) dados para o módulo *wireless* para serem enviados e de seguida envia os mesmos dados para a memória *flash* para serem armazenados, pela sequência indicada.

É possível então observar na zona (1) a fase inicial do módulo *wireless* e posteriormente o envio os dados, zona (3). Durante a fase (1), inicia-se também a transferência dos dados para a *flash* e esta inicia a gravação dos mesmos nas células de memória, zona (2). É possível observar um deslocamento da onda durante a zona (2) deslocamento esse que se deve à corrente consumida pela *flash*.

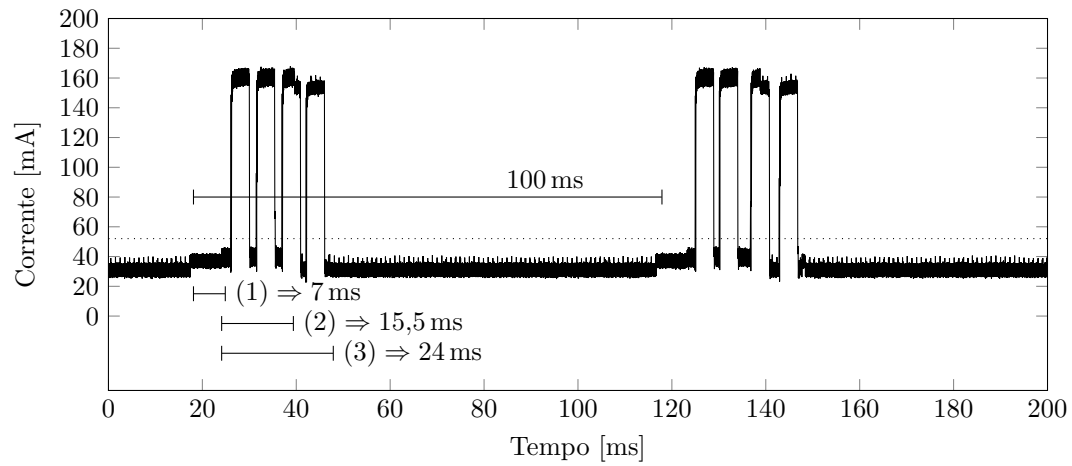
No que diz respeito ao histograma, presente na Figura 5.12(b), não é possível isolar completamente as zonas indicadas pela Figura 5.12(a) já que as correntes produzidas pela memória *flash* têm valores muito próximos das correntes produzidas pelo módulo *wireless*. Apenas se pode observar uma pequena subida do valor a rondar os 30 mA o que está de acordo com os valores presentes no teste 3.

5.3.2.5 Teste 5 - Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM

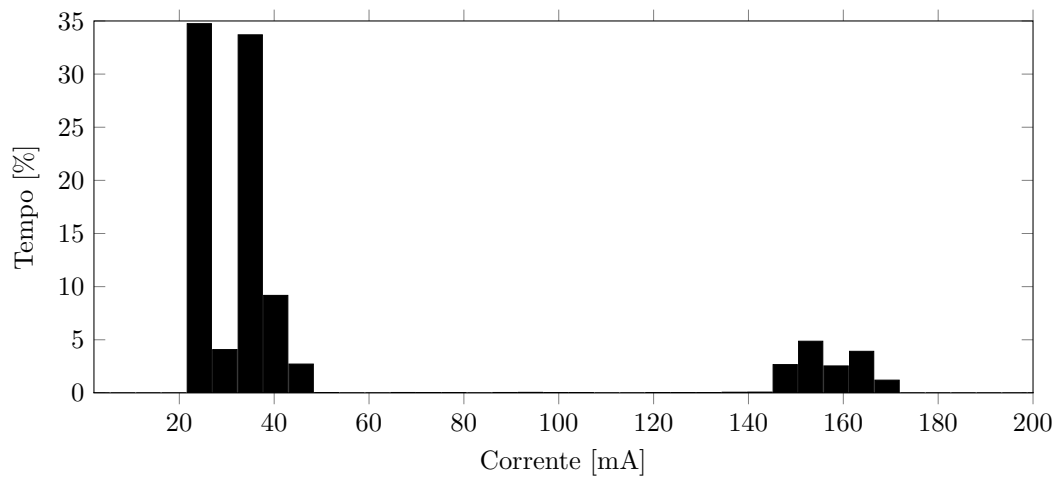
Neste teste o objetivo é iniciar o estudo para determinar qual a melhor técnica para obtenção de dados de um sensor inercial a uma frequência de 100 Hz mantendo o consumo do nó ao mínimo. Para isso foi colocado no sistema uma placa de expansão com o sensor inercial com 9 graus de liberdade. Esse sensor é o MPU9150 da *Invensense*. Esta aquisição de dados é feita de 10 ms em 10 ms, como referido anteriormente, através do barramento de dados I²C a uma velocidade de 400 kHz.

Na Figura 5.13(a) estão representados os traçados de três correntes distintas: descrevendo a partir do fundo da imagem para o topo, o primeiro traçado é a corrente total consumida por todo o *hardware* em testes; o traçado central é a corrente relativa ao nó onde apenas está ligado o microcontrolador; por fim o traçado do topo é a corrente consumida pelo sensor inercial que está na placa de expansão.

Iniciando o estudo do consumo da corrente para esta configuração e considerando que o sensor inercial já tem uma amostra válida, o microcontrolador ARM inicia a recolha dos dados deste, zona (1). Assim que é terminada a recolha dos dados, o sensor inicia automaticamente uma nova conversão, zona (2). Quando não está a ser



(a) Traçado da corrente.



(b) Histograma do traçado da corrente.

Figura 5.12: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 4.

realizada qualquer tarefa ambos os sistemas estão em modo de *sleep*.

Quanto aos histogramas relativos ao traçado da Figura 5.13(a) e iniciando o estudo pelo histograma relativo ao sensor inercial (Figura 5.13(b)), observa-se que quando em modo de *standby/sleep* o sensor tem valores de corrente a variar entre 4 e 6 mA , aproximadamente. Estes valores de corrente estão presentes durante aproximadamente 28 % do tempo, o que quer dizer que para o teste em causa, em que é necessária uma amostragem próxima do máximo que o sensor consegue fornecer o sensor está muito pouco tempo em repouso. Quando em conversão o sensor tem valores de consumo na ordem dos 10 a 12 mA e está cerca de 72 % do tempo em modo activo, sendo que a conversão de novos valores ocupa a maioria desse tempo.

Quanto ao histograma relativo ao nó, presente na Figura 5.13(c), aqui é possível observar que a maioria do tempo o nó está em modo *sleep*. Os valores de corrente respeitantes a este modo (2,5 a 4,5 mA) representam 91 % e é a esmagadora maioria do ciclo em causa. Os restantes 9 % são respeitantes aos valores de corrente compreendidos entre 8 e 10 mA, valores que são apresentados quando o microcontrolador está em modo activo.

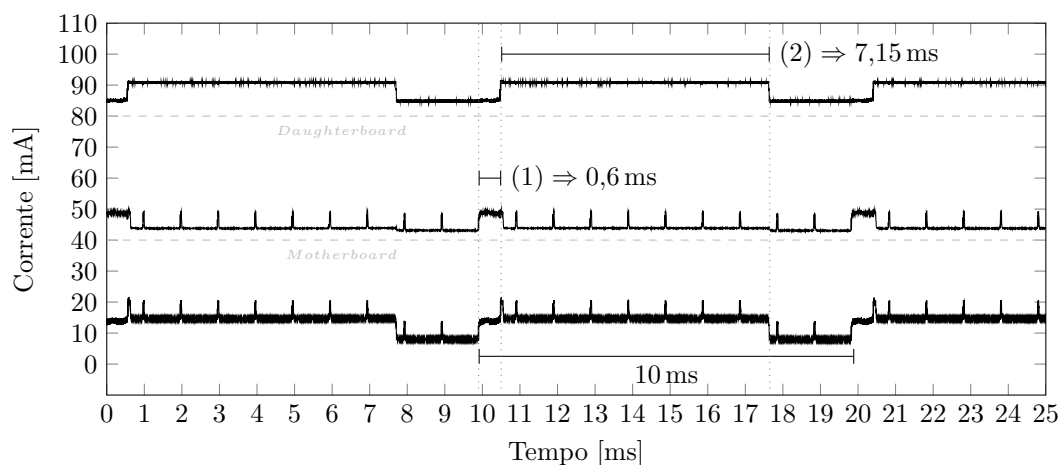
Finalmente analisando o sistema como um todo através da Figura 5.13(d), observa-se claramente o peso do sensor no consumo do sistema. Embora o microcontrolador esteja a esmagadora maioria do tempo em modo de *sleep* não é capaz de compensar o elevado tempo de conversão do sensor e isso reflete-se no consumo total onde as correntes ativas representam aproximadamente 78 % do tempo.

A partir deste teste pode-se afirmar que o grande consumo de corrente é devido ao sensor inercial e os seus tempos de conversão, o peso do microcontrolador neste teste não é significativo relativamente ao peso do sensor. No teste seguinte irá ser acrescentado processamento de dados para observar qual o impacto desse processamento no consumo.

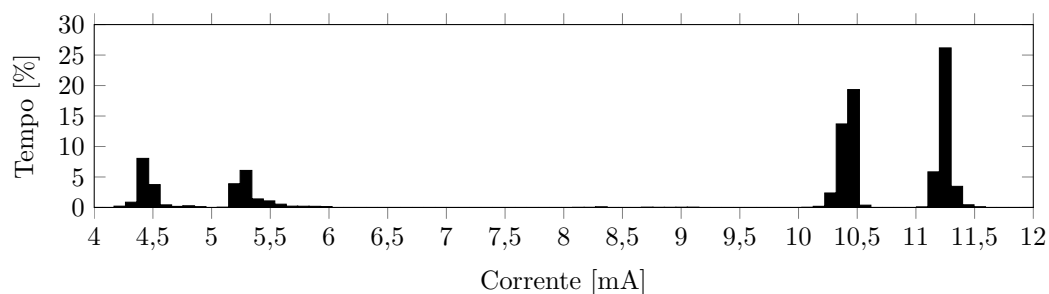
5.3.2.6 Teste 6 - Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM e Processamento de Dados

Como dito anteriormente o objetivo deste teste é ver qual o impacto de acrescentar processamento de dados ao sistema. O *hardware* é exatamente igual ao do teste 5, sendo que apenas está ligado o ARM no nó, e a placa de expansão contém o sensor inercial. Neste teste, a nível de *firmware* a única coisa que é acrescentada é uma média de 255 valores no final da aquisição dos dados do sensor inercial. Essa média é realizada na zona (2) da Figura 5.14(a) e é a única diferença em relação ao teste anterior.

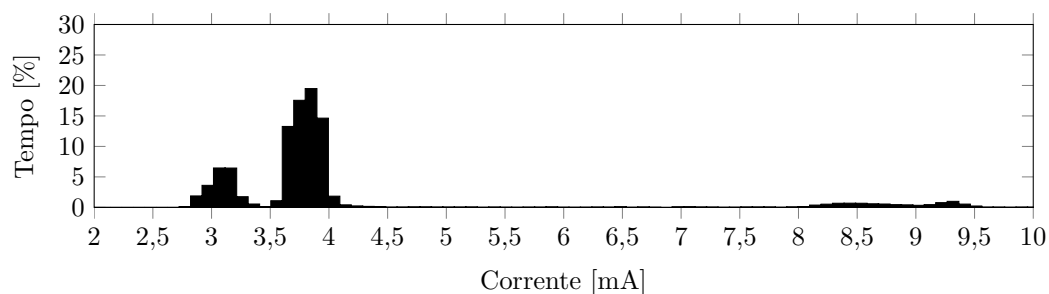
Dado que não existem diferenças para além das já referidas pode-se passar de imediato para o estudo dos histogramas resultantes. Quanto ao histograma respeitante à placa de expansão, presente na Figura 5.14(b), nada se alterou apresentando os mesmos valores do teste anterior, ou seja, 28 % do tempo em modo de *sleep* e 72 % do tempo



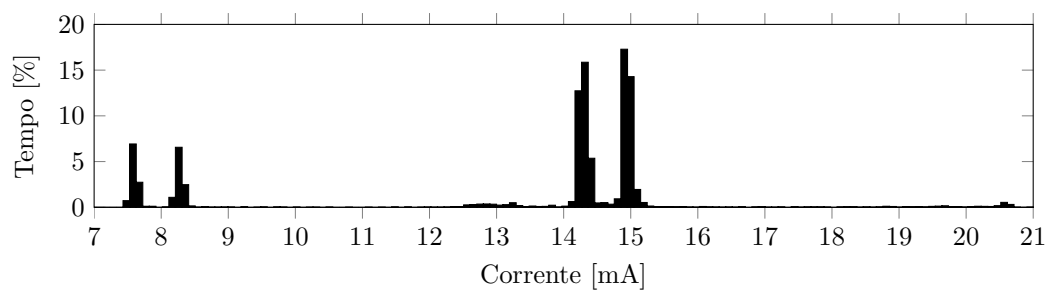
(a) Traçado da corrente da placa de expansão, do nó e do sistema.



(b) Histograma do traçado da corrente relativo à placa de expansão.



(c) Histograma do traçado da corrente relativo ao nó.



(d) Histograma do traçado da corrente relativo ao sistema.

Figura 5.13: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 5.

em modo activo.

No histograma do nó, Figura 5.14(c), é onde se observa as maiores alterações provocadas pelo *firmware*, neste momento o sistema passou a estar 86 % do tempo em modo *sleep*, e conseqüentemente passou a estar 13 % do tempo ativo, um aumento de 4 % de tempo no modo ativo. No que diz respeito a tempo ativo é um aumento significativo mas de seguida irá observar-se qual o impacto deste aumento na totalidade do sistema.

No histograma da Figura 5.14(d) está a representado a corrente do sistema em testes. Observa-se o aumento devido ao processamento de dados na zona dos 21 mA, o que corresponde a soma de todas as correntes (microcontrolador e sensor). A nível de percentagem isto representa um aumento de 0,15 % no tempo em que o sistema está em modo ativo.

Pode-se concluir por este teste e pelo sistema e método de ensaio em causa que o grande consumidor de energia é sem dúvida o sensor inercial. Já era possível observar isso através dos dados da Figura 5.13 e é claramente confirmado através deste teste. O processamento moderado de dados no nó não é implicativo de um aumento significativo dos consumos do mesmo.

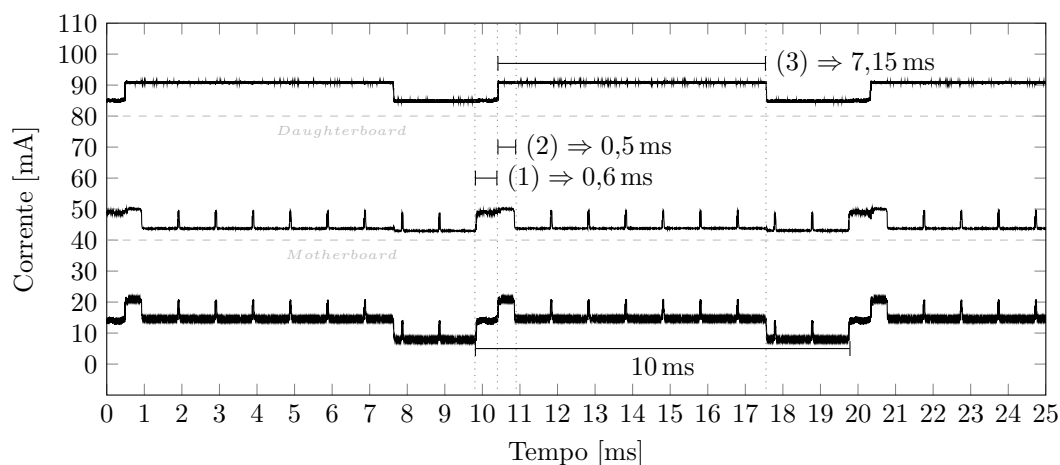
5.3.2.7 Teste 7 - Aquisição de Dados do Sensor Inercial com um Sistema de Duplo Microcontrolador

O teste presente nesta secção apresenta-se como o mais complexo tanto a nível de *hardware* como a nível de *firmware*. Neste caso o nó mantém-se inalterado, ou seja, apenas com o microcontrolador ARM a funcionar; as grandes mudanças encontram-se na placa de expansão, onde foi acrescentado um microcontrolador PIC18F que se encontra ligado ao barramento de I²C e é capaz tanto de comunicar com o sensor inercial como com o microcontrolador ARM.

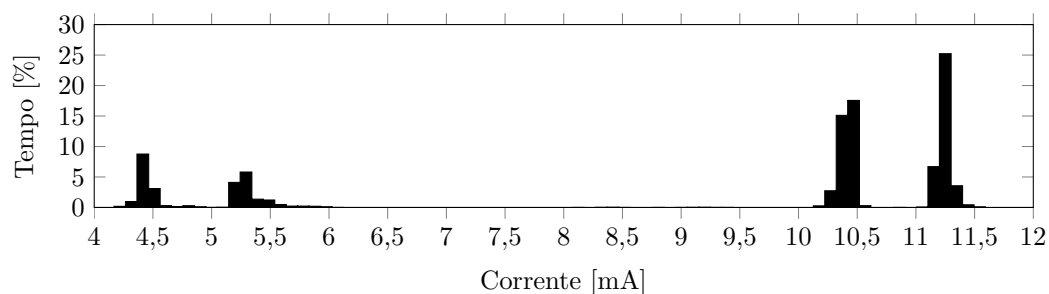
O objetivo é testar na prática aquilo que em teoria se verifica, ou seja, o sistema de duplo microcontrolador pode-se tornar mais económico a nível de consumo de energia.

Para isso foi colocado o PIC a obter os dados do sensor inercial a uma frequência de 100 Hz, armazena esses mesmos dados num *buffer* interno e ao fim de 100 ms são enviados os dados para o ARM através do barramento I²C, no final do envio e no devido tempo inicia novamente a recolha de dados. O ARM, aquando da receção dos dados através de DMA, coloca estes na memória, não havendo assim necessidade de sair do modo *sleep* para os receber. No final de receber os dados é feita uma média destes e volta ao modo de *sleep*.

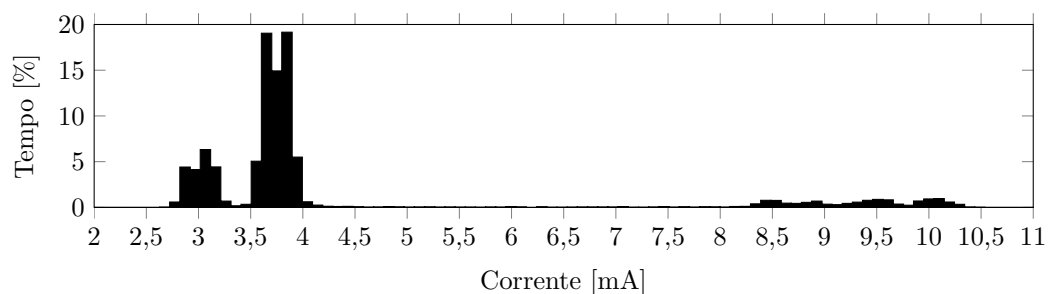
O traçado da corrente respeitante a esta sequência de eventos está representado na Figura 5.15(a) onde a sequência de eventos é semelhante aos testes anteriores, apenas o PIC assumiu as funções do ARM. De notar apenas um nova zona (2) que é respeitante à transferência dos dados para o *buffer* interno do PIC.



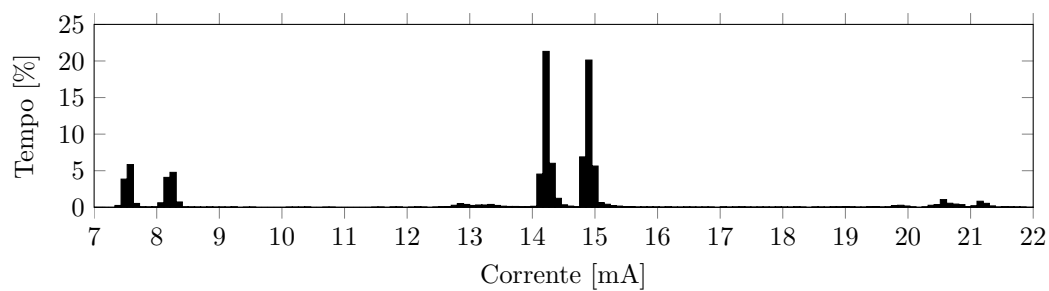
(a) Traçado da corrente da placa de expansão, do nó e do sistema.



(b) Histograma do traçado da corrente relativo à placa de expansão.



(c) Histograma do traçado da corrente relativo ao nó.



(d) Histograma do traçado da corrente relativo ao sistema.

Figura 5.14: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 6.

Como se pôde observar no teste 5 e 6 os grandes consumos do sistema são devidos ao sensor inercial, passando então agora à análise dos histogramas presentes na Figura 5.15 verifica-se que houve melhoria de consumos com a adição de um novo microcontrolador.

No histograma relativo a corrente da placa de expansão, Figura 5.15(b), é notório o aparecimento de novos picos de corrente em valores distintos, bem como um deslocamento médio de cerca de +1 mA devido ao PIC agora estar neste placa. O tempo que esta placa despende no modo de ativo teve um aumento de cerca de 4 % devido a introdução do PIC.

Relativamente aos valores apresentados pelo nó, estes apresentaram uma melhoria de cerca de 6 % no que diz respeito ao tempo despendido em modo *sleep* passando então para os 96 %. Verifiquemos agora se esta melhoria é suficiente para melhorar o consumo total do sistema.

No histograma da Figura 5.15(d) verifica-se que continua a haver grandes picos devido principalmente ao sensor. Estas perdas na placa de expansão e melhoria no nó revelaram que a nível de tempo activo, melhora cerca de 2,2 % no modo ativo, estes passando para o modo de *sleep*. Neste aspeto existe uma melhoria que é tangível, no entanto, a energia gasta para realizar a mesma tarefa aumentou significativamente, cerca de 12 %, comparado com o teste 5 e 6.

Este aumento verifica-se também por limitação do *hardware*, pois se fosse possível baixar o ARM para o modo de *stop*, o que é possível, mas este depois não é capaz de regressar para o modo ativo por si só, é necessária a intervenção do PIC através de uma interrupção externa, o que não foi previsto aquando do desenvolvimento das placas de expansão.

Por esse motivo e através dos testes aqui presentes não é possível afirmar que a técnica de usar um duplo microcontrolador no sistema é mais económico, no entanto, em função dos dados obtidos é possível fazer uma estimativa válida do que irá ser e tirar conclusões.

Considere-se então o consumo do ARM em modo *stop* ($180 \mu\text{A}$), isto irá provocar uma energia consumida num ciclo de 10 ms de 500 pWh. Com o algoritmo atual o consumo total de energia neste ciclo de 10 ms é de 42,158 nWh, com o consumo da placa de expansão a ser 30,176 nWh e o consumo do nó a ser 11,982 nWh. Nesta estimativa o consumo da placa de expansão mantém-se inalterado, esta redução de energia apenas tem efeito no nó, onde o consumo passou de 11,982 nWh para aproximadamente 0,500 nWh, isto apresenta uma redução de cerca de 95,8 % no consumo do nó o que dará um consumo total de 30,676 nWh.

Comparando agora com o teste 5, que se apresenta como o teste em que apenas um microcontrolador é utilizado, pode-se constatar que o ganho é de cerca de 17,1 %, isto sem eliminar o sensor do sistema. Considera-se então razoável afirmar que o sistema

com duplo microcontrolador pode se tornar mais eficiente a nível de consumo de energia.

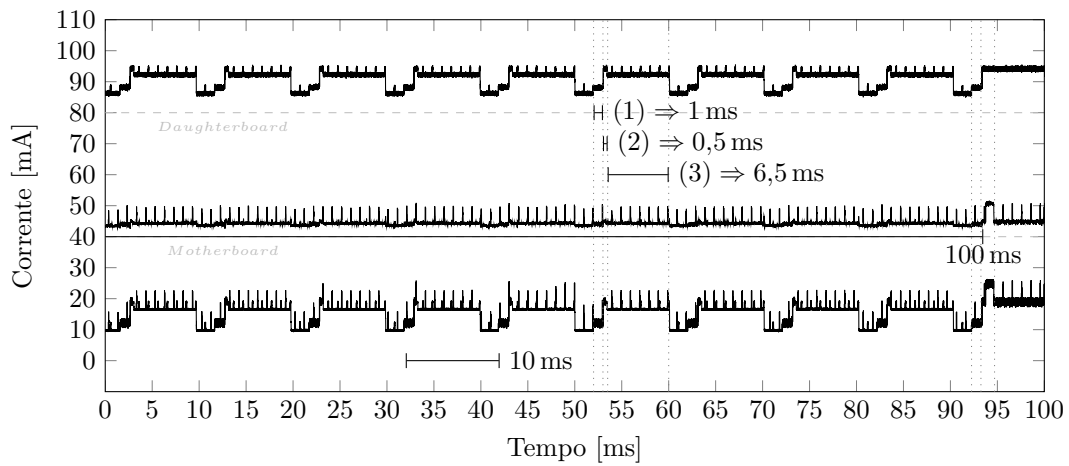
5.3.3 Análise e Conclusões

No que diz respeito à fonte de alimentação, todos os cálculos teóricos coincidem com a realidade, apenas existem picos de tensão que estão relacionados com problemas de *layout* e devem ser corrigidos numa próxima iteração.

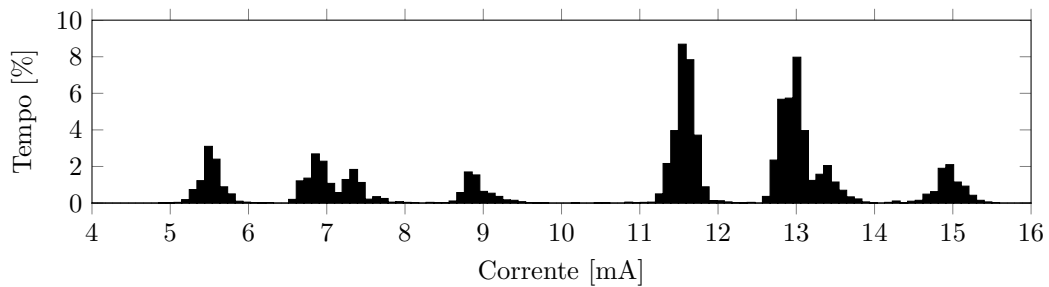
Comentado agora os testes efetuados para obter informações acerca de consumo pode-se afirmar que fazer processamento moderado no nó e armazenar estes dados é mais eficiente do que enviar estes via *wireless*, estabelecer a ligação *wireless* para enviar os dados é o mais dispendioso a nível de energia, e como se pode observar o processamento moderado de dados não tem uma grande influência no consumo deste.

A segunda parte dos testes, onde se faz a amostragem de um sensor inercial com uma taxa elevada, primeiramente observa-se que o sensor é o grande consumidor de energia no sistema e que o processamento dos dados do sensor tem um influência desprezável.

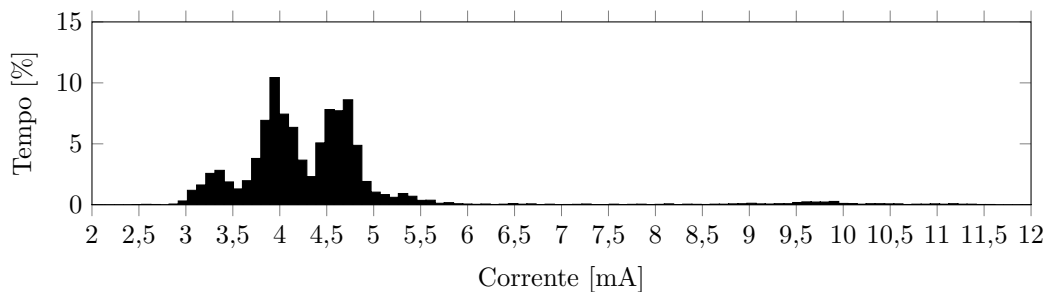
Sendo que esta é uma aplicação que pode ser real, tentou-se reduzir o consumo não excluindo o sensor da equação mas sim otimizar nos locais onde existe controlo. Esses locais são os microcontroladores, e observa-se que acrescentando um microcontrolador secundário o consumo aumenta cerca de 12% em relação á referência. Não sendo esta técnica eficaz para reduzir a energia, tentou-se reduzir ainda mais no ARM, microcontrolador que está a maioria do tempo em *sleep* e assim sendo consegue-se uma redução de 17% o que na realidade representa uma redução efetiva de 29% tendo em conta o que foi acrescentado com a adição do microcontrolador PIC.



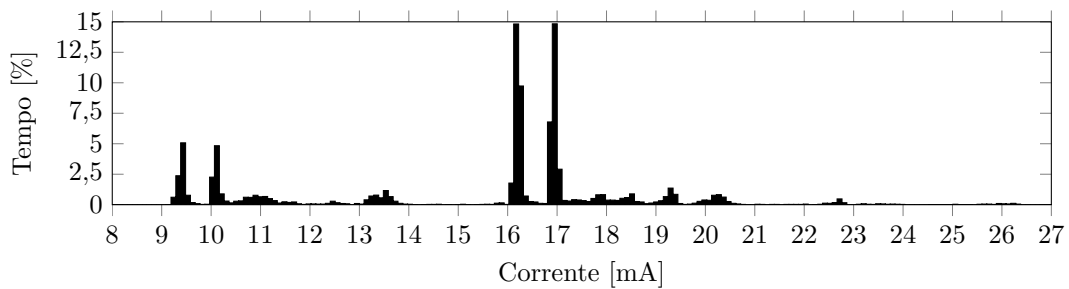
(a) Traçado da corrente da placa de expansão, do nó e do sistema.



(b) Histograma do traçado da corrente relativo à placa de expansão.



(c) Histograma do traçado da corrente relativo ao nó.



(d) Histograma do traçado da corrente relativo ao sistema.

Figura 5.15: Traçado da corrente consumida e respetivo histograma relativo ao teste 7.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Capítulo 6

Conclusões

O nosso dia a dia está repleto de equipamentos eletrônicos e a maioria das pessoas não consegue viver sem estes. Cada vez mais dependemos de equipamento que têm como fonte de energia baterias e cada vez mais a engenharia é desafiada para conseguir obter o maior tempo de trabalho possível nessas baterias.

Evoluções recentes nas arquiteturas dos equipamento móveis trouxeram melhorias significativas no consumo de energia. Melhorias nos processos de fabrico dos microprocessadores, instruções mais eficientes e mais recentemente adoção de co-processadores ou microcontroladores/microprocessadores auxiliares revelaram ser uma grande revolução na poupança de energia.

Tendo este mundo em constante evolução como inspiração tentou-se trazer essas técnicas e arquiteturas para o mundo dos nós sensoriais e redes sensoriais, sistemas que cada vez mais estão a preencher o dia a dia e cada vez mais necessitam de aumentar a sua autonomia.

A apresentação da arquitetura presente no Capítulo 3 tem por objetivo não só dar uma plataforma ubíqua para trabalhar como também uma plataforma mais eficiente a nível energético. A redução ao máximo da eletrónica presente no nó mantendo assim as funcionalidades é um começo, mas apenas isso não é suficiente. Encontrar arquiteturas de microcontroladores mais eficientes como por exemplo de 32 bit em vez dos microcontroladores de 8 e 16 bit traz melhorias. O estudo feito indica que os microcontroladores de 8 bit e 16 bit irão eventualmente ser substituídos por microcontroladores de 32 bit nas aplicações a ser desenvolvidas neste momento, estes têm instruções mais eficientes, consumos idênticos ou menores para as mesmas frequências de funcionamento e podem em casos extremos ser 29 vezes mais eficientes a realizar a mesma operação.

Isto não implica que os microcontroladores de 8 e 16 bit desapareçam, como controladores principais sim, mas como controladores auxiliares estes podem ser bastante úteis. Como mostram os testes apresentados no Capítulo 5 estes microcontroladores em conjunto com os poderosos microcontroladores de 32 bit podem trazer grandes van-

tagens. Inicialmente, no capítulo referido, pode-se comprovar a validade dos cálculos teóricos em relação à fonte de alimentação mas a grande ênfase está no consumo do sistema.

Posteriormente comprova-se que o processamento dos dados localmente pode ser benéfico para o consumo do sistema em vez de enviar os dados para serem tratados no exterior. O consumo associado ao envio dos dados via *wireless* quando comparado com o consumo necessário para guardar esses mesmos dados no nó revela-se cerca de 87% superior. Isto indica claramente que os dados só devem ser enviados para o exterior em caso de extrema necessidade.

Nos testes “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM” e “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM e Processamento de Dados” é possível reforçar o anterior e estabelecer qual a grande fonte de consumo no sistema em causa e em aplicações semelhantes. Nestes dois testes é possível mostrar que o consumo do sensor no sistema representa cerca de 68% do consumo total e também é possível observar que realizando cálculos moderados sobre esses ou outros dados representam apenas um incremento de aproximadamente 1,4% o que quando comparado com o envio de dados é muito inferior.

Por fim os testes que validam a teoria de um sistema de duplo microcontrolador ser mais eficiente do que um sistema com um microcontrolador apenas. O teste “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com um Sistema de Duplo Microcontrolador” acrescenta um microcontrolador auxiliar que recolhe os dados e apenas envia informação para o microcontrolador principal quando considerado relevante, mantendo sempre o modo dos dois microcontroladores em *sleep*. Esta técnica não se revelou eficaz dado que não foi possível reduzir o consumo em relação ao teste “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM” que é a base de comparação. No teste “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM” não é possível colocar o ARM em modo de *stop* devido aos *timings* de aquisição de dados serem tão exigentes e não haver nenhum agente externo para o auxiliar nessa função. Uma das desvantagens de colocar os microcontrolador num estado mais elevado de poupança de energia é a perda de funções do mesmo durante esse mesmo modo. Devido a isto o modo de poupança mais elevado que é possível e o modo de *sleep*. Com estes factos em conta o teste “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com um Sistema de Duplo Microcontrolador” apresenta um consumo 12% superior ao teste “Aquisição de Dados do Sensor Inercial com Microcontrolador ARM”.

No entanto existe a possibilidade de colocar o ARM no modo de *stop* pois agora existe um agente externo que o pode acordar apenas quando necessário, o microcontrolador que está a recolher os dados. Isto não foi possível de testar por impossibilidade do *hardware* existente mas através dos dados já obtidos é possível calcular quais os valores

que se iria obter. Sendo assim é calculado que o consumo do sistema com o ARM em modo de *stop* é cerca de 17,1% inferior, o que representa um ganho efetivo de cerca de 29% tendo em conta o aumento de consumo quando foi adicionado o microcontrolador auxiliar, comprovando assim a validade da teoria e que para este tipo de aplicações, ou seja, recolha de dados a uma taxa elevada é vantajoso ter um sistema de duplo microcontrolador.

A plataforma aqui desenvolvida e criada apresenta-se bastante promissora, sobretudo em relação aos testes de consumo de energia e à sua versatilidade. O objetivo de obter um equipamento ubíquo foi atingido com sucesso.

Para o futuro sugere-se a correção dos problemas apresentados pela fonte de alimentação (já referidos) e realizar a transição para microcontroladores *dual-core* da marca NXP apresentados recentemente em relação à data deste documento não estando disponíveis aquando do início deste projeto. Estes microcontroladores vão permitir reduzir ainda mais os consumos. Contém um microcontrolador de núcleo ARM *Cortex* M4 e um núcleo ARM *Cortex* M0, sendo estes o microcontrolador principal e auxiliar, respetivamente. Dado que estes partilham a mesma memória e periféricos irá permitir uma redução de energia ainda mais elevada.

Esta página foi intencionalmente deixada em branco.

Referências

- [1] K. Giannakouris, “Eurostat: Statistics in focus, Population and Social conditions 2008/72,” KS-SF-08-072-EN. pdf Ageing EU. pdf, Tech. Rep., 2008.
- [2] Eurostat, the statistical office of the European Union. (2011, May) Eurostat2010 - convergence scenario, national level. [Online]. Available: http://epp.eurostat.ec.europa.eu/portal/page/portal/product_details/dataset?p_product_code=PROJ_10C2150P
- [3] A. Pereira, F. Felisberto, L. Maduro, and M. Felgueiras, “Fall detection on ambient assisted living using a wireless sensor network,” in *Advances in Distributed Computing and Artificial Intelligence*, ser. 1, vol. 1, no. 1, 2012, pp. 63 – 72.
- [4] F. Felisberto, N. Costa, F. Fdez-Riverola, and A. Pereira, “Unobstructive body area networks (ban) for efficient movement monitoring,” *Sensors*, vol. 12, no. 9, pp. 12 473–12 488, 2012. [Online]. Available: <http://www.mdpi.com/1424-8220/12/9/12473>
- [5] F. Felisberto, M. Felgueiras, P. Domingues, F. Fdez-Riverola, and A. Pereira, “Improving the Elder Care’s Wireless Sensor Network Fall Detection System Using Logistic Regression,” in *CENTERIS 2011, Part III, CCIS 221 proceedings*, ser. Communications in Computer and Information Science. Vilamoura, Portugal: Springer, 2011, vol. 221.
- [6] V. GmbH, “Virtenio GmbH,” 2013. [Online]. Available: <http://www.virtenio.com/en/>
- [7] IEEE. (2011) IEEE 802.15 WPAN Task Group 6 (TG6) Body Area Networks. Web Site. [Online]. Available: <http://www.ieee802.org/15/pub/TG6.html>
- [8] Virtenio GmbH, “Preon32 - Wireless Module,” p. 2, 2013.
- [9] G. Liu, R. Tan, R. Zhou, G. Xing, W.-Z. Song, and J. M. Lees, “Volcanic earthquake timing using wireless sensor networks,” in *Proceedings of the 12th international conference on Information processing in sensor networks - IPSN '13*.

- New York, New York, USA: ACM Press, Apr. 2013, p. 91. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=2461381.2461396>
- [10] Dannies Alexander, Palafox-Albarrán Javier, LanG Walter, and Jedermann Reiner, “Smart dynamic software components enabling decision support in Machine-to-machine networks,” *International Journal of Computer Science*, vol. 10, no. 1, pp. 540–550, 2013.
- [11] (2013, Novembro) Willow Technologies. [Online]. Available: <http://www.willow.co.uk/index.html>
- [12] Crossbow, “TelosB Mote Platform,” p. 2.
- [13] A. Prayati, C. Antonopoulos, T. Stoyanova, C. Koulamas, and G. Papadopoulos, “A modeling approach on the TelosB WSN platform power consumption,” *Journal of Systems and Software*, vol. 83, no. 8, pp. 1355–1363, Aug. 2010. [Online]. Available: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jss.2010.01.015>
- [14] B. Cody-Kenny, D. Guerin, D. Ennis, R. Simon Carbajo, M. Huggard, and C. Mc Goldrick, “Performance evaluation of the 6LoWPAN protocol on MICAz and TelosB motes,” in *Proceedings of the 4th ACM workshop on Performance monitoring and measurement of heterogeneous wireless and wired networks - PM2HW2N '09*. New York, New York, USA: ACM Press, Oct. 2009, pp. 25–30. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=1641913.1641917>
- [15] Libelium, “Libelium Website.” [Online]. Available: <http://www.libelium.com/>
- [16] —, “WaspMote Datasheet,” p. 20, 2013. [Online]. Available: http://www.libelium.com/downloads/documentation/waspmote_datasheet.pdf
- [17] S. Janos and I. Matijevis, “Simulation and implementation of mobile measuring robot navigation algorithms in controlled microclimatic environment using WSN,” in *2011 IEEE 9th International Symposium on Intelligent Systems and Informatics*. IEEE, Sep. 2011, pp. 275–279. [Online]. Available: <http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6034337>
- [18] M. Zennaro, A. Bagula, D. Gascon, and A. B. Noveleta, “Long distance wireless sensor networks,” in *Proceedings of the 4th ACM Workshop on Networked Systems for Developing Regions - NSDR '10*. New York, New York, USA: ACM Press, Jun. 2010, pp. 1–2. [Online]. Available: <http://dl.acm.org/citation.cfm?id=1836001.1836013>

- [19] ARM. big.little processing. [Online]. Available: <http://www.arm.com/products/processors/technologies/biglittleprocessing.php>
- [20] P. Greenhalgh, “big.LITTLE Processing with ARM Cortex-A15 & Cortex-A7,” ARM, Tech. Rep. September 2011, 2012. [Online]. Available: http://www.arm.com/files/downloads/big_LITTLE_Final_Final.pdf
- [21] B. Jeff, “Advances in big.LITTLE Technology for Power and Energy Savings,” ARM, Tech. Rep., 2012. [Online]. Available: http://www.arm.com/files/pdf/Advances_in_big.LITTLE_Technology_for_Power_and_Energy_Savings.pdf
- [22] H.-D. Cho, K. Chung, and T. Kim, “Benefits of the big.LITTLE Architecture,” ARM, Tech. Rep., 2012. [Online]. Available: http://www.arm.com/files/downloads/Benefits_of_the_big.LITTLE_architecture.pdf
- [23] R. Randhawa, “Software Techniques for ARM big.LITTLE Systems,” ARM, Tech. Rep., 2013. [Online]. Available: http://www.arm.com/files/downloads/Software_Techniques_for_ARM_big.LITTLE_Systems.pdf
- [24] Isola, “FR408 High Performance Laminate and Prepreg Datasheet,” p. 2.
- [25] STMicroelectronics, “XL-density performance line ARM-based 32-bit MCU with 768 KB to 1 MB Flash, USB, CAN, 17 timers, 3 ADCs, 13 communication interfaces,” p. 120, 2012.
- [26] T. Instruments, “TPS2114A, TPS2115A - AUTOSWITCHING POWER MUX,” p. 27, 2012.
- [27] Maxim_Integrated, “DS2438 - Smart Battery Monitor,” p. 29.
- [28] Microchip, “Miniature Single-Cell, Fully Integrated Li-Ion, Li-Polymer Charge Management Controllers,” p. 30, 2013.
- [29] T. Instruments, “SYNCHRONOUS SEPIC / FLYBACK CONVERTER WITH 1.1A SWITCH AND INTEGRATED LDO,” p. 30, 2008.
- [30] Silicon Storage Technology, Inc., *64 Mbit SPI Serial Dual I/O Flash*, 2012.