

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS
ESCOLA DE ENGENHARIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**UMA ABORDAGEM PARA REDUÇÃO DE CONSUMO DE ENERGIA EM NÓS
SENSORES DE REDES DE SENSORES SEM FIO: ANÁLISE DE CASO DO MICA2**

ADRIANO BORGES DA CUNHA

ORIENTADOR: PROF. DIÓGENES CECÍLIO DA SILVA JÚNIOR

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica

Área de Concentração: Engenharia de Computação e de Telecomunicações

Linha de Pesquisa: Sistemas de Computação

Belo Horizonte

Novembro de 2005

Resumo

O objetivo desta dissertação é apresentar uma solução em hardware que permita a redução do consumo de energia em Redes de Sensores Sem Fio mais efetiva, dentre as possíveis alternativas atuais. Como a transmissão representa o maior custo energético no nó sensor MICA2, será apresentada uma solução que integra o controle da potência do sinal transmitido e a qualidade da informação recebida em um mecanismo dinâmico. Além disso, apresentar-se-á uma solução de hardware para a medição de consumo e o teste de alguns modelos de baterias disponíveis na literatura para estimação da capacidade residual de baterias, utilizando-se para os experimentos, o nó sensor MICA2 da plataforma Mica Motes para Redes de Sensores Sem Fio e a placa de aquisição NI USB-6009 da National Instruments. Será demonstrada a baixa exatidão da estimativa baseada somente na tensão, além de apresentar uma solução de hardware de intervenção mínima no nó sensor para a implementação do melhor método de estimação, conforme os estudos e comprovações pelos experimentos.

Abstract

This dissertation presents a hardware solution for the effective reduction of power consumption in wireless sensor networks. Among the possible alternatives to reduce the power consumption the radio communication channel presented the best opportunity. A new solution that integrates the transmitted signal power control with the received information quality is presented in a dynamic mechanism. Several models were tested and used to estimate battery residual capacity. The MICA2 wireless sensor platform and NI USB-6009 data acquisition board were used in the experiments. Experiments show that the voltage-only based estimation is quite imprecise, and a new estimation technique is presented with minimal hardware intervention.

AGRADECIMENTOS

A Deus por sempre iluminar meu caminho, me dar coragem para enfrentar os desafios da vida e permitir que minha filha permanecesse entre nós.

Aos grandes amores de minha vida: minha esposa Ana e minha filha Luana pelo apoio, carinho e compreensão.

Aos meus grandes e verdadeiros heróis: meus pais, Francisco e Maria por me ensinar a humildade, a dignidade e a honra.

Aos meus irmãos pelo apoio e amizade em todos os momentos de dificuldades.

Ao meu orientador, Prof. Diógenes pelo apoio, incentivo, confiança e compreensão. Espero sempre poder atender as expectativas e contar com sua amizade e apoio.

À Profª. Linnyer Beatrys Ruiz pelo apoio, incentivo e confiança. Espero sempre retribuir à altura sua amizade e apoio.

Ao Prof. Mário Fernando Montenegro Campos pelo apoio e confiança.

Ao brilhante jovem de Valadares, que responde pelo nome de Breno. Agradeço pelas dicas e contribuições valorosas. Conte comigo sempre.

Ao mais novo mestrando do Japão, Marcelo Henrique T. Martins. Agradeço pelas contribuições valorosas e disponibilidade. Pode contar comigo até mesmo do outro lado do mundo!

Ao mais novo especialista no EAGLE, Daniel Flor.

Ao Prof. Alberto de F. Gontijo (Coltec) pelo apoio, conselhos, amizade e compreensão.

Enfim, a todas aquelas pessoas que, direta ou indiretamente, apoiaram este trabalho.

SUMÁRIO

1.	INTRODUÇÃO.....	1
1.1	OBJETIVOS.....	1
1.2	CONTRIBUIÇÕES.....	2
2.	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	4
2.1	BATERIAS.....	4
2.1.1	BATERIAS PRIMÁRIAS.....	5
2.1.2	BATERIAS SECUNDÁRIAS.....	6
2.1.3	CONSIDERAÇÕES PARA A ESCOLHA DA BATERIA.....	8
2.1.4	FATORES QUE INFLUENCIAM A CAPACIDADE DA BATERIA.....	10
2.2	MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DA CAPACIDADE RESIDUAL DE BATERIAS 12	
2.3	MODELOS DE BATERIAS.....	15
2.3.1	MODELO LINEAR.....	16
2.3.2	MODELO DEPENDENTE DA TAXA DE DESCARGA.....	16
2.4	REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM SISTEMAS PORTÁTEIS OPERADOS POR BATERIAS.....	17
2.4.1	REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM DISPOSITIVOS CMOS...17	
2.4.2	REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM SISTEMAS COMPUTACIONAIS.....	21
2.4.3	POTÊNCIA, ENERGIA E EFICIÊNCIA ENERGÉTICA.....	23
2.4.4	GERENCIAMENTO DE POTÊNCIA EM CPU's.....	23
2.5	REDES DE SENSORES SEM FIO.....	27
2.5.1	SOFTWARE DE UM NÓ SENSOR.....	28
2.5.2	HARDWARE DE UM NÓ SENSOR.....	30
2.5.3	PLATAFORMA MICA MOTES.....	32
2.5.4	BEAN.....	34
2.5.5	TELOS.....	35
3.	MATERIAS E MÉTODOS.....	37
4.	ESTIMAÇÃO DA CAPACIDADE RESIDUAL DE BATERIAS EM NÓS DE REDES DE SENSORES SEM FIO.....	48
4.1	ESTIMAÇÃO BASEADA NA TENSÃO.....	48

4.2	HARDWARE PROPOSTO	51
4.2.1	REQUISITOS	51
4.2.2	SOLUÇÃO PROPOSTA E IMPLEMENTAÇÃO	52
4.2.3	DETERMINAÇÃO DO GANHO E TESTE DO HARDWARE PROPOSTO 54	
4.2.4	AValiação DA EXATIDÃO DAS MEDIDAS.....	56
4.2.5	CUSTO ENERGÉTICO DA INSERÇÃO DO HARDWARE PROPOSTO NO MICA2	58
4.2.6	EXATIDÃO DO VALOR DA CORRENTE CALCULADA NO MICA2	59
4.2.7	CUSTO ENERGÉTICO REFERENTE AO PROCESSAMENTO NO NÓ ..	60
4.3	VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE DESCARGA DA BATERIA.....	68
5.	REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA E MÁXIMA SOBREVIVÊNCIA EM NÓS SENSORES DE RSSF.....	78
5.1	REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA E MÁXIMA SOBREVIVÊNCIA NA PLATAFORMA MICA MOTES	78
5.2	TESTE E AVALIAÇÃO DA EXATIDÃO DO VALOR DO RSSI CALCULADO NO NÓ 90	
5.3	EXPERIMENTOS REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS	91
6.	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	97
7.	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	99

LISTA DE FIGURAS

Figura 2-1: Efeito da temperatura na capacidade da bateria.	11
Figura 2-2: Efeito da auto-descarga da bateria em sua capacidade.....	11
Figura 2-3: Efeito da taxa de descarga na capacidade da bateria.....	12
Figura 2-4: Característica de descarga considerando a tensão.	13
Figura 2-5: Inversor CMOS.	18
Figura 2-6: Máquina de estados de potência.	24
Figura 2-7: Arquitetura de um sistema com gerenciamento de potência.	26
Figura 2-8: Rede de Sensores Sem Fio.....	27
Figura 2-9: Uma aplicação do TinyOS.....	29
Figura 2-10: Fluxo de execução.....	30
Figura 2-11: Componentes de hardware de um nó sensor.	31
Figura 2-12: Diagrama esquemático do MICA2.	33
Figura 2-13: Principais nós sensores da plataforma Mica Motes.	34
Figura 2-14: BEAN e sua placa de condicionamento de sinais.....	35
Figura 2-15: Tmote Sky.....	36
Figura 3-1: Multímetro Digital MD-6450.....	38
Figura 3-2: Interface gráfica do Data Logger.....	40
Figura 3-3: Possibilidades de medidas.....	40
Figura 3-4: Gráfico e lista de medidas.....	41
Figura 3-5: Arquivo com o registro de medidas.....	41
Figura 3-6: MIB600.....	43
Figura 3-7: Aplicativo Java Oscilloscope.	44
Figura 3-8: Experimento para a estimação da capacidade residual da bateria.	45
Figura 3-9: Linha do tempo para as medidas do experimento.	46
Figura 3-10: Experimento para a avaliação da Máxima Sobrevivência (MS).....	47
Figura 4-1: Corrente medida no MICA2.	49
Figura 4-2: Tensão medida no MICA2.	49
Figura 4-3: Gráfico da tensão em função da capacidade residual.	50
Figura 4-4: MTS101.	51
Figura 4-5: Diagrama de blocos da placa de condicionamento de sinais (EEMD).....	52
Figura 4-6: Diagrama elétrico da placa de condicionamento de sinais (EEMD).....	52
Figura 4-7: Placa de Condicionamento de Sinais do MICA2.	53
Figura 4-8: Placa de condicionamento de sinais soldada na área de prototipagem da MTS101.....	54
Figura 4-9: MICA2 adaptado.	54

Figura 4-10: Circuito de Emulação do MICA2.	55
Figura 4-11: Experimento 1.	57
Figura 4-12: Experimento 3.	60
Figura 4-13: Características de Descarga da pilha Duracell MN1500.	61
Figura 4-14: Fluxograma para a Estimação da Capacidade Residual.	64
Figura 4-15: Descarga da bateria do nó para o modelo dependente da taxa de descarga.	66
Figura 4-16: Novo fluxograma para a Estimação da Capacidade Residual.	67
Figura 4-17: Diagrama esquemático do experimento para estimar a capacidade residual da bateria.	68
Figura 4-18: Corrente no início do experimento.	70
Figura 4-19: Corrente no final do experimento.	70
Figura 4-20: Capacidade Residual da bateria para o Modelo Linear (Tensão).	71
Figura 4-21: Comparação entre as tensões medidas pelo MICA2 e o Sistema de Aquisição.	72
Figura 4-22: Capacidade Residual da bateria para o Modelo Linear (Corrente).	73
Figura 4-23: Capacidade Residual da bateria para o novo Modelo Dependente da taxa de Descarga.	74
Figura 4-24: Modelos para a Estimação da Capacidade Residual da bateria.	75
Figura 5-1: Máquina de estados de consumo do ATMEGA128L.	81
Figura 5-2: Máquina de estados de consumo da memória externa (AT45DB041B).	82
Figura 5-3: Máquina de estados de consumo do transceptor (CC1000).	82
Figura 5-4: Interferência causada por nós sensores da vizinhança.	83
Figura 5-5: Diagrama de blocos para o problema.	84
Figura 5-6: Tensão RSSI x Potência do sinal recebido.	86
Figura 5-7: Fluxograma da MS.	89
Figura 5-8: Experimento 5.	90
Figura 5-9: Cenário de teste do experimento 6.	91
Figura 5-10: Potência de transmissão fixa.	92
Figura 5-11: Ajuste dinâmico da potência de transmissão.	93
Figura 5-12: Ajuste dinâmico da potência de transmissão.	94
Figura 5-13: Potência de transmissão fixa x Potência de transmissão ajustada dinamicamente.	95
Figura 5-14: Redução do consumo de energia obtido.	95

LISTA DE TABELAS

Tabela 2-1: Principais tipos de baterias comerciais e suas características.	10
Tabela 2-2: Capacidade residual em mAh da bateria de NiMH vs tensão e temperatura (taxa de descarga de 0,1C).	14
Tabela 2-3: Capacidade residual em mAh da bateria de NiMH vs tensão e temperatura (taxa de descarga de 0,7C).	14
Tabela 3-1: Tensão contínua.	39
Tabela 3-2: Corrente contínua.	39
Tabela 4-1: Capacidade Residual da bateria.....	50
Tabela 4-2: Resultados da emulação da Placa de Condicionamento de Sinais do MICA2.	56
Tabela 4-3: Resultados obtidos para o experimento 1.	58
Tabela 4-4: Consumo do hardware desenvolvido.....	59
Tabela 4-5: Avaliação da exatidão da corrente calculada no nó.	60
Tabela 4-6: Capacidade Efetiva para a pilha Duracell MN1500.	62
Tabela 4-7: Capacidade Efetiva de 1 em 1 mA para a pilha Duracell MN1500.....	63
Tabela 4-8: Custo Energético referente ao processamento do algoritmo de estimação no nó sensor.....	65
Tabela 4-9: Custo Energético para a transmissão dos bits referentes à capacidade residual calculada no nó.	68
Tabela 4-10: Síntese dos resultados dos modelos testados.	75
Tabela 5-1: Consumo do MICA2.	79
Tabela 5-2: Configurações de potência de transmissão e consumo de corrente típico.....	80
Tabela 5-3: Dados obtidos nas configurações de hardware do TinyOS.....	86
Tabela 5-4: Sensibilidade do receptor em função da taxa de sinalização a 433 e 868 MHz, BER= 10^{-3} , separação de frequência de 64 kHz e configurações de baixa corrente.	87
Tabela 5-5: Resultados obtidos para o experimento 5.	90
Tabela 5-6: Resultados obtidos.....	96

LISTA DE EQUAÇÕES

Equação 2-1.....	16
Equação 2-2.....	16
Equação 2-3.....	17
Equação 2-4.....	19
Equação 2-5.....	19
Equação 2-6.....	20
Equação 2-7.....	20
Equação 2-8.....	20
Equação 2-9.....	25
Equação 4-1.....	53
Equação 4-2.....	57
Equação 4-3.....	58
Equação 4-4.....	67
Equação 5-1.....	85
Equação 5-2.....	85
Equação 5-3.....	85
Equação 5-4.....	86

CAPÍTULO 1

1. INTRODUÇÃO

Redes de Sensores Sem Fio (RSSFs) são redes compostas por elementos, denominados nós sensores, que possuem recursos limitados, tais como pouca capacidade computacional, pouca memória, capacidade de comunicação limitada e pouca reserva de energia. Em muitas aplicações, as RSSFs terão grandes quantidades de nós sensores distribuídos em áreas remotas ou mesmo inóspitas e, por isso, terão como principal fonte de alimentação as baterias. O tempo de vida da rede depende da quantidade de energia disponível nos nós sensores e, por isso, estes nós devem balancear seus recursos limitados com o objetivo de aumentar o tempo de vida da rede. Tendo isso em mente, seria interessante prover mecanismos na rede para estimar o tempo de vida de cada nó sensor, o que remete diretamente ao problema de se estimar a capacidade residual da bateria, sua principal fonte de energia. Outra questão considerada bastante crítica é a que se refere ao lançamento dos nós sensores na área a ser monitorada, pois não se sabe ao certo a que distância da base eles cairão e como estará o canal de transmissão, uma vez que, na frequência em que os nós sensores operam, o sinal pode ser atenuado consideravelmente devido a condições climáticas e à composição do solo. Diante disso, em um cenário real de aplicação, haverá necessidade de se configurar a potência de transmissão do nó para um valor mais elevado para que o mesmo possa, efetivamente, estabelecer comunicação e garantir a sua sobrevivência. Contudo, a transmissão representa o maior custo energético para o nó sensor. Diante do exposto, constata-se que a conservação de energia é um dos aspectos mais importantes a serem considerados em RSSFs e representa a grande motivação deste trabalho.

1.1 OBJETIVOS

Os objetivos deste trabalho podem ser divididos em duas partes: na primeira parte será desenvolvido um hardware para possibilitar medidas de consumo e a estimação da capacidade residual da bateria do nó sensor, que tem como intuito verificar a validade de alguns modelos de baterias propostos na literatura. Este desenvolvimento de hardware teve o apoio do Projeto SensorNet¹, que forneceu os elementos de hardware da plataforma Mica Motes para a realização

¹ SensorNet – Arquitetura, Protocolos, Gerenciamento e Aplicações em RSSFs. Projeto financiado pelo CNPq e que tem como instituições participantes a UFMG e a UFPE.

dos experimentos deste trabalho e o apoio de software. Na segunda parte será implementada a máxima sobrevivência (MS), cuja característica é integrar o controle da potência do sinal transmitido e da quantidade de pacotes perdidos na estação base em um mecanismo dinâmico. Com a máxima sobrevivência, as seguintes situações poderão ser tratadas:

1. O nó lançado não consegue se comunicar. Como não se sabe a que distância o nó ficará afastado da base após o seu lançamento, a potência inicial será ajustada para a máxima;
2. O nó lançado se comunica e o pacote recebido pela base não contém erro. Um procedimento de redução da potência de transmissão é implementado no nó sensor;
3. Problemas no canal de transmissão, depois da potência de transmissão ter sido ajustada para a mínima, fazem o nó parar de se comunicar ou ocorrer perda de pacote na base acima do limite estabelecido. Um procedimento de aumento da potência de transmissão é implementado no nó sensor.

Assim, além de se maximizar a probabilidade de sobrevivência do nó, obter-se-á redução do consumo de energia, uma vez que, conforme será mostrado, o custo energético da transmissão é elevado.

1.2 CONTRIBUIÇÕES

As contribuições alcançadas com o desenvolvimento deste trabalho são as seguintes:

- Permitir a medição e avaliação do consumo de energia de hardware e software em nós da plataforma Mica Motes de RSSFs, tais como novas aplicações e novos sensores;
- Possibilitar a estimação mais exata da capacidade residual de baterias e a estimação do tempo de vida dos nós sensores da rede em testes efetuados em laboratório ou em campo;
- Reduzir o custo relacionado à necessidade de antecipação de novo lançamento de nós sensores;
- Reduzir o consumo de energia da rede devido à repetição do processo de auto-organização causada pela perda de nós no lançamento;
- Reduzir a interferência causada por nós sensores configurados com potência de transmissão elevada na sua vizinhança;

- Reduzir o consumo de energia e, conseqüentemente, aumentar o tempo de vida da rede, uma vez que os nós sensores transmitirão com a menor potência de transmissão possível;

Este texto está organizado da seguinte forma: o capítulo 2 descreve as redes de sensores sem fio e suas características, ressaltando o hardware e o software de um nó sensor. Além disso, serão apresentados as principais características de baterias comerciais, os principais métodos de estimação da capacidade residual de baterias e alguns modelos de baterias existentes na literatura. Finalmente, serão apresentadas as principais técnicas de hardware para a redução do consumo de energia. O capítulo 3 descreve a metodologia adotada para o desenvolvimento deste trabalho e as especificações dos equipamentos e softwares utilizados. O capítulo 4 apresenta o hardware desenvolvido (e todo o seu processo de validação) para auxiliar na estimação da capacidade residual da bateria do nó sensor e viabilizar o teste de alguns modelos de baterias existentes na literatura, além de apresentar os resultados obtidos. O capítulo 5 apresenta uma análise do consumo de energia dos principais componentes de hardware do MICA2, a implementação da máxima sobrevivência e os resultados obtidos. O capítulo 6 encerra este trabalho com as conclusões e trabalhos futuros.

CAPÍTULO 2

2. REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo tem por objetivo fazer uma revisão bibliográfica das principais características das baterias comercialmente disponíveis, dos principais métodos de estimação da capacidade residual e dos modelos de baterias existentes na literatura. Além disso, serão estudadas as características da tecnologia CMOS, de modo que possa ser identificado como e onde atuar para viabilizar a redução do consumo de energia em componentes de hardware baseados nesta tecnologia: sistemas portáteis operados por bateria, tais como sistemas computacionais e as redes de sensores sem fio, cujas características de hardware e software serão ressaltadas.

2.1 BATERIAS

Baterias e pilhas são sistemas eletroquímicos fechados que convertem energia química em energia elétrica. No cotidiano, os dois termos, baterias e pilhas, são utilizados indistintamente, mas há uma diferença entre eles. Pilha refere-se ao dispositivo constituído unicamente de dois eletrodos, denominados de anodo (pólo negativo) e catodo (pólo positivo), e um eletrólito, dispostos de maneira a converter energia química em energia elétrica. O eletrólito pode ser líquido, sólido ou pastoso, tendo como exigência mínima a necessidade de ser um condutor iônico, para viabilizar a troca de elétrons entre os eletrodos. Assim, quando os eletrodos são conectados a um dispositivo eletroeletrônico fluirá uma corrente elétrica pelo circuito, pois o material de um dos eletrodos se oxida espontaneamente liberando elétrons (anodo ou pólo negativo), enquanto o material do outro eletrodo (catodo ou pólo positivo) se reduz usando esses elétrons. Bateria refere-se a um conjunto de pilhas associadas em série ou em paralelo, dependendo da necessidade de maior tensão ou corrente, respectivamente. Uma vez elucidada a diferença, serão utilizados ao longo do restante do texto os termos bateria e pilha indistintamente, pois o termo bateria é utilizado na literatura para uma única célula ou para duas ou mais células conectadas em série ou paralelo.

As baterias podem ser encontradas nas seguintes formas: cilíndricas, retangulares, botões, moedas, etc. Quanto ao tamanho, recebem as seguintes denominações: palito (AAA), pequena

(AA), média (C), grande (D), etc. Neste ponto é importante ressaltar que, quando se diz pilha AA, está se referindo somente ao seu tamanho, o que não quer dizer que a pilha seja alcalina, como algumas pessoas costumam pensar.

As baterias são divididas em duas classes: as primárias e as secundárias. As baterias primárias são utilizadas somente uma vez e substituídas, pois a reação química que ocorre internamente é irreversível. Por isso, as baterias primárias são essencialmente não recarregáveis. As baterias secundárias, por outro lado, são constituídas por sistemas eletroquímicos, nos quais não ocorre a dissolução dos materiais ativos no eletrólito alcalino, permitindo que essas baterias possam ser recarregadas e reutilizadas. Elas também são conhecidas como baterias recarregáveis. Logo abaixo serão apresentadas as principais baterias primárias e secundárias que podem ser utilizadas em plataformas comerciais de RSSFs. Tais baterias são referenciadas pelos fabricantes de acordo com a composição química de seus eletrodos.

2.1.1 BATERIAS PRIMÁRIAS

As baterias primárias podem ser distintas das demais por serem essencialmente não recarregáveis. Como alguns exemplos, podem-se citar os seguintes tipos: zinco-dióxido de manganês (comum), zinco-dióxido de manganês (alcalina), zinco-óxido de prata, lítio-dióxido de manganês (lítio), etc. Dentre estas, as que mais se destacam no mercado nacional são a pilha comum, a alcalina e a de lítio, podendo ser encontradas nas formas cilíndricas, retangulares, botão, moeda, etc.

- **Pilha Comum (Zinco-Dióxido de Manganês):** A pilha zinco-dióxido de manganês é a mais comum das baterias primárias. Seu anodo é de zinco metálico utilizado normalmente na forma de chapa para constituir a caixa externa da pilha. O catodo é um bastão de grafite, rodeado por uma mistura em pó de dióxido de manganês e grafite. O eletrólito é uma pasta formada pela mistura de cloreto de zinco e cloreto de amônio. Uma pilha comum fornece tensão nominal de 1,5 V à temperatura ambiente. Apresentam uma relação custo-benefício interessante somente para aplicações que requerem corrente elétrica de até 10 mA [1]. Além disso, um grande problema observado neste tipo de pilha são as reações paralelas, também conhecidas como reações de prateleira. Essas reações ocorrem durante o armazenamento das pilhas (antes de serem usadas) e durante o período em que permanecem em repouso entre descargas distintas, podendo provocar vazamentos.

- **Pilha Alcalina (Zinco-Dióxido de Manganês):** Os eletrodos são os mesmos utilizados na pilha comum, mas o eletrólito é uma solução aquosa de hidróxido de potássio concentrada, contendo uma dada quantidade de óxido de zinco, o que justifica a denominação alcalina para essa pilha. Além disso, o seu recipiente externo é produzido em chapa de aço para garantir melhor vedação e prevenir, portanto, o risco de vazamento de eletrólito altamente cáustico. A pilha alcalina fornece tensão nominal de 1,5 V (à temperatura ambiente) e seu desempenho é muito superior ao da pilha comum. Além disso, as pilhas alcalinas não apresentam as reações de prateleira e, conseqüentemente, os vazamentos observados nas pilhas comuns. Por isso, podem ser armazenadas por longos períodos de tempo, mantendo mais do que 80% da sua capacidade inicial [2].
- **Pilha de Lítio (Lítio-Dióxido de Manganês):** As pilhas de lítio são conhecidas pelo fato de não apresentarem reações de prateleira, além de apresentarem excelente desempenho para uma ampla faixa de temperatura de operação e alta densidade de energia. A diferença básica em relação às anteriores está no fato de o anodo ser constituído por lítio. Outra característica interessante é o fato de sua tensão nominal apresentar-se praticamente constante ao longo de sua vida útil, característica esta muito útil para cargas que não admitem grandes variações da tensão de alimentação. Além disso, dependendo do projeto, pode-se optar pelo uso destas baterias em vez de se utilizar conversores DC-DC. Uma pilha de lítio pode fornecer tensão nominal de 1,5 V ou 3 V, à temperatura ambiente.

2.1.2 BATERIAS SECUNDÁRIAS

São também conhecidas como baterias recarregáveis e podem ser reutilizadas muitas vezes pelos usuários (centenas de vezes). Como regra geral, um sistema eletroquímico é considerado secundário quando é capaz de suportar 300 ciclos completos de carga e descarga com 80% da sua capacidade [3, 4]. Como alguns exemplos, podem-se citar os seguintes tipos: níquel-cádmio (cádmio/óxido de níquel), chumbo-ácido (chumbo/óxido de chumbo), níquel-metal-hidreto (hidreto metálico/óxido de níquel), íons lítio, etc. Todas podem ser encontradas no mercado nacional.

- **Bateria Chumbo-Ácido (Chumbo/Óxido de Chumbo):** Apresenta a característica peculiar de possuir os eletrodos constituídos pelo mesmo elemento químico, o chumbo. A tensão nominal fornecida por este tipo de bateria, para um único par de eletrodos, é de

2 V à temperatura ambiente. Os principais tipos de baterias chumbo-ácido são as automotivas, industriais e as seladas. As automotivas são utilizadas em veículos para alimentar os sistemas de partida, iluminação e ignição. As baterias industriais são utilizadas para acionar motores de veículos elétricos e também em serviços que não podem ser interrompidos em caso de queda de energia elétrica (companhias telefônicas, hospitais, etc.). As baterias seladas, de menor tamanho, são utilizadas para alimentar computadores, luzes de emergência, etc.

- **Bateria Níquel-Cádmio (Cádmio/Óxido de Níquel):** Consiste de um anodo formado por uma liga de cádmio e ferro e um catodo de hidróxido (óxido) de níquel (III) imersos em uma solução aquosa de hidróxido de potássio com concentração entre 20% e 28% em massa [3, 4]. Um único par de eletrodos das baterias níquel-cádmio, que podem ser dispostos de maneira idêntica aos das baterias alcalinas ou chumbo-ácido, fornece tensão nominal de 1,2 V à temperatura ambiente. Assim como nas baterias alcalinas, as baterias de níquel-cádmio geralmente são seladas para evitar vazamento do eletrólito cáustico. As baterias níquel-cádmio possuem características, tais como correntes elétricas relativamente altas (centenas de miliâmpères), tensão plana ao longo da sua descarga, capacidade de operar a baixas temperaturas e vida útil longa. Podem ser armazenadas por longos períodos de tempo, mas apresentam reações de prateleira significativas e baixa densidade de energia. Além disso, elas apresentam o “efeito memória”, fenômeno no qual a bateria perde capacidade se for repetidamente recarregada antes de ter sido completamente descarregada. Uma maneira de se evitar tal efeito é assegurar que a bateria esteja completamente descarregada antes da recarga. Finalmente, as baterias de níquel-cádmio podem ser recarregadas centenas de vezes com pequena redução da capacidade.
- **Bateria Níquel-Metal-Hidreto (Hidreto Metálico/Óxido de Níquel):** As baterias de níquel-cádmio empregam o cádmio em sua composição, por isso, são consideradas as de maior impacto ambiental. Devido a isso e ao recente avanço tecnológico em armazenamento de hidrogênio, há uma tendência mundial em substituí-las pelas baterias de níquel-metal-hidreto, cujas características de operação são muito semelhantes às da níquel-cádmio. A principal diferença está na composição do anodo, cujo material ativo é hidrogênio absorvido na forma de hidreto metálico, em vez de cádmio. Apresentam desempenho superior ao da bateria níquel-cádmio, fornecendo também tensão nominal de 1,2 V (à temperatura ambiente), mas maior densidade de energia (duas vezes maior),

incorrendo em capacidade de carga 40% a 50% superior. Além disso, apresentam um tempo de recarga rápido (uma hora, aproximadamente). Uma desvantagem das baterias de NiMH é a sua taxa de auto-descarga relativamente alta comparada às outras baterias secundárias.

- **Bateria Íons de Lítio:** Em vez de lítio metálico, utiliza íons de lítio no eletrólito na forma de sais de lítio dissolvidos em solventes não aquosos. Comparadas às baterias de níquel-cádmio e níquel-metal-hidreto, as baterias de íons lítio apresentam maior tensão nominal (três vezes maior), maior densidade de energia, perfil de tensão de descarga extremamente plana e não apresentam o efeito memória observado nas baterias de níquel-cádmio. Um único par de eletrodos fornece tensão nominal de 3,6 V à temperatura ambiente. Além disso, o fato de empregarem materiais de baixa densidade permite que sejam projetadas para terem menor massa, tamanho e custo. Os riscos ambientais também são muitos menores que os apresentados pelas baterias de níquel-cádmio. Contudo, precisam de circuitos eletrônicos de proteção para evitar sobrecarga, cuja consequência é a redução do tempo de vida da bateria ou, até mesmo, ocorrência de explosões.

2.1.3 CONSIDERAÇÕES PARA A ESCOLHA DA BATERIA

Diante de tantas opções, a escolha do tipo de bateria deve passar pelas seguintes considerações:

- **Capacidade da bateria:** representa a quantidade de energia que está armazenada em uma bateria primária nova ou em uma bateria secundária completamente carregada [5]. Indica a capacidade de determinada pilha ou bateria medida em Ampére-hora (Ah) ou miliampére-hora (mAh). Para uma bateria de 1000 mAh poderia ser inferido que a mesma pudesse fornecer uma corrente de 1000 mA por uma hora ou, de outra forma, uma corrente de 1 mA por 1000 horas. Infelizmente a situação não é tão simples assim: as baterias tendem a se recuperar entre períodos de uso e, além disso, apresentam diferentes capacidades para diferentes correntes de descarga. Particularmente no caso das baterias secundárias, é importante ressaltar a necessidade de se avaliar a quantidade de ciclos de carga e descarga. Outro termo que será utilizado no texto é a capacidade residual, que se refere à quantidade de energia ainda disponível na bateria depois de determinado tempo de uso;

- **Taxa de descarga ou curva de descarga:** nos manuais de baterias comerciais são encontradas curvas que mostram como a tensão decresce com o uso, assim como a capacidade variando em função da corrente de descarga. Algumas baterias apresentam uma taxa de descarga bastante plana, mantendo uma tensão quase constante, como é o caso das baterias de níquel-cádmio, níquel-metal-hidreto e íons de lítio. Outras baterias, como as comuns e as alcalinas, podem apresentar curvas que decaem rapidamente para valores de corrente acima de 500 mA [6];
- **Densidade de energia:** indica quanto de energia por unidade de volume ou unidade de massa está disponível em uma determinada pilha ou bateria. Quanto maior a densidade de energia, maior será a capacidade da bateria;
- **Tempo de prateleira ou retenção de carga:** indica o tempo que determinada bateria pode ficar armazenada (antes de serem usadas), mantendo uma capacidade mínima satisfatória;
- **Preço:** nenhuma bateria é particularmente barata. Por isso, é interessante avaliar a relação custo-benefício na aquisição de baterias para projetos já desenvolvidos. No caso de projetos a serem desenvolvidos, é interessante que os mesmos requeiram, dentro do possível, a menor quantidade de baterias e que estas apresentem o maior tempo de vida.

Para o desenvolvimento de nós sensores para RSSFs, todos os itens acima são relevantes, mas não suficientes, pois dependendo do projeto, o tamanho da bateria tornar-se-á de fundamental importância e deve também, ser considerado. Cuidado adicional deve ser tomado, pois a capacidade da bateria se reduz com o tamanho. Outro fator a ser considerado é a questão do impacto ambiental de determinadas baterias (níquel-cádmio, por exemplo), pois na maioria das aplicações de RSSFs, os nós sensores serão deixados no meio ambiente. Além disso, pode ser constatado que as características de capacidade, taxa de descarga e reações de prateleira das pilhas comuns as tornam inviáveis para o uso em RSSFs. Com relação às baterias secundárias, seu uso pode ser interessante no âmbito de laboratório, pois em campo não se terá acesso a elas para executar a recarga. Além do desempenho, uma medida muito útil para auxiliar na escolha entre baterias primárias e secundárias é determinar a relação mAh/R\$. A Tabela 2-1 apresenta alguns tipos de baterias comerciais e suas principais características.

Tipo	Tensão Nominal (V)	Capacidade (mAh)	Faixa de temperatura (°C)	Ciclo de vida	Densidade de Energia (Wh/l)	Taxa de auto-descarga (%/mês a 20°C)
Comum	1,5	1.100	-20-50	-	63-160	0.8-1.6
Alcalina	1,5	2.850	-20-50	-	428	0.3-0.6
Lítio	1,5	3.000	-40-60	-	140	<0.1
Níquel-cádmio	1,2	1.080	-20-50	300-700	90-150	10-20
Níquel-metal-hidreto	1,2	1.580	-20-50	300-600	160-310	20-30
Íons de lítio	3,6	1.500	-20-50	500-1000	200-280	5-10
Lítio	3	600	-40-60	-	140	<0.1

Tabela 2-1: Principais tipos de baterias comerciais e suas características.

Alguns exemplos foram repetidos (baterias de lítio) propositalmente para mostrar a relação existente entre o tamanho e a capacidade da bateria, ou seja, a redução do tamanho (para o mesmo tipo químico) implica, necessariamente, em redução da capacidade da bateria.

2.1.4 FATORES QUE INFLUENCIAM A CAPACIDADE DA BATERIA

A complexidade da tecnologia de baterias se deve ao fato das mesmas envolver fenômenos intrínsecos altamente não lineares [7]. A operação da bateria depende de fatores, tais como dimensões da bateria, tipos de materiais utilizados nos eletrodos (catodo e anodo) e taxa de difusão dos materiais ativos no eletrólito [7]. Assim, a modelagem de baterias torna-se uma tarefa pouco trivial.

A capacidade da bateria geralmente é medida em Ampére-hora (Ah) ou em miliampére-hora (mAh). Fatores, tais como taxa de descarga, temperatura, auto-descarga e tempo de uso da bateria afetam sua capacidade [8, 9]. A Figura 2-1 [6] e Figura 2-2 [2] mostram o efeito da temperatura e da auto-descarga, respectivamente.

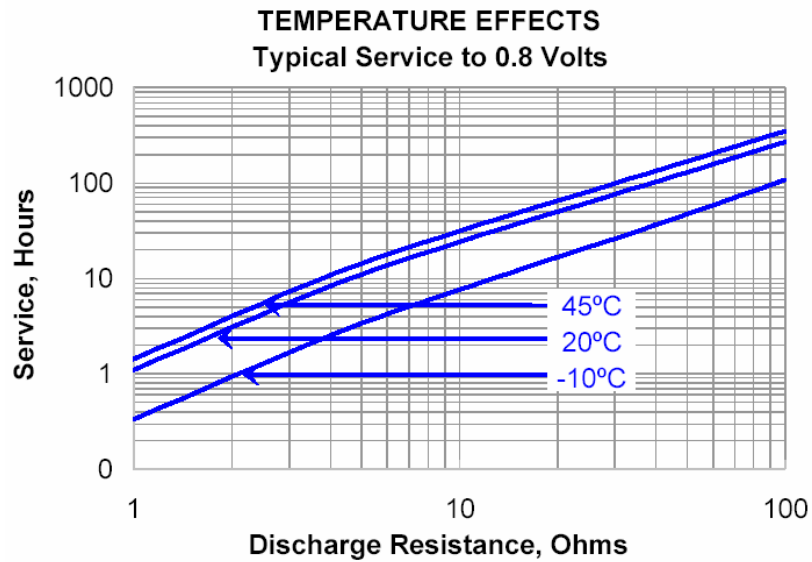


Figura 2-1: Efeito da temperatura na capacidade da bateria. [6]

A Figura 2-2 mostra o efeito da temperatura na capacidade de uma bateria alcalina comercial [6]. Observando-a, é notório o fato de que a capacidade da bateria se reduz drasticamente a baixas temperaturas (-10°C) e isto não deve ser negligenciado, de maneira alguma, em projetos de sistemas que terão baterias como sua principal fonte de energia e que serão utilizados em tais temperaturas.

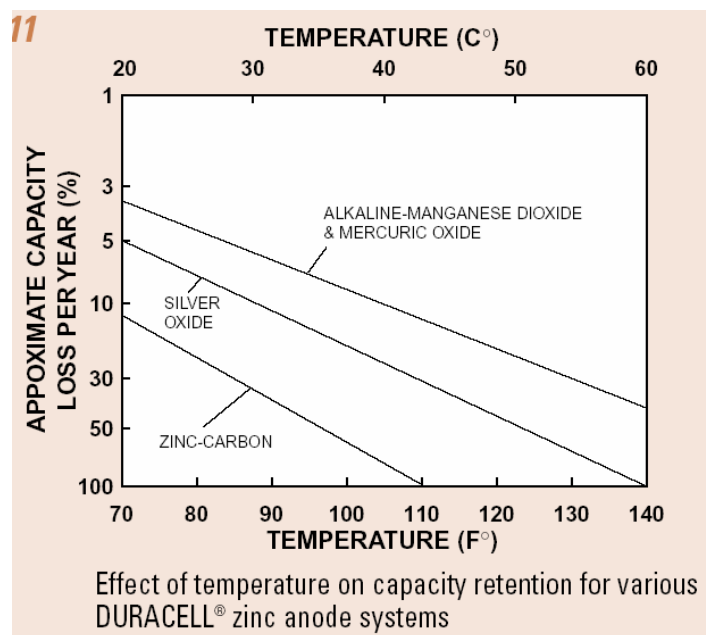


Figura 2-2: Efeito da auto-descarga da bateria em sua capacidade. [2]

A Figura 2-2 mostra o efeito da auto-descarga na capacidade de alguns tipos de baterias comerciais [2].

Contudo, o fator mais importante é a taxa de descarga. A Figura 2-3 mostra o efeito da taxa de descarga na capacidade (neste caso, no tempo de serviço) de uma bateria comercial [6].

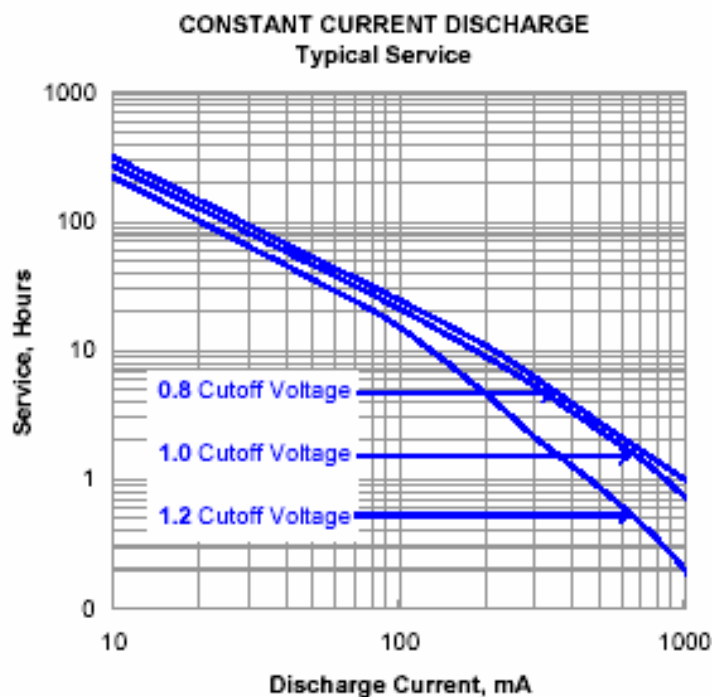


Figura 2-3: Efeito da taxa de descarga na capacidade da bateria. [6]

Constata-se pela Figura 2-3 que realmente existe uma forte dependência entre a capacidade da bateria e a taxa de descarga e, quanto maior a corrente de descarga da bateria, menor será o seu tempo de vida. Assim, torna-se imprescindível a necessidade de se considerar tal efeito no modelo da bateria.

2.2 MÉTODOS DE ESTIMAÇÃO DA CAPACIDADE RESIDUAL DE BATERIAS

Dentre os métodos de estimação da capacidade residual de baterias serão de relevância para este trabalho a estimação baseada na tensão e a estimação baseada na corrente. O primeiro caso consiste em monitorar a tensão da bateria com o circuito em operação e, a partir dela, estimar a capacidade residual. Embora seja fato que a tensão da bateria decresce continuamente durante a descarga, a relação entre o nível de tensão e capacidade residual varia amplamente,

principalmente com a taxa de descarga, conforme pode ser observado na pilha alcalina da Figura 2-4 [2].

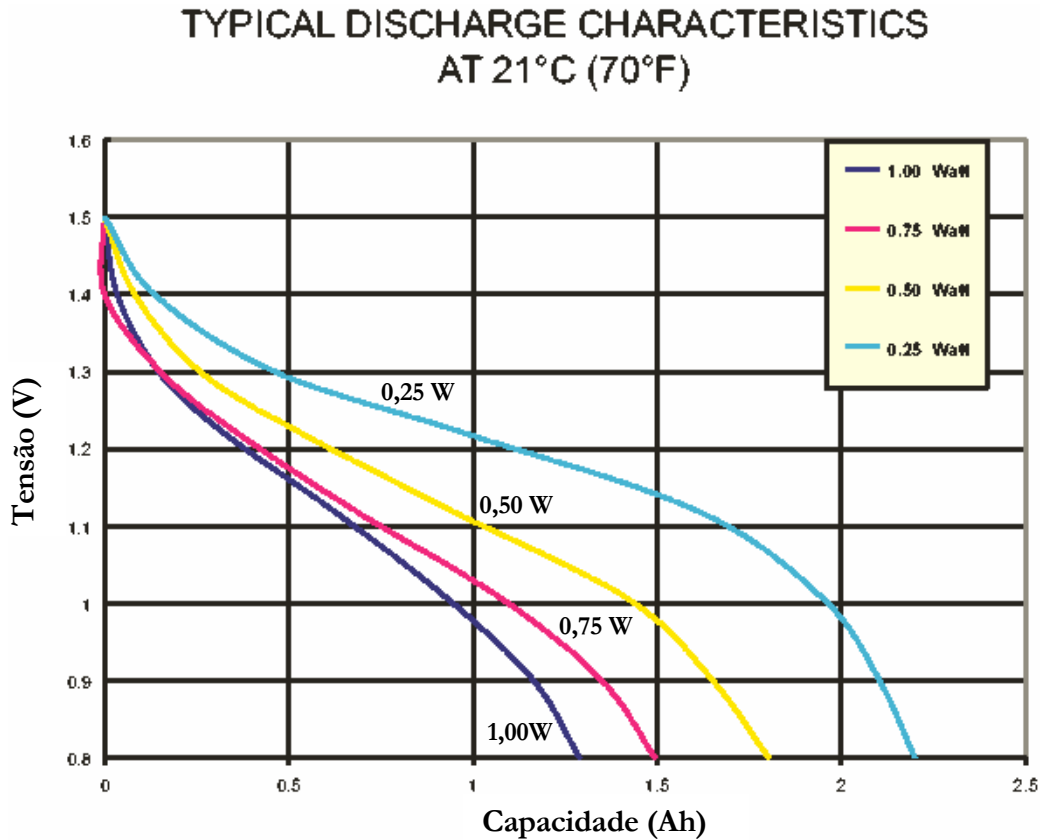


Figura 2-4: Característica de descarga considerando a tensão. [2]

Um detalhe importante é que isto não ocorre para todos os tipos de baterias. Por exemplo, as baterias de lítio apresentam uma mudança muito pequena no nível de tensão ao longo do ciclo de descarga, inviabilizando este método de estimação. Portanto, a determinação da capacidade residual medindo-se somente o nível de tensão será de baixa exatidão ou mesmo inviável (caso das baterias de lítio), podendo incorrer em erros, principalmente no que diz respeito às tomadas de decisões de gerenciamento, confiabilidade e manutenção da rede. Os resultados que serão apresentados mais adiante demonstrarão isto. Finalmente, a Tabela 2-2 e a Tabela 2-3 mostram que a capacidade residual da bateria de níquel-metal-hidreto [10] pode variar amplamente para uma dada tensão medida, dependendo da taxa de descarga.

Voltage (V)	Temperature (°C)									
	60	50	40	30	20	10	0	-10	-20	
1.40	3418.46	3361.71	3321.66	3271.60	3205.04	3141.66	3031.61	2828.14	2391.26	
1.35	3245.02	3181.60	3124.88	3068.15	3011.60	2968.23	2914.87	2761.44	2357.90	
1.30	2921.51	2828.09	2754.69	2687.96	2651.40	2641.39	2641.39	2581.34	2271.19	
1.25	1177.27	1113.89	1023.83	953.79	920.48	940.49	1150.60	2127.77	2047.73	
1.20	463.57	506.92	480.24	450.22	420.22	403.54	420.22	570.29	1354.04	
1.15	273.47	290.14	280.14	263.46	246.79	230.12	220.12	260.13	490.26	
1.10	146.74	170.09	166.75	156.74	146.74	136.73	130.07	143.40	226.78	
1.05	53.36	66.70	66.70	66.70	63.37	60.03	56.70	63.36	90.05	
1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	

Tabela 2-2: Capacidade residual em mAh da bateria de NiMH vs tensão e temperatura (taxa de descarga de 0,1C). [10]

Voltage (V)	Temperature (°C)									
	60	50	40	30	20	10	0	-10	-20	
1.40										
1.35				2823.67	2706.99	2520.30	2030.24			
1.30	3010.36	2940.35	2847.01	2753.66	2636.98	2473.63	2006.91	1096.80	420.05	
1.25	2823.67	2730.33	2660.32	2566.97	2473.63	2356.95	1960.24	1073.47	412.28	
1.20	2450.29	2356.95	2286.94	2240.27	2240.27	2170.26	1866.89	1050.13	404.48	
1.15	746.75	630.07	583.40	630.07	910.11	1750.21	1633.53	956.79	396.71	
1.10	140.02	116.68	93.35	116.68	163.35	256.70	1003.46	746.76	350.04	
1.05	23.33	23.34	23.34	23.33	46.67	46.68	116.68	280.04	233.36	
1.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	0.00	

Tabela 2-3: Capacidade residual em mAh da bateria de NiMH vs tensão e temperatura (taxa de descarga de 0,7C). [10]

A estimação baseada na corrente, também denominada de contagem de Coulomb, consiste em monitorar a corrente do circuito a partir de um sensor de corrente (conversor corrente-tensão) em série com a carga, geralmente um resistor de baixo valor ôhmico e de baixa tolerância (resistor shunt). Apesar de haver uma pequena dissipação de energia no sensor, será demonstrado que haverá uma melhora significativa na exatidão da estimação, dependendo do modelo de bateria utilizado.

Na prática, havendo disponibilidade de ambas as medidas (corrente e tensão), pode-se utilizá-las para incrementar ainda mais a exatidão e a confiabilidade da estimação.

2.3 MODELOS DE BATERIAS

Conforme citado no item anterior, a exatidão da estimação da capacidade residual da bateria também dependerá do modelo utilizado. O problema consiste basicamente em se obter um modelo, representado por uma equação matemática, que melhor reflita as características de descarga da bateria. Estes modelos variam desde um simples modelo linear a um modelo complexo, que tenta incorporar o efeito de relaxação. Tal efeito possibilita a recuperação de uma parte da capacidade perdida pela bateria, quando submetida a uma alta taxa de descarga e, antes que se atinja a tensão de corte², a taxa de descarga seja reduzida a níveis mais baixos. Apesar de ser o modelo que mais se aproxima do comportamento das baterias reais, existe considerável dificuldade em sua implementação, pois o efeito de relaxação envolve muitas propriedades físicas e eletroquímicas da bateria. Para se ter uma idéia, John Newman [11] apresentou um modelo que contém mais de 50 parâmetros físicos e eletroquímicos de entrada, que precisam ser medidos separadamente para diferentes tipos de baterias. Conforme Parthasarathy M. Gomadam et al [12], Pankaj Arora et al [13], M. Doyle and J. Newman [14], M. Doyle [15], tais parâmetros envolvem cálculos matemáticos complexos (derivadas de primeira e segunda ordem, derivadas parciais de primeira e segunda ordem, equações diferenciais, rotacionais, etc.) e, como consequência, incorre-se em alta complexidade computacional e grande esforço de configuração (mais de 50 parâmetros a serem configurados), dois dos critérios básicos de avaliação de modelos de baterias [16]. J. Newman desenvolveu um programa em Fortran, denominado Dualfoil [17], que utiliza este modelo para simular baterias de íons de lítio. Como complexidade computacional implica em maior consumo de energia e na necessidade de utilização de microcontroladores de maior desempenho, este modelo torna-se inviável para implementação em plataformas de RSSFs, mesmo considerando-se menor quantidade de parâmetros, pois todos envolvem cálculos matemáticos complexos. Além disso, em função de sua complexidade, seu uso está restrito à simulação de baterias [17].

Em ciência, a unidade padrão para a capacidade da bateria é o Coulomb (C) e equivale à unidade de carga elétrica de um ampere-segundo (A.s). No entanto, na prática, os fabricantes utilizam como unidade de medida o Ah (Ampère-hora) ou mAh (miliampère-hora) para especificar a capacidade de baterias. Assim, conhecendo a corrente de descarga da bateria e a capacidade total em Ah ou mAh, pode-se estimar o tempo de vida teórico pela seguinte equação: $T = C/I$, onde T é o tempo de vida, C a capacidade máxima em Ah e I a corrente de descarga. A seguir serão apresentados dois modelos [18], que foram utilizados para avaliar o impacto do

² Tensão em que a bateria não tem mais condições de fornecer corrente. Considera-se que a bateria está descarregada.

conversor DC-DC na capacidade da bateria., utilizando-se uma placa de aquisição de dados de tempo real. Neste trabalho, o intuito é avaliar os modelos e permitir que medições de consumo possam ser efetuadas tanto em laboratório, como em campo.

2.3.1 MODELO LINEAR

O modelo linear assume que a bateria é uma fonte linear de corrente ou de tensão, dependendo do tipo de estimação. Se a estimação for baseada na tensão, considera-se que a capacidade decresce proporcionalmente ao nível de tensão. Assim, ao se traçar um gráfico da tensão em função da capacidade, tem-se uma linha reta. Em ambos os casos (tensão e corrente), o efeito da taxa de descarga sobre a capacidade máxima da bateria é desconsiderado. Para a estimação baseada na corrente, a capacidade residual (C_{res}) depois de um tempo de duração t_d pode ser estimada pela seguinte equação:

$$C_{res} = C' - \int_{t=t_0}^{t=t_0+t_d} I(t) dt, \quad \text{Equação 2-1.}$$

onde C' é a capacidade anterior e $I(t)$ é a corrente instantânea que circula pelo circuito em um tempo t . Se considerarmos que $I(t)$ permanecerá a mesma por uma duração t_d , pode-se fazer a seguinte simplificação:

$$C_{res} = C' - \int_{t=t_0}^{t=t_0+t_d} I(t) dt = C' - I \times t_d. \quad \text{Equação 2-2.}$$

Observando a Equação 2-2, pode ser constatado que o modelo linear desconsidera a dependência da taxa de descarga e do efeito de relaxação que ocorrem em baterias reais.

2.3.2 MODELO DEPENDENTE DA TAXA DE DESCARGA

O modelo dependente da taxa de descarga considera o efeito da taxa de descarga da bateria sobre sua capacidade máxima, mas não o efeito de relaxação. Observou-se nos gráficos fornecidos pelos fabricantes de baterias [2, 6] que a capacidade da bateria é reduzida quando a corrente de descarga aumenta. Assim, para se considerar o efeito da taxa de descarga, pode-se introduzir um fator k definindo-o da seguinte forma:

$$k = \frac{C_{\text{eff}}}{C_{\text{max}}},$$

onde C_{eff} é a capacidade efetiva da bateria e C_{max} sua capacidade máxima.

Modificando a Equação 2-2:

$$C = k \times C' - \int_{t=t_0}^{t=t_0+t_d} I(t) dt = k \times C' - I \times t_d. \quad \text{Equação 2-3.}$$

O fator k varia com a corrente I e se aproxima de 1 (um), quando a taxa de descarga é baixa e de 0 (zero), quando a taxa se torna alta. O fator k pode ser calculado com o auxílio do manual do fabricante da bateria [2]. Tomando-se como referência o gráfico da Figura 2-3, pode-se efetuar o cálculo para dois valores extremos de corrente de descarga: 30 mA e 600 mA. Observando o gráfico da Figura 2-3, as seguintes informações podem ser extraídas: $C_{\text{max}} = 3.000 \text{ mAh}$; $C_{\text{eff}} (30 \text{ mA}) = 3.000 \text{ mAh}$; $C_{\text{eff}} (600 \text{ mA}) = 1.200 \text{ mAh}$. Com estes valores têm-se: $k (30 \text{ mA}) = 1$ e $k (600 \text{ mA}) = 0,4$. Desta forma, pode-se observar que o efeito da taxa de descarga é considerado na estimativa da capacidade residual da bateria.

2.4 REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM SISTEMAS PORTÁTEIS OPERADOS POR BATERIAS

Todos os componentes de hardware de sistemas portáteis operados por baterias são baseados na tecnologia CMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor), uma vez que ela viabiliza o processo de fabricação de circuitos integrados de baixa dissipação de potência. Portanto, torna-se necessário o estudo das características desta tecnologia, de modo que possa ser identificado como e onde atuar para viabilizar a redução do consumo de energia em componentes de hardware baseados em CMOS.

2.4.1 REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM DISPOSITIVOS CMOS

A família lógica mais adequada para o projeto de circuitos de baixa dissipação de potência é a CMOS. A lógica CMOS primeiramente surgiu com a série 4000, que apresentava grande potencial para baixa dissipação de potência. Por outro lado, tinha desvantagens, tais como lentidão, baixa capacidade de acionamento de carga e alta susceptibilidade a descargas

eletrostáticas. Atualmente tais desvantagens foram minimizadas ou extintas e a redução da dissipação de potência incrementada, tornando-se disponíveis comercialmente circuitos integrados de baixíssima dissipação de potência.

Para melhor entender como minimizar a dissipação de potência do CMOS seria primeiramente necessário entender como ele a dissipa. A Figura 2-5 apresenta um inversor CMOS, a porta lógica mais simples. O capacitor C_L representa a carga vista pela saída da porta. A Figura 2-5b e a Figura 2-5c mostram o modelo equivalente do inversor CMOS [19].

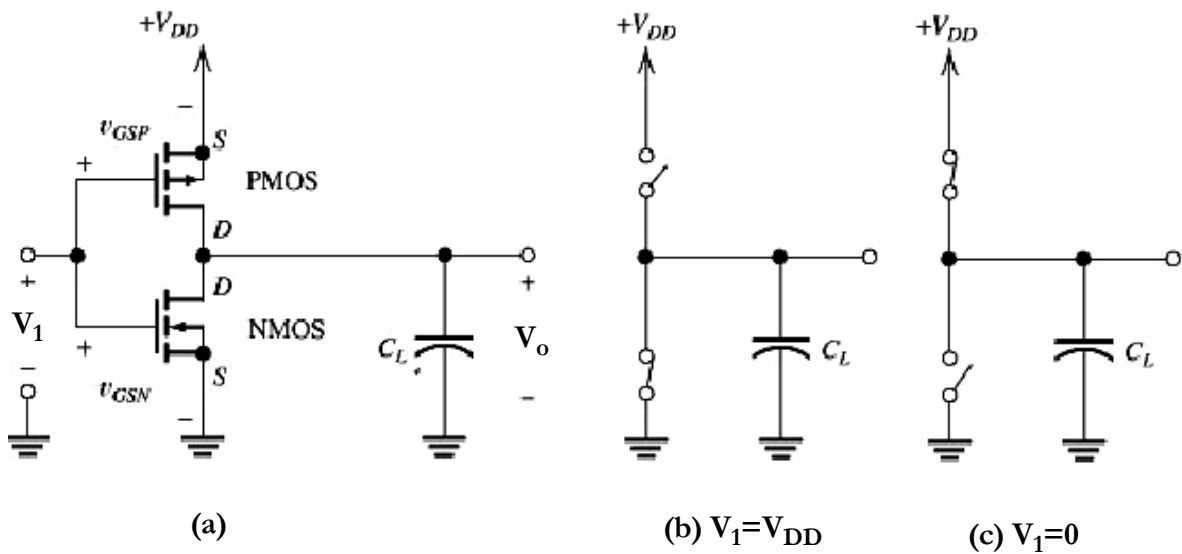


Figura 2-5: Inversor CMOS. [19]

Quando V_1 estiver no nível lógico alto ($V_1 = V_{DD}$), o transistor NMOS conduz e a saída vai para o nível lógico baixo: o transistor PMOS está completamente desligado e apenas uma corrente de fuga desprezível flui de V_{DD} para o terra (Figura 2-5b). Se V_1 mudar seu estado do nível alto para o nível baixo, ela passará por uma região intermediária onde ambos os transistores (NMOS e PMOS) estarão parcialmente ligados. Ao alcançar o nível lógico baixo ($V_1 = 0$), o transistor NMOS será completamente desligado e o PMOS será completamente ligado, e a saída estará no nível lógico alto (Figura 2-5c). É importante observar que, se o valor V_1 permanecer entre 0 e V_{DD} , ambos os transistores ficarão parcialmente ligados e uma corrente significativa fluirá de V_{DD} para o terra.

Existem basicamente duas componentes que estabelecem a quantidade de potência dissipada em circuito CMOS [19, 20, 21, 22, 23, 24]: a dissipação estática, devido à corrente de fuga ou outra corrente drenada continuamente da alimentação e a dissipação dinâmica, devido à corrente de curto e à carga e descarga das capacitâncias de carga.

- **Dissipação Estática:** Constata-se que, mesmo o transistor estando desligado, há uma circulação de corrente, sendo esta denominada de corrente de fuga, cujo valor varia com a temperatura. Seu valor é muito pequeno, à temperatura ambiente, mas o mesmo não pode ser dito em situações de altas temperaturas. A dissipação estática de potência é o produto da corrente de fuga do dispositivo e a tensão de alimentação. Então, a dissipação de potência estática, P_L , pode ser estimada da seguinte forma:

$$P_L = I_L \times V_{DD}, \quad \text{Equação 2-4.}$$

onde I_L é a corrente de fuga e V_{DD} é a tensão de alimentação.

Por exemplo, a dissipação de potência estática típica para um inversor operando a 5V está entre 1 e 2 nW [19].

- **Dissipação Dinâmica:** Durante a transição do nível alto para o nível baixo e vice-versa, ambos os transistores (PMOS e NMOS) do inversor permanecem ligados por um curto período de tempo. Isto resulta em um pulso de corrente (corrente de curto-circuito) do VDD para o terra. A potência dissipada por esta corrente é denominada dissipação de potência de curto-circuito (P_{SC}) e pode ser calculada da seguinte forma:

$$P_{SC} = I_{SC} \times V_{DD} \times f, \quad \text{Equação 2-5.}$$

onde I_{SC} é a corrente de curto-circuito, V_{DD} é a tensão de alimentação, f é a frequência do sinal de entrada (para uma forma de onda quadrada).

Existe também uma corrente que carrega e descarrega a capacitância de carga, simbolizada na Figura 2-5 por C_L . Na verdade, essa capacitância é distribuída e representa as capacitâncias internas dos transistores, das trilhas da placa de circuito impresso (PCI) e de entradas de outros circuitos CMOS, para as quais a saída do inversor é conectada. A dissipação de potência devido a essa corrente é denominada de dissipação de potência dinâmica (P_D). Considerando-se que o

signal de entrada seja uma forma de onda quadrada com frequência igual a $f = 1/T$, o valor médio de P_D pode ser determinado pela seguinte equação:

$$P_D = \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i_n(t) V_o dt + \frac{1}{T} \int_{\frac{T}{2}}^T i_p(t) (V_{DD} - V_o) dt, \quad \text{Equação 2-6.}$$

onde $i_n(t)$ é a corrente transiente do transistor NMOS e $i_p(t)$ a corrente do transistor PMOS.

A corrente em um capacitor pode ser calculada pela seguinte equação: $i(t) = C \frac{dV}{dt}$. Assim,

$i_n(t) = C_L \frac{dV_o}{dt}$ e $i_p(t) = C_L \frac{d(V_{DD} - V_o)}{dt}$. Substituindo os valores de $i_n(t)$ e $i_p(t)$ na Equação 2-6:

$$P_D = \frac{C_L}{T} \int_0^{V_{DD}} V_o d(V_o) + \frac{C_L}{T} \int_{V_{DD}}^0 (V_{DD} - V_o) d(V_{DD} - V_o) =$$

$$P_D = \frac{C_L}{T} \left[\left. \frac{V_o^2}{2} \right|_0^{V_{DD}} + \left. \frac{(V_{DD} - V_o)^2}{2} \right|_{V_{DD}}^0 \right] = \frac{C_L}{T} V_{DD}^2 =$$

$$P_D = C_L \times V_{DD}^2 \times f. \quad \text{Equação 2-7.}$$

A Equação 2-7 mostra que a potência dissipada é proporcional à frequência, à capacitância de carga e ao quadrado da tensão de alimentação.

Finalmente, a dissipação de potência total pode ser obtida adicionando-se os três componentes:

$$P_{\text{total}} = P_L + P_{SC} + P_D. \quad \text{Equação 2-8.}$$

O simples fato de saber que circuitos CMOS dissipam menos potência que dispositivos de outras tecnologias não é suficiente. É importante conhecer, não somente como calcular a dissipação de potência, mas também entender como fatores, tais como tensão de alimentação, tempos de subida e descida do sinal de entrada e frequência afetam a dissipação de potência do circuito.

2.4.2 REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA EM SISTEMAS COMPUTACIONAIS

As características de consumo de CPU's (Central Processing Unit) e outros componentes de um sistema são derivados dos circuitos usados na construção dos mesmos. Em função do que foi ressaltado no item 2.4.1, as fontes básicas de dissipação de potência em circuitos CMOS são as seguintes:

- Tensão de Alimentação: a dissipação de potência de um circuito CMOS é proporcional ao quadrado da tensão de alimentação (Equação 2-7). Assim, reduzindo a tensão de alimentação ao menor nível, que ainda possibilite um desempenho satisfatório, pode-se reduzir a dissipação de potência significativamente. CPU's CMOS podem ser usadas em níveis de tensões reduzidos. Por exemplo, reduzindo a tensão de alimentação de 5V para 3,3V implica em redução da potência dissipada de $5/3,3 = 2,29$;
- Frequência de operação: um circuito CMOS dissipa mais potência quando troca seu valor de saída (Equação 2-5 e Equação 2-7). Assim, pode-se reduzir a potência dissipada pela redução da frequência de operação do circuito e/ou eliminando-se chaveamentos de níveis lógicos desnecessários nas entradas do circuito. Embora não haja redução da energia consumida necessária para a operação, visto que o resultado só estará disponível algum tempo mais tarde, CPU's CMOS podem ser operadas em uma frequência menor de modo a reduzir a potência dissipada;
- CPU's CMOS podem desabilitar certas unidades funcionais internas que não são necessárias em determinada execução. Isto reduz o consumo de energia, pois não haverá corrente de fuga;
- Capacitâncias parasitas de carga e entre interconexões: minimizar as capacitâncias parasitas de carga e entre interconexões, construindo trilhas mais curtas (Equação 2-7);
- Tempos de subida e descida dos sinais de entrada: reduzir os tempos de subida e descida dos sinais de entrada de modo a obter transições lógicas rápidas, reduzindo-se, assim, a dissipação de potência de curto-circuito (Equação 2-5)
- Corrente de fuga: quando o circuito CMOS está estático, há uma pequena corrente circulando pelo circuito, denominada corrente de fuga. O único jeito de eliminar a potência dissipada devido a esta corrente é a remoção da tensão de alimentação. Contudo, desconectando a alimentação, elimina-se a dissipação de potência estática (

Equação 2-4), mas algum tempo será necessário para reconectar o sistema à alimentação e reinicializar seus estados internos até que o mesmo possa funcionar adequadamente;

- Algumas CPU's CMOS permitem que determinadas partes possam ser totalmente desconectadas da alimentação para eliminar correntes de fuga (Equação 2-4).

Diante do exposto, a redução do consumo em sistemas portáteis operados por bateria requer uma análise cuidadosa, pois um circuito operando com tensão e frequência reduzida incorrerá em aumento da susceptibilidade a ruído. Deste modo, o projeto de tais sistemas requer a consideração de alguns fatores [20]:

- Seleção de tecnologia com especificação de potência mínima: isso implica que os semicondutores serão CMOS, displays serão LCD (Liquid Cristal Display) e LED's (Light Emitting Diodes) serão pequenos e de alta eficiência luminosa;
- Redução da tensão de alimentação: uso de dispositivos de baixa tensão de operação. A consequência da redução da tensão de alimentação é o aumento da susceptibilidade ao ruído;
- Redução das frequências do sinal de clock: para isso, seria necessário ter uma idéia dos requisitos de tempos do software do sistema antes de selecionar a frequência do clock. Uma alternativa melhor consistiria em o sistema operar em uma frequência maior por um curto período de tempo e então colocado no modo "sleep", em vez de operar continuamente em baixa frequência;
- Uso de dispositivos de baixa potência e que possuam modos "power down";
- Redução da complexidade do circuito: mais componentes custam mais ampères e adicionam capacitâncias e, conseqüentemente, dissipação de potência dinâmica;
- Colocar em modo "power down" blocos de circuitos não usados continuamente;
- Projeto do oscilador a cristal de baixa potência;
- Escolha correta da combinação bateria e regulador de tensão: primeiramente, deve-se assegurar que um regulador de tensão é necessário, pois uma bateria com curva de descarga plana pode resolver o problema. Outra questão que deve ser levada em conta é a eficiência do regulador.

Uma vez que os itens acima foram considerados, o resultado será um projeto totalmente otimizado para baixo consumo de energia.

2.4.3 POTÊNCIA, ENERGIA E EFICIÊNCIA ENERGÉTICA

Os termos potência e energia têm sido utilizados ao longo do texto. Por isto, torna-se interessante abrir um pequeno parêntese para ressaltar a diferença entre potência e energia. O fato é que não se pode confundir potência com energia. Potência é o consumo de energia por unidade de tempo. De outra forma, pode-se dizer que potência é taxa de transferência de energia de um sistema para outro. Assim, a redução da dissipação de potência implica na redução desta taxa de transferência. Considerando-se como exemplo um sistema alimentado por bateria, a redução da dissipação de potência implicaria em um aumento no tempo de vida da bateria, pois menos energia seria consumida por unidade de tempo. Como um segundo exemplo, um carro tem muita potência se puder converter a energia química do seu combustível em energia cinética (ou em energia potencial, na subida de uma ladeira) num curto intervalo de tempo. É possível aumentar a energia química de um carro pelo aumento da quantidade de combustível do seu tanque. Para aumentar a potência do carro, porém, é preciso aumentar a taxa em que o combustível é queimado, pelo aumento do número, ou tamanho, dos cilindros. Finalmente, quando se paga a conta de luz paga-se a energia, não a potência.

Também se encontra na literatura o termo eficiência energética, que representa o consumo de energia por operação. Por exemplo, pode-se verificar a eficiência energética de uma CPU, determinando a quantidade de energia consumida por instrução.

2.4.4 GERENCIAMENTO DE POTÊNCIA EM CPU's

Uma vez que os componentes de hardware de sistemas computacionais projetados se encontram otimizados para baixo consumo de energia, resta verificar se existe a possibilidade de implementação de alguma técnica de gerenciamento de potência em tais sistemas. A maioria dos componentes de hardware utilizados, tais como microcontroladores, memórias, transceptores possuem, pelo menos, dois modos de gerenciamento de potência. Tais modos possibilitam que a aplicação desligue os módulos não utilizados na CPU. Estes modos são implementados para viabilizar a redução do consumo de energia em estados “idle” ou “sleep”. Por exemplo, o ATMEGA128L possui seis modos “sleep”. Por outro lado, existem técnicas que possibilitam a redução do consumo de energia no estado ativo da MCU (MiCrocontroller Unit), tais como DVS/DFS (Dynamic Voltage Scaling/Dynamic Frequency Scaling) [25, 26, 27, 28, 29]. Como a

redução da tensão implica em uma diminuição da frequência [25], somente a sigla DVS é encontrada na literatura, pois são implementadas conjuntamente.

O Escalonamento dinâmico de tensão (DVS) é uma técnica utilizada para o gerenciamento de potência no estado ativo da MCU, na qual a tensão de alimentação e a frequência do clock da MCU são variadas, dependendo da demanda computacional [28]. A tensão de alimentação é escalonada pela aplicação por meio do sistema operacional e controlada na camada física por um conversor DC-DC de tensão variável [25, 28]. Contudo, o hardware da MCU deve prover este tipo de funcionalidade, como é o caso dos microcontroladores StrongARM da Intel [30] e o Crusoé da Transmeta [31].

Existem dois tipos de gerenciamento de potência fornecidos por CPU's em estados "idle". Um mecanismo de gerenciamento estático de potência (SPM – Static Power Management) [32], que é acionado pelo usuário e não depende das atividades da CPU. Um exemplo de um mecanismo estático é o modo "power-down". Este modo é uma maneira de se reduzir a dissipação de potência desnecessária e geralmente é implementado via execução de uma instrução específica. A saída deste modo ocorre por meio de uma interrupção ou outro evento, não sendo possível sair por meio da execução de outra instrução. Um mecanismo de gerenciamento dinâmico de potência (DPM – Dynamic Power Management) [32, 33, 34, 35, 36] implementa ações para controlar a dissipação de potência baseadas na atividade dinâmica da CPU. Por exemplo, a CPU pode desligar algumas de suas partes quando as instruções que estão sendo executadas não precisam delas. Um cuidado especial deve ser tomado com o modo "power-down", pois uma redução considerável de dissipação de potência só será alcançada se a CPU permanecer um período substancial de tempo neste modo. A entrada e, especialmente, a saída deste modo representa um problema, pois haverá consumo de tempo e energia, de modo que se tenha o controle adequado da lógica interna da CPU, evitando-se corrupção de dados no pipeline, mal-funcionamento ou até mesmo dano.

Os modos de gerenciamento de potência de uma CPU podem ser modelados por uma máquina de estados de potência [35]. Um exemplo é mostrado na Figura 2-6.

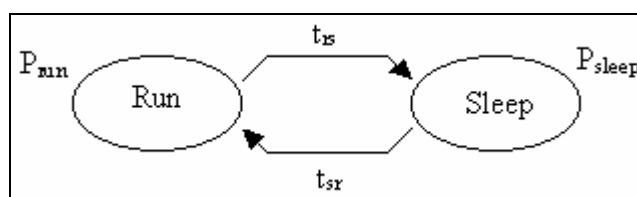


Figura 2-6: Máquina de estados de potência.

Cada estado na máquina representa um modo diferente da mesma e todo estado é assinalado com sua dissipação de potência média. O exemplo possui dois estados: o modo “run” com potência P_{run} e o modo “sleep” com potência P_{sleep} . As transições mostram como a máquina pode ir de um estado para outro e cada transição é assinalada com o tempo (t_{rs} e t_{sr}) necessário para ir do estado fonte para o estado destino. Em um exemplo mais complexo, não seria possível ir de um estado particular para outro, sendo necessário passar por uma seqüência de estados intermediários. Desta discussão surge uma constatação importante: seria interessante determinar o tempo, denominado tempo de limiar ($T_{th,sleep}$), em que o nó sensor deve permanecer, de modo que, efetivamente, haja redução do consumo de energia. Este tempo é dado por [35, 36]:

$$T_{th,sleep} = \frac{1}{2} \left[t_{rs} + \left(\frac{P_{run} + P_{sleep}}{P_{run} - P_{sleep}} \right) t_{sr} \right], \quad \text{Equação 2-9.}$$

onde t_{rs} é o tempo de transição do modo “run” para o “sleep”; t_{sr} é o tempo de transição do modo “sleep” para o “run”; P_{run} é o potência no modo “run” e P_{sleep} é a potência no modo “sleep”.

Se, por exemplo, o microcontrolador permanecer no modo “sleep” um tempo inferior ao tempo de limiar, ocorrerá aumento em vez de redução do consumo de energia.

O sistema operacional e a arquitetura do sistema podem usar mecanismos de gerenciamento estático e dinâmico de potência para ajudar a gerenciar a dissipação de potência e o consumo de energia do sistema. Uma política de gerenciamento de potência [32, 35, 36] é uma estratégia para determinar quando executar determinadas operações de gerenciamento de potência. Ela geralmente examina o estado do sistema para determinar quando implementar ações. Contudo, a estratégia geral incorporada na política deve ser projetada baseando-se nas características dos mecanismos de gerenciamento estático e dinâmico de potência. Constatou-se que a transição entre modos deve ser cuidadosa. Assim, a determinação de quando entrar ou sair do modo de operação normal (“power-up mode”) requer uma análise da atividade geral do sistema, pois evitar o modo de baixa potência pode resultar em consumo de energia desnecessário e entrar neste modo antes do tempo pode resultar em penalidades severas de desempenho.

Um método simples é ligar o sistema quando uma requisição for recebida [32]. Isto funciona desde que o atraso no tratamento da requisição seja aceitável. Uma técnica mais sofisticada é o desligamento preditivo. O objetivo é prever quando a próxima requisição será feita e iniciar o

sistema exatamente depois deste tempo, preservando o solicitante do tempo de inicialização. Obviamente, é possível prever exatamente os tempos de requisição somente em circunstâncias muito limitadas. Em geral, técnicas de desligamento preditivo são probabilísticas; elas estimam os padrões de atividade baseados em modelos probabilísticos do comportamento esperado. Como estão baseadas em estatísticas, elas nem sempre estimam corretamente o tempo da próxima requisição, podendo causar a espera por um período de atividade por parte do solicitante ou a reinicialização do sistema. Obviamente, a escolha de um bom modelo probabilístico, cujo mecanismo de política não seja complexo demais é muito importante, pois poderá haver consumo de energia adicional no processamento do modelo.

Várias técnicas preditivas são possíveis. Uma técnica muito simples é usar tempos fixos de desligamento [32]. Por exemplo, se o sistema não receber requisições durante um intervalo de tempo T_{on} , ele desliga. Então, o sistema espera por um período de tempo T_{off} antes de religar. A determinação de T_{off} e T_{on} deve se basear em experimentos. Finalmente, uma técnica mais avançada está baseada na análise do estado do sistema, conforme mostra a Figura 2-7.

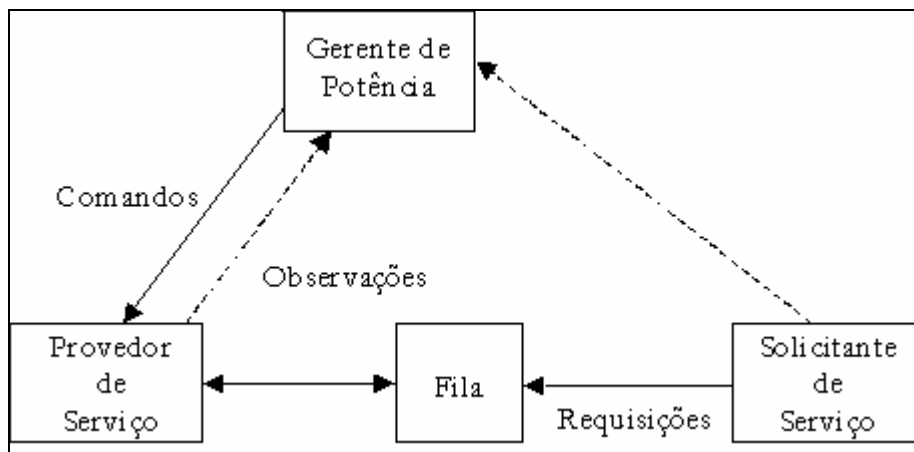


Figura 2-7: Arquitetura de um sistema com gerenciamento de potência. [32]

Devem ser considerados vários elementos de todo o sistema gerenciado: o provedor de serviço seria a máquina cuja potência estaria sendo gerenciada; o solicitante de serviço é quem faz requisições ao sistema gerenciado; uma fila é usada para manter as requisições pendentes (por exemplo, para aguardar o provedor de serviço ligar) e o gerente de potência é o responsável para enviar comandos de gerenciamento ao provedor. O gerente de potência pode observar o comportamento do solicitante, do provedor e da fila.

2.5 REDES DE SENSORES SEM FIO

As Redes de Sensores Sem Fio (RSSFs) vem sendo objeto de estudo já faz algum tempo, principalmente devido às inovações tecnológicas introduzidas pelo avanço da tecnologia de sensores, das comunicações sem fio e da tecnologia de circuitos integrados. As Redes de Sensores Sem Fio (RSSFs) são redes compostas por elementos, denominados nós sensores, que possuem recursos limitados, tais como pouca capacidade computacional, pouca memória, capacidade de comunicação limitada e pouca reserva de energia. Estes nós sensores coletam dados do ambiente monitorado, realizam ou não processamento local e disseminam os dados para um ponto de acesso podendo usar, por exemplo, comunicação multi-saltos. O ponto de acesso é o elemento através do qual a rede se comunica com outras redes e pode ser implementado em um nó sensor, denominado de nó sorvedouro ou estação base [37]. A Figura 2-8 ilustra uma RSSFs [38].

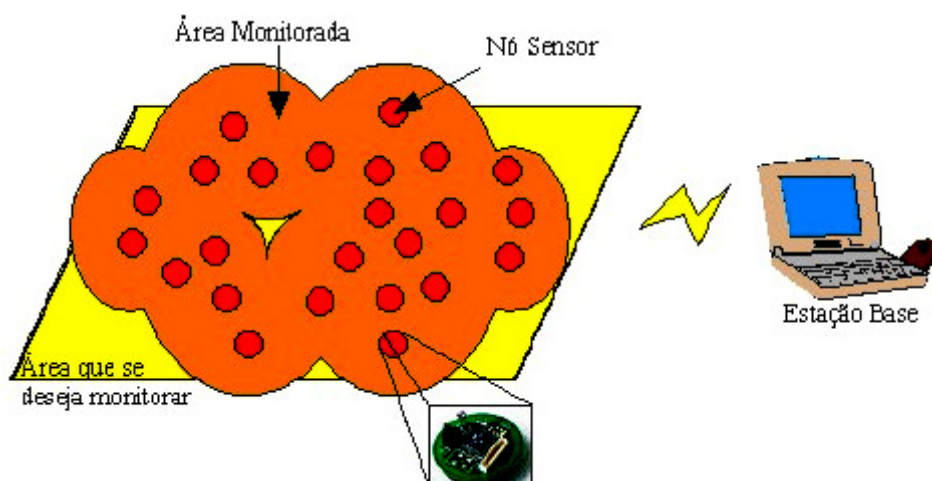


Figura 2-8: Rede de Sensores Sem Fio. [38]

As RSSFs diferem de redes de computadores tradicionais, pois possuem um grande número de elementos distribuídos, operam sem intervenção humana direta, possuem restrições severas de energia e devem possuir mecanismos para auto-gerenciamento (auto-configuração, auto-manutenção, auto-organização, etc). Este último se torna necessário devido à deposição em áreas remotas, a pouca capacidade individual dos nós e a topologia dinâmica [37]. Além disso, os nós de uma RSSFs podem ser descartados, perdidos ou saírem de serviço por diferentes motivos, tais como: falta de energia, problemas na deposição, falhas nos componentes, falha de comunicação, etc. Mesmo sem a mobilidade dos nós, a topologia da rede é dinâmica [39, 40].

2.5.1 SOFTWARE DE UM NÓ SENSOR

O TinyOS, desenvolvido inicialmente na Universidade da Califórnia, em Berkeley [41], é um sistema operacional simples, compacto e baseado em eventos, desenvolvido para redes de sensores sem fio. Trata-se de uma plataforma de software de código aberto projetada para apoiar operações concorrentemente intensivas, usando requisitos mínimos de hardware. Inicialmente foi projetado para ser utilizado na plataforma Mica Motes, que utiliza microcontroladores da família AVR da Atmel [42], o ATMEGA. O TinyOS possui um escalonador de tarefas, que é uma FIFO, utilizando uma estrutura de dados fixa e limitada. O escalonador é não-preemptivo e não possui mecanismos mais sofisticados como fila de prioridades. A sua simplicidade se deve à ausência de gerenciamento de processos, inexistência de memória virtual e alocação dinâmica de memória, mas ela permite que o tamanho do TinyOS em memória seja pequeno, atendendo as necessidades das redes de sensores sem fio. O código fonte é aberto e atualmente as modificações no código e nos componentes do TinyOS são feitos pelo grupo Intel-Berkeley Research Lab. O TinyOS é implementado em nesC [43, 44], que foi projetada para incorporar os conceitos estruturais do TinyOS e seu modelo de execução. Os conceitos básicos deste modelo são [43]:

- Separação entre construção e composição: aplicativos são formados por componentes, que por sua vez, são combinados para criar aplicativos mais complexos.
- Especificação de funcionalidade por meio de interfaces: interfaces podem ser fornecidas ou usadas pelos componentes. As interfaces fornecidas representam a funcionalidade que o componente fornece ao aplicativo e as interfaces usadas representam a funcionalidade necessária ao componente para executar seu trabalho.
- Interfaces são bidirecionais: interfaces especificam um conjunto de funções que serão implementadas pelo componente provedor da interface (comandos) e outro conjunto que será implementado pelo componente usuário da interface (eventos).

O TinyOS possui uma arquitetura baseada em componentes, cuja configuração completa de um sistema consiste de um programa composto de uma aplicação e dos componentes do TinyOS. Os componentes interagem por meio das interfaces, que são bidirecionais. Todo aplicativo possui pelo menos um arquivo de configuração e um de implementação. O primeiro especifica o conjunto de componentes do aplicativo e como eles se invocam. No segundo estão listadas as interfaces fornecidas e as utilizadas por um componente. Um aplicativo usa um ou

mais componentes, sendo possível reutilizar alguns componentes mais simples para criar outros mais elaborados. Isso cria uma hierarquia de camadas, cujos componentes em níveis altos na hierarquia originam comandos para componentes em níveis baixos, que por sua vez, sinalizam eventos para aqueles. Os componentes de nível mais baixo representam o próprio hardware. A Figura 2-9 ilustra uma aplicação do TinyOS.

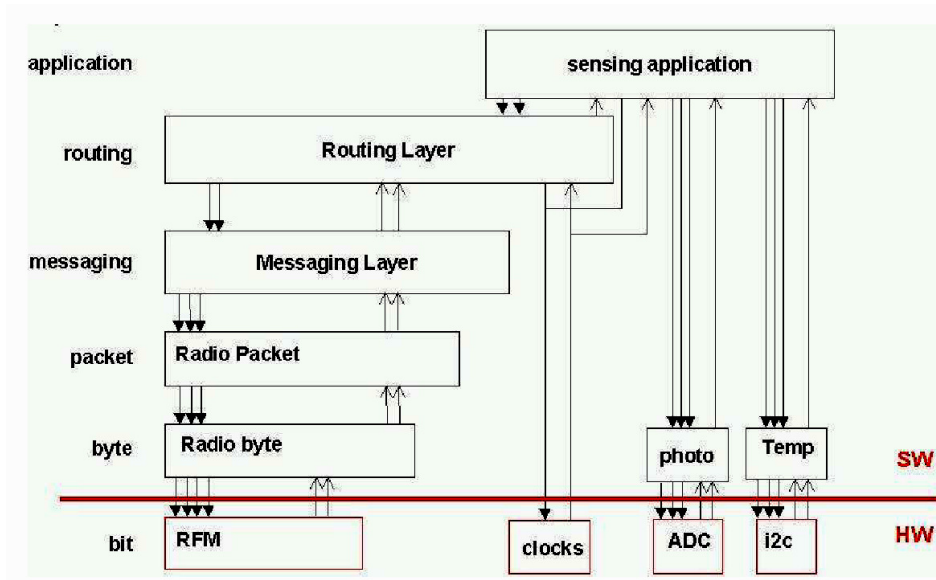


Figura 2-9: Uma aplicação do TinyOS. [41]

O TinyOS possui um modelo de concorrência baseado em eventos. A concorrência é obtida a partir do uso de eventos e tarefas. Tarefas de um componente são atômicas entre si, executando até seu término, mas podem ser interrompidas por eventos externos. Elas podem executar comandos de componentes em níveis baixos na hierarquia, sinalizar eventos para componentes em níveis altos e agendar a execução de outras tarefas em um componente. Eventos são generalizações de tratadores de interrupção, propagando processamento para cima na hierarquia (por meio da sinalização de outros eventos) ou para baixo (por meio da execução de comandos). Eventos são executados quando sinalizados, interrompendo a execução de uma tarefa ou outro evento. A Figura 2-10 ilustra o fluxo de execução de tarefas, eventos e comandos [41]. Interrupções são mapeadas como eventos. Um evento pode acionar comandos ou acionar a execução de uma tarefa. Uma tarefa é formada por um conjunto de comandos e não pode bloquear outra tarefa, mas um evento pode interromper a execução de uma tarefa. Considerando-se a Figura 2-10, uma interrupção gera um evento. Este gera um evento para o nível superior, que por sua vez executa um comando e gera um evento para o nível superior. O tratador de eventos executa dois comandos, e cada um inicia uma tarefa, que executam um

conjunto de comandos. Eventos gerados por interrupção interrompem tarefas, enquanto tarefas não interrompem tarefas. Tarefas e tratadores de eventos executam um conjunto de comandos.

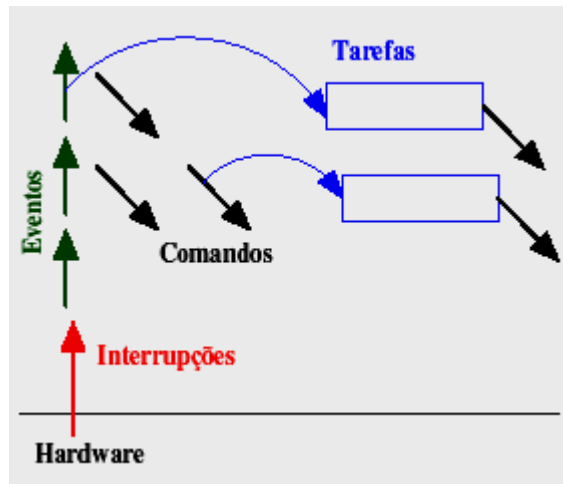


Figura 2-10: Fluxo de execução. [41]

Finalmente, programas escritos em nesC são susceptíveis a certas condições de corrida, pois tarefas e tratadores de eventos de hardware podem ser preemptados por códigos assíncronos. Isso pode ser evitado acessando dados compartilhados somente dentro de tarefas ou efetuando-se todos os acessos dentro de sentenças atômicas. O compilador nesC reporta potenciais corridas de dados para o programador em tempo de compilação.

2.5.2 HARDWARE DE UM NÓ SENSOR

Um nó sensor é um elemento computacional com pouca capacidade de processamento, pouca memória, interface de comunicação sem fio de pequeno alcance e um ou mais sensores, conforme pode ser observado na Figura 2-11.

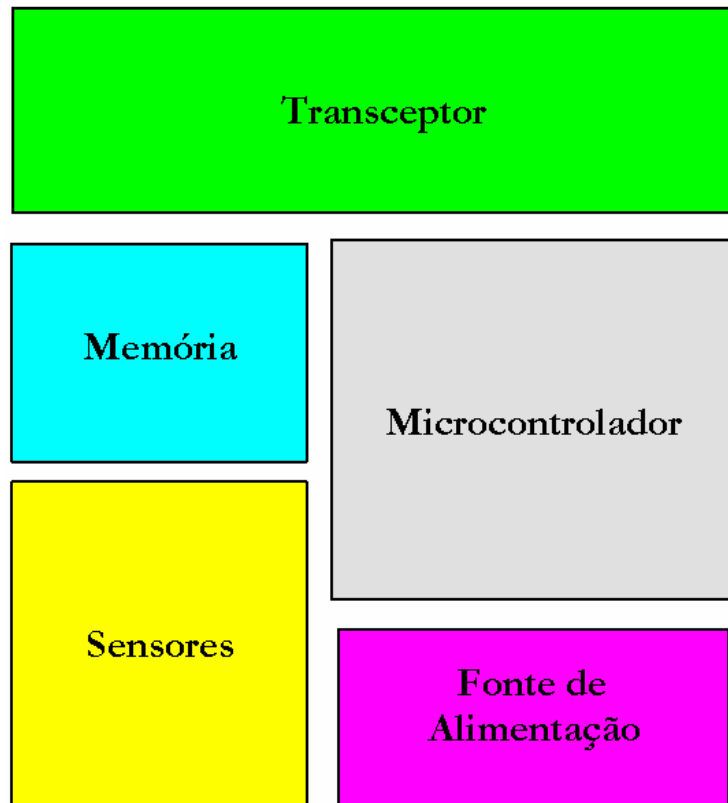


Figura 2-11: Componentes de hardware de um nó sensor.

- **Microcontrolador:** O processamento é efetuado pelo microcontrolador do nó sensor. Este possui uma pequena memória interna e, em geral, uma memória externa de maior capacidade, que funciona como memória secundária. É responsável pelo controle dos sensores e execução dos protocolos de comunicação e algoritmos de processamento de sinais, que serão aplicados aos dados coletados pelos sensores. Os microprocessadores StrongARM da Intel [30], os microcontroladores AVR da Atmel [42] e os microcontroladores MSP430 da Texas [45] são as MCUs comumente utilizadas em nós sensores para RSSFs.
- **Transceptor:** A comunicação sem fio é realizada por meio de um transceptor. Este viabiliza a comunicação do nó sensor com seus vizinhos e com o mundo exterior. As características que afetam o consumo de energia de um transceptor incluem o tipo de modulação utilizada, a taxa de transmissão, a potência de transmissão (determinada pela distância de transmissão) e o ciclo de trabalho operacional [25, 46]. O CC1000 [47] e o CC2420 [48] são os transceptores comumente utilizados nas plataformas comerciais mais difundidas. Uma possibilidade para reduzir o consumo de energia do transceptor é

efetuar o controle da potência de transmissão, uma vez que ela pode impactar a vida útil da bateria e a capacidade de transporte de tráfego da rede [49, 50, 51]. Vários pesquisadores têm proposto modificações simples no padrão IEEE 802.11 para incorporar o controle de potência. A idéia principal desses esquemas de controle de potência é usar níveis diferentes de potência para RTS (Ready To Send)-CTS (Clear To Send) e confirmações (data-ack). Especificamente, a potência de transmissão máxima é utilizada para RTS-CTS e uma potência de transmissão mínima para a transmissão de confirmações (data-ack) com o intuito de economizar energia [52]. Jung e Vaidya [53] propuseram um protocolo MAC para controle de potência que periodicamente aumenta a potência de transmissão para o seu valor máximo durante a transmissão dos dados. Com essa mudança, os nós sensores que podem, potencialmente, interferir com o envio do “ack” para o transmissor constatarão que o canal de transmissão está ocupado e adiarão a transmissão do pacote de confirmação. Contudo, RSSF diferem de redes ad hoc em dois aspectos: fluxo de dados unidirecional para a maioria das aplicações e fortes restrições de energia. Assim, outras questões e cenários devem ser considerados.

- **Fonte de Alimentação:** geralmente, uma bateria é a fonte de alimentação dos componentes de hardware, mas existem outras fontes de energia que podem ser utilizadas, tais como células solares, ultracapacitores, vibrações, micro-células de combustível, etc [54]. Contudo, uma vez que mais de uma fonte de energia esteja disponível, torna-se necessário o condicionamento de energia, para lidar com o armazenamento da fonte alternativa, escolha de qual fonte será utilizada em determinado momento e permuta destas fontes ao longo da vida útil do nó sensor.
- **Sensores:** Os sensores são os responsáveis pelo monitoramento de fenômenos de interesse, tais como: temperatura, pressão, luminosidade, umidade, etc. Eles traduzem fenômenos físicos em sinais elétricos e podem ser classificados como dispositivos analógicos ou digitais, dependendo do tipo de saída que produzem. As fontes de consumo de energia em sensores incluem amostragem do sinal e a conversão do sinal físico para o sinal elétrico, condicionamento do sinal e conversão de analógico para digital.

2.5.3 PLATAFORMA MICA MOTES

O MICA2 é um nó sensor da plataforma Mica Motes, uma das mais utilizadas para projetos em redes de sensores sem fio. Ele é composto basicamente pelo microcontrolador

ATMEGA128L [42], uma memória externa de 512 KB (AT45DB041B) [55], um transceptor digital (CC1000) [47], um conector de 51 pinos para conexão de placas de sensores (denominadas de sensorboards) e três LEDs para depuração, conforme pode ser visto na Figura 2-12 [56].

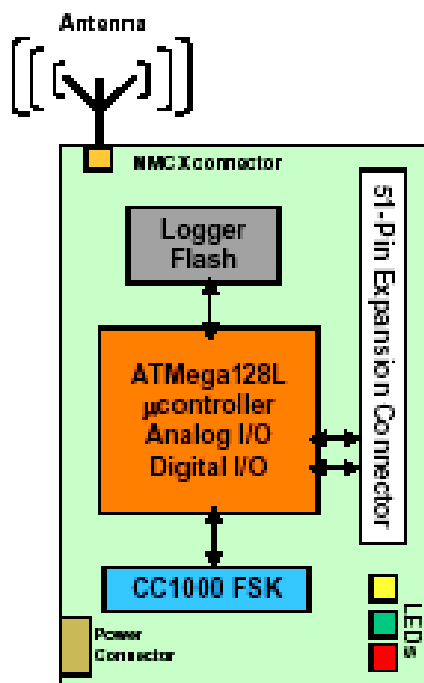


Figura 2-12: Diagrama esquemático do MICA2. [56]

O ATMEGA128L é um microcontrolador de 8 bits, com 128 KB de memória flash, 4KB de SRAM (Static Random Access Memory), 4 KB de EEPROM e um conversor analógico/digital (ADC) de aproximações sucessivas de 10 bits. Além disso, ele possui seis modos de gerenciamento de potência, que permitem o desligamento de módulos não utilizados na MCU por parte da aplicação: Idle, ADC Noise Reduction, Power-down, Power-save, Standby e Extended Standby. Para entrar em um destes modos, um registrador interno da MCU deve ser configurado e a instrução SLEEP deve ser executada.

O Mica2dot é uma versão reduzida, que tem o formato de uma moeda e possui os mesmos componentes de hardware do Mica2, mas contém apenas um LED para depuração e inclui um sensor de temperatura on-board.

O MICAz é a mais nova versão de nós sensores da plataforma Mica Motes. Ele se diferencia do MICA2 pelo transceptor utilizado (CC2420), cuja frequência de operação é 2,4 GHz e implementa o padrão IEEE 802.15.4, que é a base para o desenvolvimento de aplicações ZigBee.

Esta tecnologia permite comunicação sem fio confiável, com baixo consumo de energia e baixas taxas de transmissão para aplicações de monitoramento e controle. A Figura 2-13 ilustra os três nós sensores.

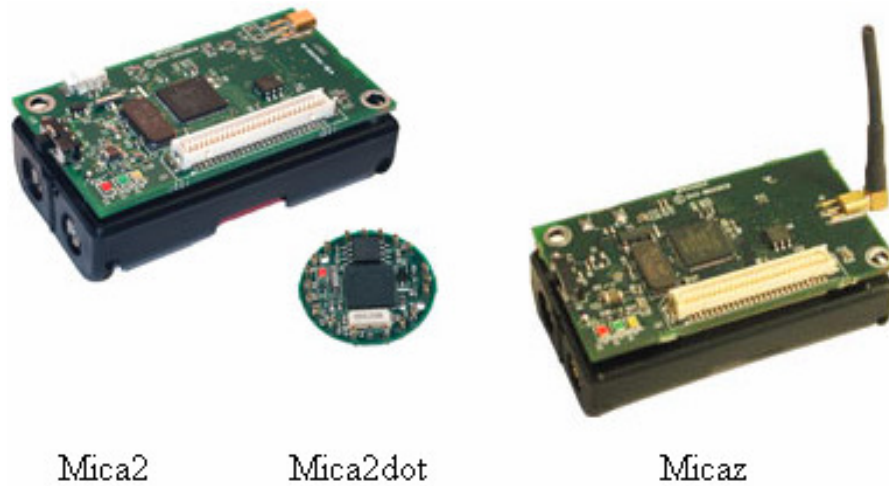


Figura 2-13: Principais nós sensores da plataforma Mica Motes. [57]

Todos os nós sensores da plataforma Mica Motes adotam o TinyOS, desenvolvido pela Universidade da Califórnia, em Berkeley, como sistema operacional de distribuição, sendo este de código aberto, modular e de fácil personalização.

2.5.4 BEAN

O BEAN (Brazilian Energy-Efficient Architectural Node) é uma plataforma computacional para Rede de Sensores Sem Fio desenvolvida na UFMG [58]. Ele é composto basicamente pelo microcontrolador MSP430F169 [45], uma memória externa de 512 KB (M25P40) [59], um transceptor digital (CC1000) [47] e um relógio de tempo real (DS2417) [60]. Os componentes de hardware são de alta eficiência energética e possui o diferencial de permitir a medição de consumo destes componentes separadamente. A programação do BEAN e a comunicação com o PC são efetuadas utilizando-se a porta paralela por meio de uma interface JTAG.

O MSP430F169 [45] é um microcontrolador de 16 bits de baixíssimo consumo, com 60 KB de memória flash, 2 KB de RAM, um conversor analógico/digital (ADC) de aproximações sucessivas de 12 bits e cinco modos de gerenciamento de potência. A Figura 2-14 ilustra o BEAN e a placa de condicionamento de sinais, também desenvolvida na UFMG, que viabiliza a

medição de consumo dos componentes de hardware separadamente e atualmente se encontra sob testes para validação.

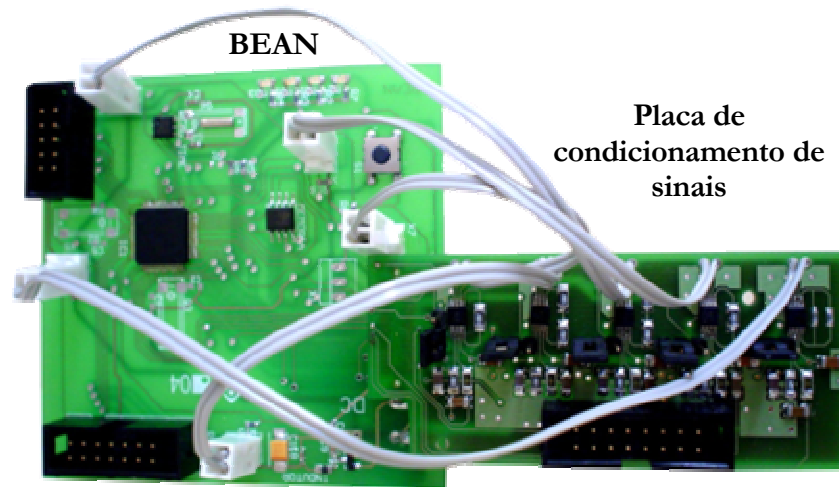


Figura 2-14: BEAN e sua placa de condicionamento de sinais.

2.5.5 TELOS

O Telos [61] foi projetado para ser uma alternativa de nó sensor que apresenta melhor desempenho e baixíssimo consumo, quando comparado aos nós da plataforma Mica Motes. Para isso, foi utilizado o microcontrolador MSP430F1611 [45] que possui características, tais como 48 KB de memória flash, 10 KB de RAM, operações com ponto flutuante, conversor A/D por aproximações sucessivas de 12 bits, além de ser um microcontrolador de 16 bits e de baixíssimo consumo. Além disso, o Telos possui interface USB, antena integrada, sensor de temperatura e de umidade integrados, transceptor digital CC2420 [48], memória externa (M25P80) [59] e três LEDs para depuração. A Figura 2-15 ilustra a mais nova versão disponível comercialmente, o Tmote Sky.

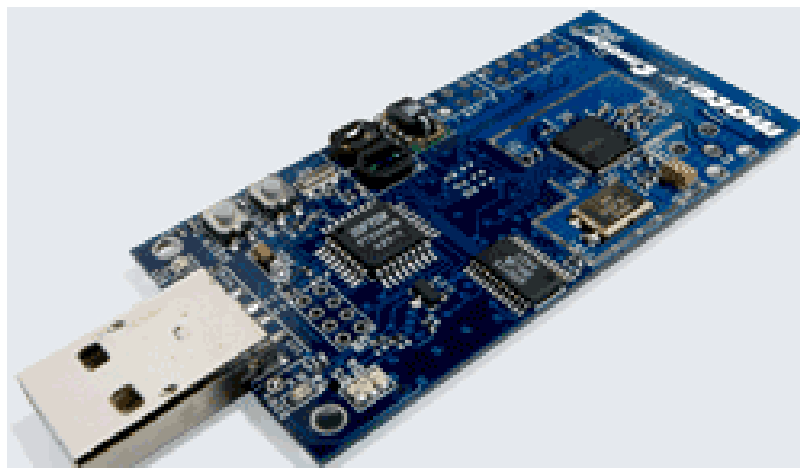


Figura 2-15: Tmote Sky. [61]

Os nós sensores da plataforma Telos Motes também adotam o TinyOS como sistema operacional de distribuição.

CAPÍTULO 3

3. MATERIAS E MÉTODOS

Este capítulo tem como objetivo descrever as especificações dos equipamentos e softwares utilizados e a metodologia adotada para o desenvolvimento deste trabalho.

O MD-6450 é um multímetro digital portátil de 4000 dígitos, que além das funções normais, permite medir capacitância, temperatura, frequência e pode ser conectado em microcomputadores por meio da interface RS-232C. Ele vem acompanhado de um manual de instruções, um cabo RS-232C, um jogo de pontas de prova, um jogo de garras de jacaré, um termopar TP-01 e um CD-ROM com o software Data Logger para sistema operacional Windows 95/98/2000/XP. A Figura 3-1 ilustra o multímetro digital MD-6450 [62].



Figura 3-1: Multímetro Digital MD-6450. [62]

- **Especificações elétricas:** A exatidão está especificada por um período de um ano após a calibração, em porcentagem da leitura mais número de dígitos menos significativos. É válida na faixa de temperatura compreendida entre 18°C e 28°C e umidade relativa inferior a 75% sem condensação. As especificações de tensão contínua e corrente contínua são apresentadas na Tabela 3-1 e na Tabela 3-2.

FUNÇÃO	ESCALA	RESOLUÇÃO	EXATIDÃO	IMPEDÂNCIA
DCV	400mV	0,1mV	$\pm(0,8\% + 3d.)$	>10M Ohm
	4V	1mV	$\pm(0,8\% + 1d.)$	
	40V	10mV		
	400V	100mV		
	1.000V	1V	$\pm(1,0\% + 3d.)$	
Proteção contra sobrecarga: 1.000VDC / 750VACrms.				

Tabela 3-1: Tensão contínua. [62]

FUNÇÃO	ESCALA	RESOLUÇÃO	EXATIDÃO	IMPEDÂNCIA
mA	400 μ A	0,1 μ A	$\pm(1,0\% + 2d.)$	Fusível de cerâmica 0,5A/600V
	4000 μ A	1 μ A		
	40mA	0,01mA	$\pm(1,2\% + 3d.)$	
	400mA	0,1mA		
A	4A	0,001A	$\pm(1,5\% + 5d.)$	Fusível 10A/600V
	10A	0,01A		
Tempo máximo de medição nas escalas de 4A e 10A: 10 segundos.				

Tabela 3-2: Corrente contínua. [62]

- Data Logger:** A Figura 3-2 apresenta a interface gráfica do software Data Logger. Ele possibilita o registro e gravação de medidas de tensão, corrente, resistência, temperatura, capacitância e frequência em tempo real, conforme pode ser constatado na Figura 3-3. Podem-se definir o tempo de registro de medidas e o tempo de amostragem em que estas medidas serão efetuadas, ambos em segundos. As setas azuis da Figura 3-2 indicam os campos onde estes tempos devem ser especificados. O registro das medidas é confirmado, assinalando-se a opção “Recording” e “Continue”, que será habilitada após o assinalamento de “Recording”. As setas em vermelho da Figura 3-2 indicam estas opções. Além disso, o registro das medidas pode ser visualizado em tempo real a partir de um gráfico (Graph) e de uma lista (List), conforme ilustrado na Figura 3-4.

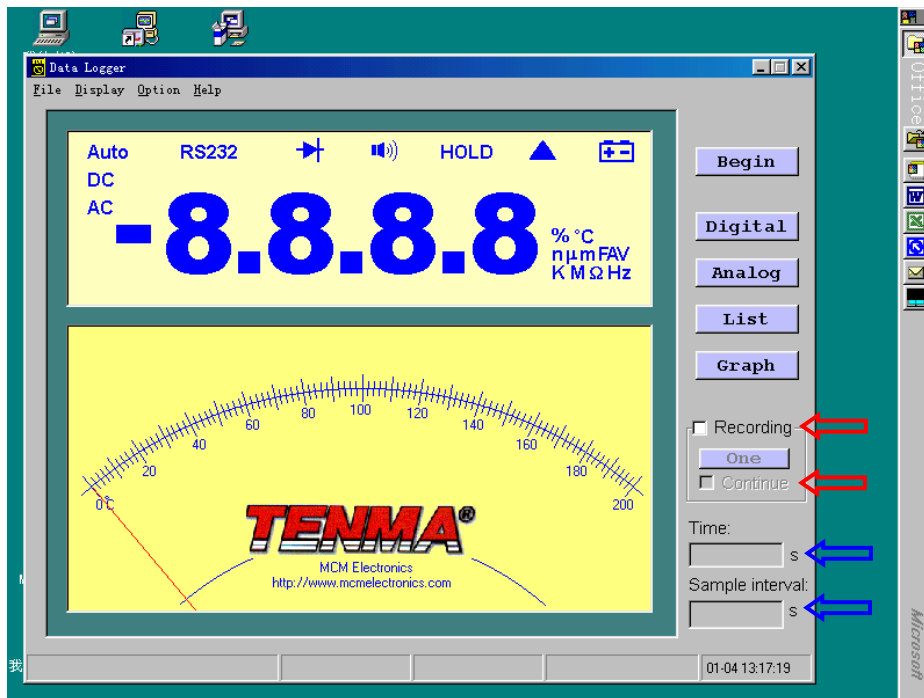


Figura 3-2: Interface gráfica do Data Logger. [63]

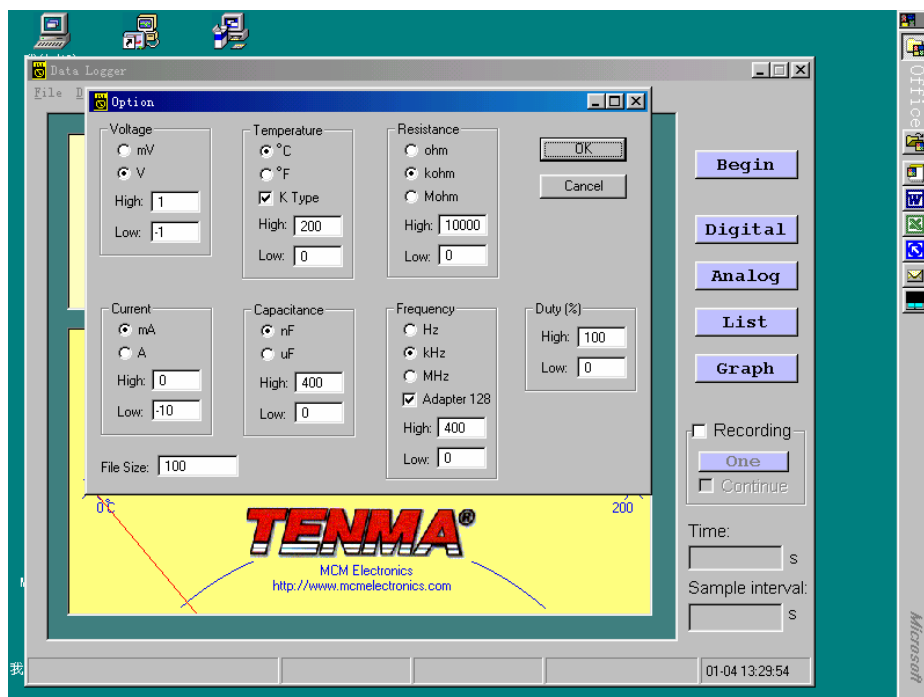


Figura 3-3: Possibilidades de medidas. [63]

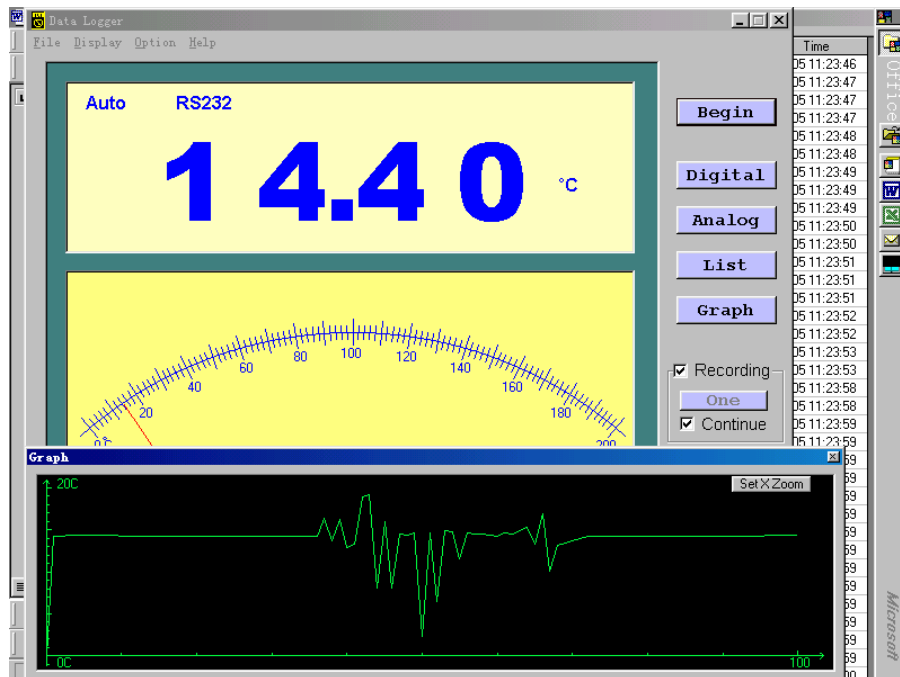


Figura 3-4: Gráfico e lista de medidas. [63]

A lista contém o número, o valor, a unidade, data e hora (hora, minuto e segundo) das medidas efetuadas e podem ser salvas como arquivo do Excel para processamento, conforme ilustrado na Figura 3-5.

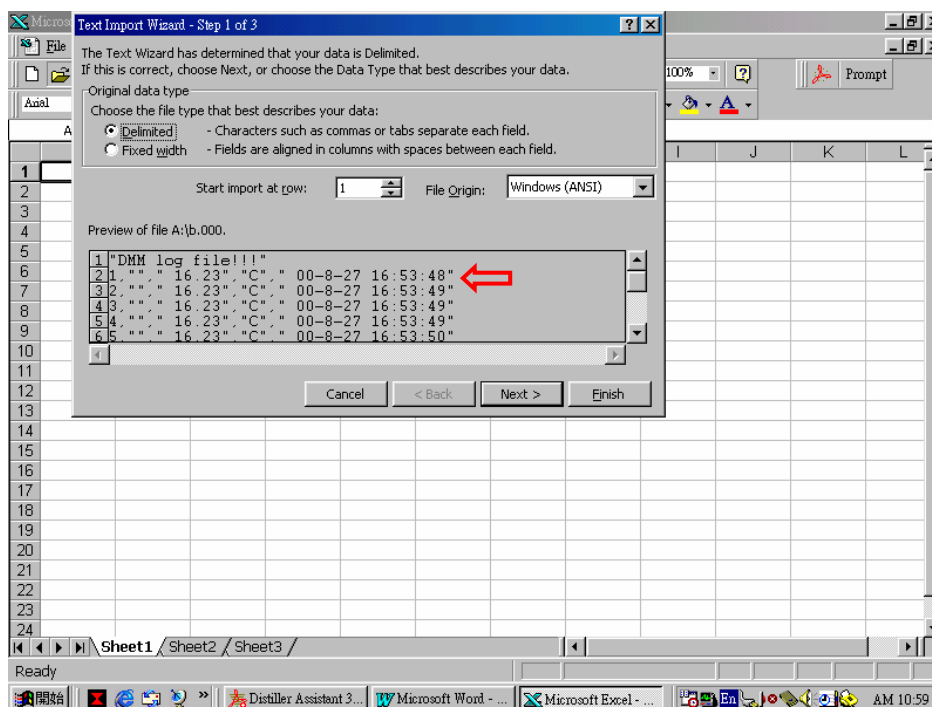


Figura 3-5: Arquivo com o registro de medidas. [63]

Os Recursos computacionais utilizados nos experimentos foram 03 computadores do laboratório de Sistemas de Computação Integrados (SCI), localizado na sala 212 do Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica (CPDEE), que possuem as seguintes especificações:

- **PC1:** Athlon 950 MHz, 256 MB de RAM, HD de 40 GB e sistema operacional Windows 2000;
- **PC2:** Athlon XP 1500+, 256 MB de RAM, HD de 40 GB e sistema operacional Windows 98;
- **PC3:** Athlon 950 MHz, 256 MB de RAM, HD de 40 GB e sistema operacional Linux distribuição Red Hat 9.

O Data Logger foi instalado no PC1 e no PC2 e o TinyOS foi instalado no PC3. A versão do TinyOS utilizada para a realização dos experimentos foi a 1.1.14. Além disso, os relógios dos computadores foram sincronizados em hora, minuto e segundo.

Também foi utilizada a placa de aquisição NI USB-6009 da National Instruments [64] e o software LabView 7.1 [64] para efetuar a aquisição simultânea de corrente e tensão do nó sensor. O uso da placa de aquisição possibilitou a sincronização do tempo de aquisição destas medidas (corrente e tensão) com as medidas efetuadas pelo nó sensor. A NI USB-6009 possui as seguintes características:

- Resolução: 14 bits;
- Taxa máxima de amostragem: 48 kS/s;
- Trigger digital: PFI 0;
- Tipo de conversor A/D: Aproximações Sucessivas;
- Resolução de Tempo: 41,67ns (24MHz – base de tempo);
- Faixa de entrada utilizada: -5V a + 5V;
- Impedância de entrada: 144k ohm;
- Ruído do sistema: 0,3 LSB_{rms} (faixa de $\pm 10V$).

Todos os experimentos realizados neste trabalho utilizaram dois nós sensores MICA2, uma placa de sensores e uma interface de programação destes nós. Esta interface tem dois propósitos: programar os nós sensores com as aplicações e, uma vez que o nó acoplado a ela esteja

programado, ambos formam uma estação base. A interface de programação utilizada foi a MIB600, que permite a programação dos nós via Ethernet e está ilustrada na Figura 3-6.

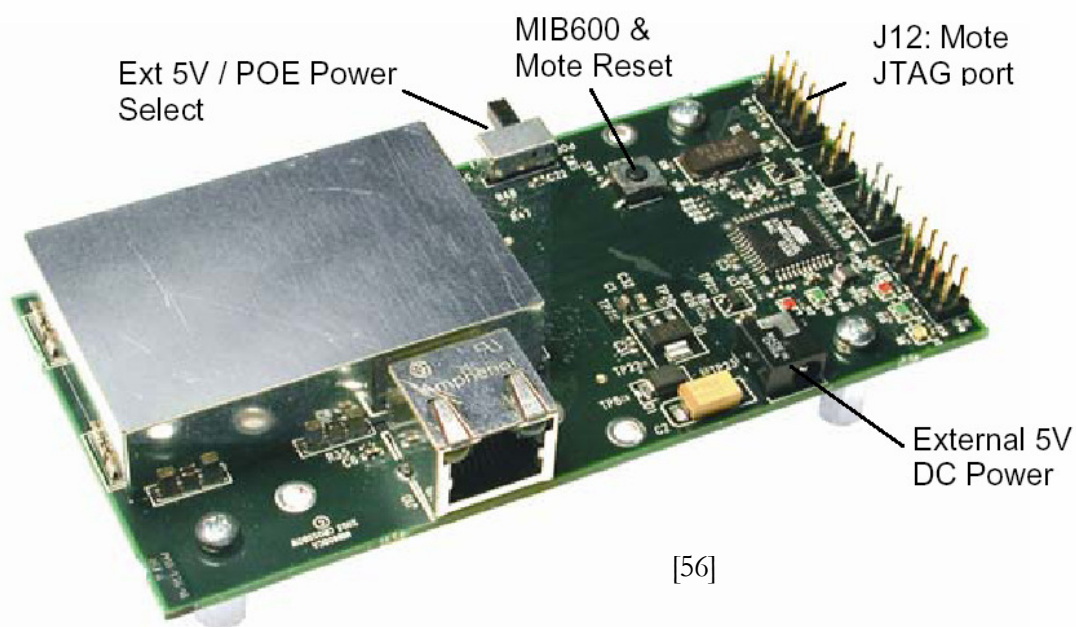


Figura 3-6: MIB600.

O nó que foi acoplado a MIB600 foi programado com a aplicação TOSBase, cuja função é simplesmente direcionar os pacotes recebidos pelo MICA2 (via rádio) para a UART. A MIB600 está conectada ao PC3, que executa um aplicativo Java denominado “Oscilloscope”, cuja função é coletar os pacotes disponibilizados na UART por meio da aplicação TOSBase, extrair o dado do “payload” e apresentá-lo em uma interface gráfica. A Figura 3-7 ilustra a interface gráfica do aplicativo Java “Oscilloscope”.



Figura 3-7: Aplicativo Java Oscilloscope. [56]

O outro MICA2 foi programado com a aplicação “OscilloscopeRF”, que coleta amostras dos sensores e as envia, via RF (Rádio-Frequência), para a estação base.

A metodologia empregada para a realização dos experimentos pode ser descrita a partir da Figura 3-8 e da Figura 3-10, que representam, de forma completa e clara, as técnicas e processos adotados, bem como o delineamento experimental.

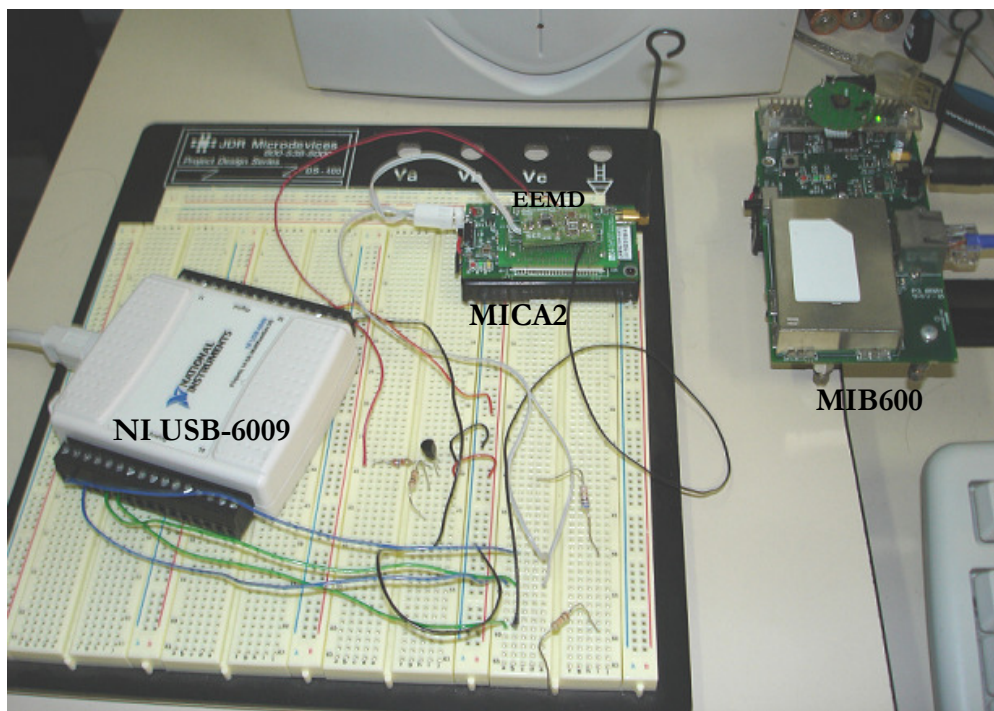


Figura 3-8: Experimento para a estimação da capacidade residual da bateria.

O experimento da Figura 3-8 tem como objetivo efetuar medidas de tensão e corrente simultâneas e sincronizadas. Desta forma, pode-se estimar a capacidade residual da bateria segundo os modelos descritos no capítulo anterior, avaliar a validade dos mesmos e comparar os resultados de ambos os métodos de medidas, placa de aquisição e nó sensor. Assim, o nó sensor foi programado para fazer, a cada segundo, uma coleta da tensão de saída da placa de condicionamento de sinais denominada EEMD (“Energy-Efficient Measurement Device”), cujo valor (V_{tos}) possibilita calcular a corrente do nó sensor; e a tensão da bateria (V_{mica}). Em seguida, a capacidade residual dependente da taxa de descarga é calculada e, posteriormente, enviada juntamente com a corrente (calculada a partir de V_{tos} , o ganho do amplificador e o valor do resistor “shunt”) e a tensão da bateria (V_{mica}).

Para fazer o sincronismo (condição necessária para validar a comparação dos resultados obtidos pela placa de aquisição e pelo nó sensor) foi utilizado o trigger externo (PFI 0) provido pela placa de aquisição. Assim, antes do nó iniciar a medida, ele gerava um sinal (S_{sync}) que disparava a aquisição de V_{bat} e V_{shunt} pelo sistema de aquisição (placa de aquisição). Além disso,

assim que o S_{sinc} era gerado, o nó iniciava a aquisição dos sinais V_{tos} e V_{mica} , conforme ilustrado na Figura 3-9.

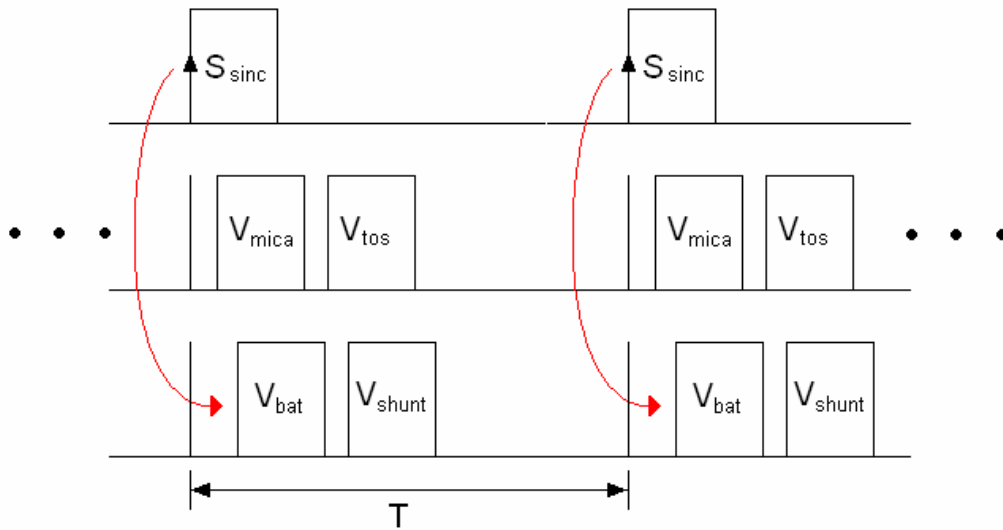


Figura 3-9: Linha do tempo para as medidas do experimento.

Finalmente, considerando-se que a taxa de transmissão do nó foi configurada para 19,2 kbps e o tamanho máximo do pacote transmitido foi de 29 bytes, o tempo de transmissão resultante é 12,1 ms. Considerando-se também que o tempo máximo de conversão do ADC do ATMEGA128L é 260 μs [42] e o tempo de propagação do sinal é desprezível, o tempo de atraso das medidas na estação base será inferior a 20 ms. Como este tempo de atraso é constante e muito inferior a um segundo (tempo de amostragem das medidas), o sincronismo de tempo das medidas não será afetado.

O experimento da Figura 3-10 tem como objetivo efetuar medidas de tensão, corrente, RSSI e potência de transmissão para avaliar o desempenho do algoritmo da Máxima Sobrevivência (MS) sob o ponto de vista do consumo de energia. A estação base foi mantida em uma posição fixa no laboratório, enquanto que o MICA2 foi distanciado da base em submúltiplos e múltiplos do comprimento de onda (λ). A seguinte seqüência de distâncias foi utilizada: $\lambda/10$, 1λ , 2λ , 3λ , 4λ , 5λ , 6λ e 7λ . O MICA2 iniciava-se a uma distância de $\lambda/10$ da base e era deslocado para a próxima distância da seqüência acima após dez minutos, totalizando 300 amostras para cada distância e para cada uma das fases do experimento. Ao alcançar a máxima distância (onde ainda havia comunicação), o MICA2 era deslocado na ordem inversa da seqüência de distâncias acima.

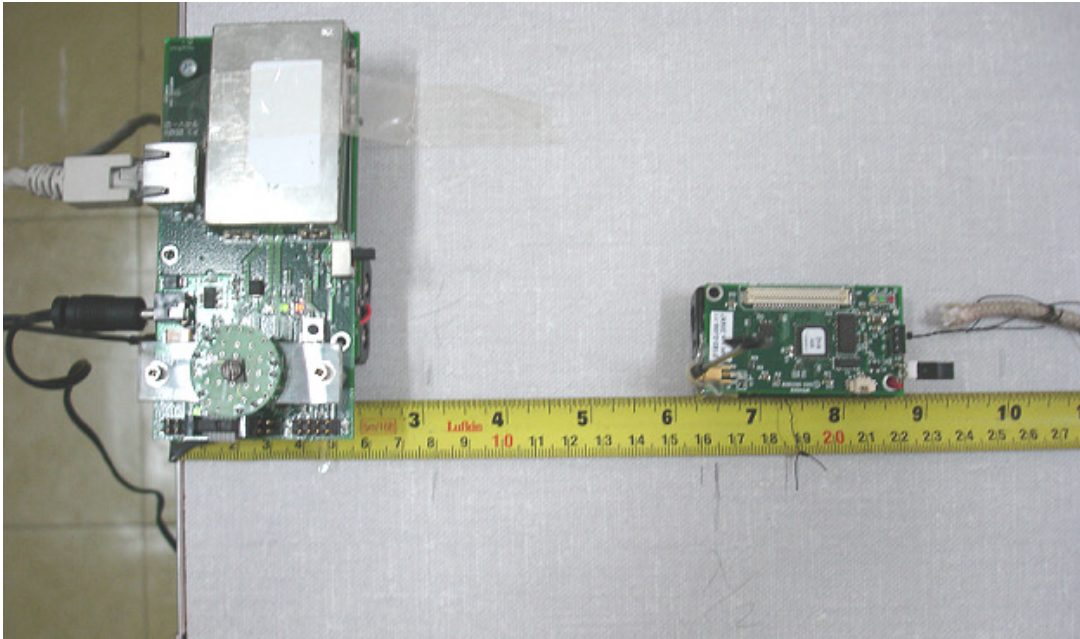


Figura 3-10: Experimento para a avaliação da Máxima Sobrevivência (MS).

A primeira fase foi realizada configurando-se o MICA2 com a máxima potência de transmissão, com o intuito de observar as variações do RSSI e a quantidade de pacotes perdidos, conforme o MICA2 era distanciado ou aproximado da base.

A segunda fase realizada tem as mesmas características da primeira, exceto pelo fato de implementar o algoritmo da MS e, como consequência, o ajuste do ganho da ação de controle, ou seja, a sintonia do controlador.

CAPÍTULO 4

4. ESTIMAÇÃO DA CAPACIDADE RESIDUAL DE BATERIAS EM NÓS DE REDES DE SENSORES SEM FIO

O Capítulo 2 tratou de todos os aspectos relacionados à tecnologia de baterias, ressaltando os principais tipos químicos, os fatores que influenciam na capacidade da bateria, principais métodos de estimação e os modelos de baterias. Este capítulo tem por principal objetivo testar alguns dos modelos de baterias existentes na literatura, apresentando os resultados obtidos por meio da utilização da plataforma Mica Motes e a placa de aquisição NI USB-6009.

4.1 ESTIMAÇÃO BASEADA NA TENSÃO

Para se ter uma idéia inicial da baixa exatidão da estimação baseada na tensão, efetuou-se, previamente, um experimento no MICA2. Tal experimento consistiu basicamente em se fazer medições simultâneas de tensão e corrente durante duas horas e meia, com amostras tomadas de um em um segundo, totalizando 9000 amostras de cada. O MICA2 foi configurado de modo que componentes de hardware, tais como rádio e temporizadores permanecessem ligados durante uma hora e meia. Enquanto estavam ligados, a corrente ficou aproximadamente constante em 24 mA. Depois de uma hora e meia, o rádio e alguns temporizadores foram desligados automaticamente, de modo que a corrente caiu para aproximadamente 11 mA, permanecendo neste nível por mais uma hora.

As medidas de corrente e tensão obtidas são apresentadas na Figura 4-1 e na Figura 4-2, respectivamente.

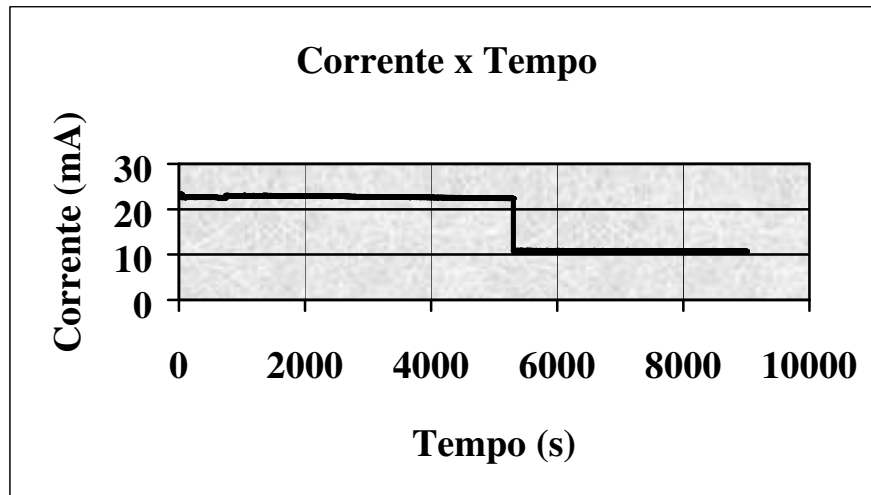


Figura 4-1: Corrente medida no MICA2.

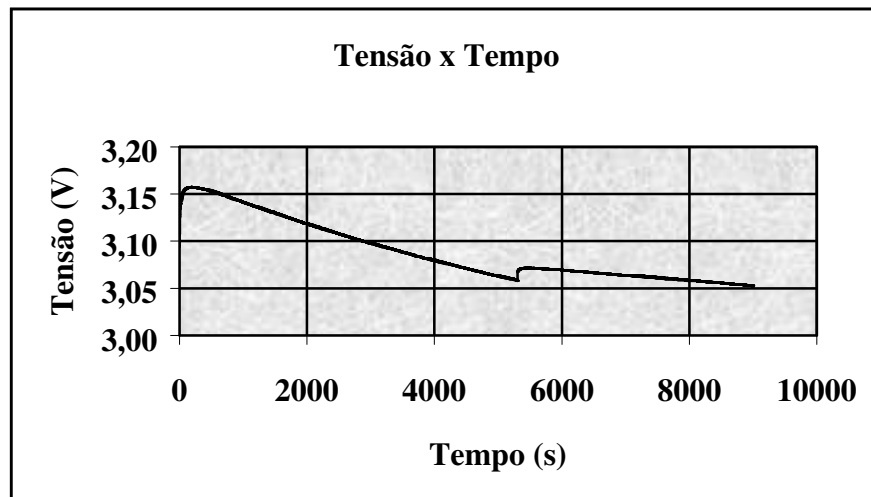


Figura 4-2: Tensão medida no MICA2.

Ao se comparar os dois gráficos, constata-se que houve uma variação do nível de tensão por volta de 5400 segundos, ou seja, uma hora e meia. Trata-se exatamente do momento em que a corrente comuta de 24 mA para 11 mA. Pode-se verificar que houve uma recuperação do nível de tensão e trata-se de uma comprovação do efeito de relaxação. Outra observação é que a tensão variou somente 3,27% no intervalo de tempo de medição. Na estimativa baseada na tensão, a bateria é considerada uma fonte linear de tensão, cuja capacidade decresce proporcionalmente ao nível de tensão. O gráfico da Figura 4-3 mostra a relação entre a tensão e a capacidade residual.

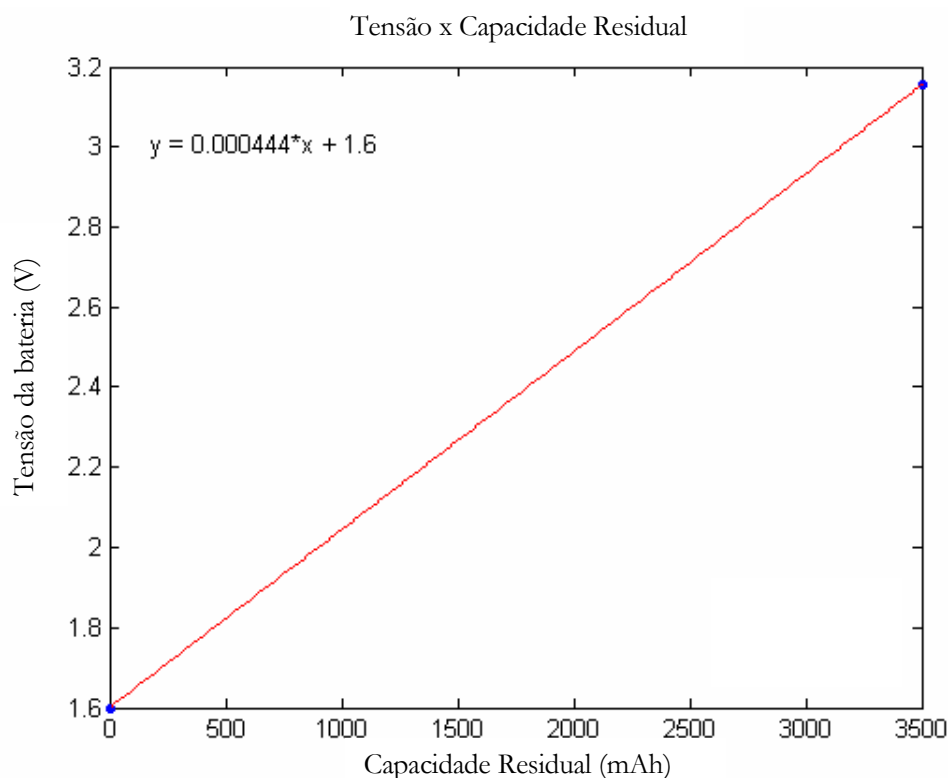


Figura 4-3: Gráfico da tensão em função da capacidade residual.

Conforme o gráfico da Figura 4-2, o nível de tensão ficou em torno de 3,05 V depois de duas horas e meia de observação. Substituindo-se este valor no modelo da Figura 4-3, pode-se estimar a capacidade residual da bateria.

Tendo em vista os gráficos, as considerações acima e as medidas realizadas, a Tabela 4-1 apresenta os valores da capacidade residual para cada um dos métodos e modelos apresentados no item 2.3.1 e no item 2.3.2, respectivamente.

MODELO	CAPACIDADE RESIDUAL	UNIDADE
LINEAR (TENSÃO)	3270,0	mAh
LINEAR (CORRENTE)	3138,9	mAh
DEPENDENTE DA TAXA DE DESCARGA	2640,3	mAh

Tabela 4-1: Capacidade Residual da bateria

Tomando-se como referência o modelo dependente da taxa de descarga representado pela Equação 2-3 (por representar o melhor método de estimação), o desvio do modelo linear baseado na tensão é de **23,85%** e o desvio do modelo linear baseado na corrente é de **18,88%**. Estes resultados demonstram, a princípio, que os modelos lineares apresentam baixa exatidão.

Contudo, deve-se realizar o experimento completo, ou seja, até que a bateria do nó sensor se descarregue completamente para se ter uma maior precisão nas avaliações e conclusões.

4.2 HARDWARE PROPOSTO

4.2.1 REQUISITOS

A estimação baseada na tensão pode ser facilmente obtida, pois a tensão da bateria pode ser lida no canal 7 do conversor A/D do microcontrolador utilizado no MICA2. Por isso, não há necessidade de nenhuma intervenção de hardware. Por outro lado, a estimação baseada na corrente oferece maior exatidão, porém, precisa-se intervir no hardware de modo que seja possível medir a corrente do nó. A utilização de amperímetro, osciloscópio ou placa de aquisição restringiria as medidas ao ambiente de laboratório e, dependendo da quantidade disponível destes equipamentos, a poucos nós sensores. Considerando-se que o objetivo é inserir um sensor de corrente (conversor corrente-tensão) entre a bateria e o circuito do MICA2, então a melhor solução é utilizar uma placa de sensores da plataforma. Dentre as placas de sensores disponíveis, a MTS101 (MoTe Sensorboard) é a única que permite a inserção de novos sensores, disponibilizando o acesso aos canais analógicos 3 a 7 do conversor A/D do MICA2 e área para prototipagem. A Figura 4-4 mostra a MTS101.

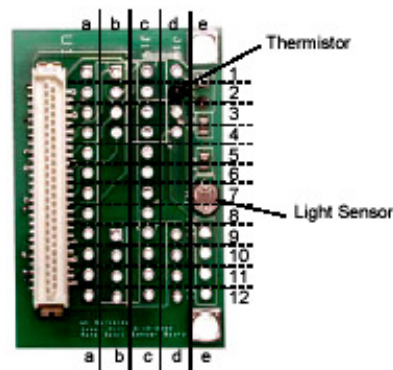


Figura 4-4: MTS101. [65]

Contudo, ainda existe um problema a ser resolvido: deve-se fazer a escolha entre utilizar alguma solução comercialmente disponível para monitoramento de baterias ou projetar um hardware dedicado. Consultando fabricantes, tais como Texas (família de chips BQ) [66], National (família de chips LM) [67] e Dallas (família de chips DS) [68], constatou-se que não havia solução comercial disponível, pois características tais como: incompatibilidade de faixa de tensão de operação, pois as soluções são dedicadas para baterias secundárias (Ni-Cd, NiMH); apesar do chip consumir algumas centenas de microampères, a solução final (com todos os componentes necessários para operação adequada – resistores, capacitores e diodos Zeners)

apresentava consumo da ordem de dezenas de miliampères, ou seja, custo energético elevado; custo financeiro elevado, principalmente devido ao resistor shunt da ordem de miliohms e finalmente, custo de área, pois a solução final ocuparia uma grande área da placa de circuito impresso (tomando-se como referência as dimensões das soluções para RSSFs).

4.2.2 SOLUÇÃO PROPOSTA E IMPLEMENTAÇÃO

Assim, foi projetada uma placa de condicionamento de sinais (EEMD – “Energy-Efficient Measurement Device”), com o intuito de adequar as medidas do sensor de corrente à entrada analógica do conversor A/D, cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 4-5.

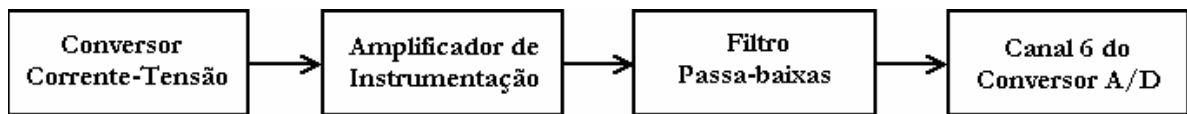


Figura 4-5: Diagrama de blocos da placa de condicionamento de sinais (EEMD).

O diagrama elétrico correspondente pode ser visualizado na Figura 4-6.

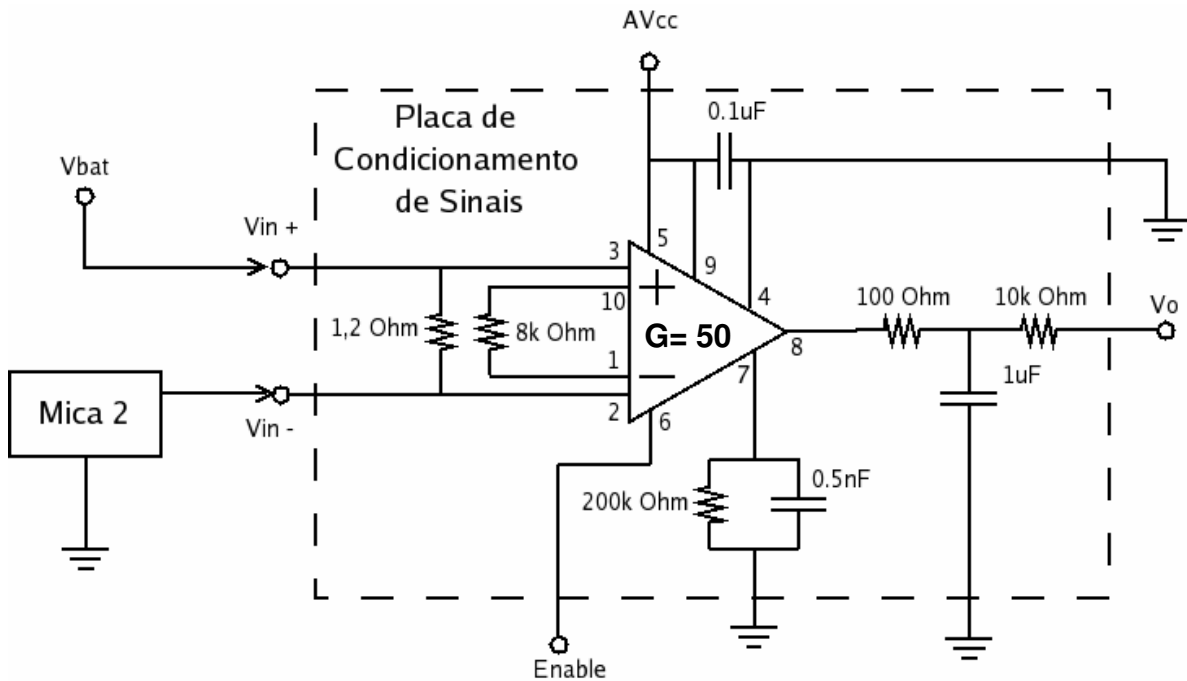


Figura 4-6: Diagrama elétrico da placa de condicionamento de sinais (EEMD).

O sensor de corrente (resistor de $1,2 \Omega$) tem tolerância de $\pm 1\%$ e tem o objetivo de converter a corrente em tensão. Como esta tensão é da ordem de milivolts, torna-se necessária a sua amplificação para que a mesma possa ser lida pelo conversor A/D do MICA2. Para isso, foi utilizado o amplificador de instrumentação INA327 da Texas [69] que, dentre as opções

disponíveis, possuía alto ganho de rejeição de modo comum e apresentava o menor consumo (2 μA em modo “shutdown”), que pode ser selecionado pelo pino de Enable da Figura 4-6. O ganho é dado pela Equação 4-1.

$$G = 2 \frac{R_2}{R_1}, \quad \text{Equação 4-1.}$$

onde G é o ganho do amplificador de instrumentação, R_2 é o resistor de 200 $\text{k}\Omega$ e R_1 é o resistor de 8 $\text{k}\Omega$.

Conforme datasheet do INA327 [69], o filtro passa-baixas formado pelo resistor de 100 Ω e o capacitor de 1 μF é necessário para minimizar o ruído do circuito de auto-correção interno ao amplificador.

A Figura 4-7 ilustra a placa de condicionamento de sinais (EEMD). Ela foi soldada na área de prototipagem da MTS101, conforme pode ser observado na Figura 4-8.



Figura 4-7: Placa de Condicionamento de Sinais do MICA2.

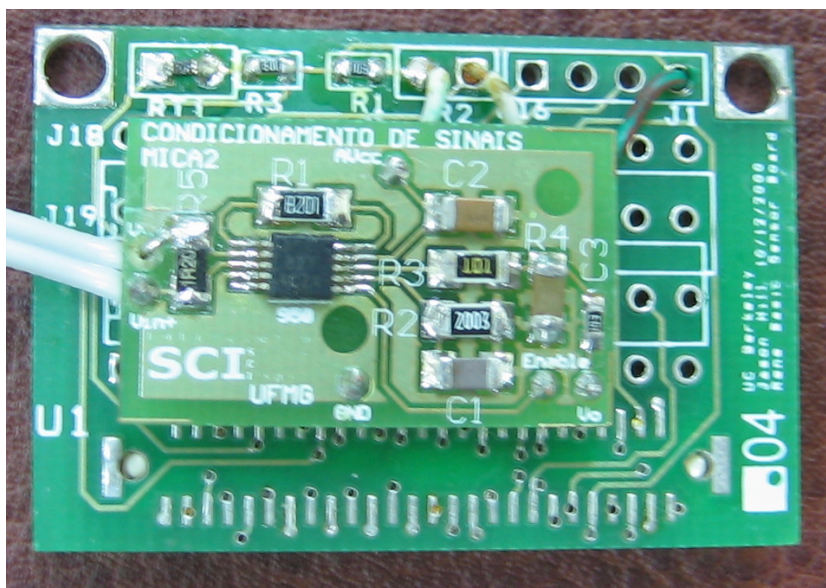


Figura 4-8: Placa de condicionamento de sinais soldada na área de prototipagem da MTS101.

A única intervenção de hardware necessária no MICA2 foi a inserção de um conector em série com as pilhas, conforme mostrado na Figura 4-9.

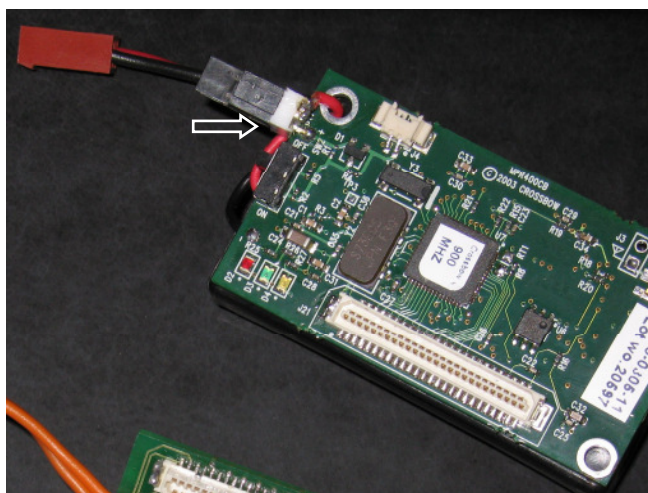


Figura 4-9: MICA2 adaptado.

4.2.3 DETERMINAÇÃO DO GANHO E TESTE DO HARDWARE PROPOSTO

Foram montados três protótipos da placa de condicionamento de sinais. Para testar os protótipos e determinar o ganho do amplificador de instrumentação, foi montado o circuito da Figura 4-10 em protoboard para emular a faixa de corrente de operação do MICA2.

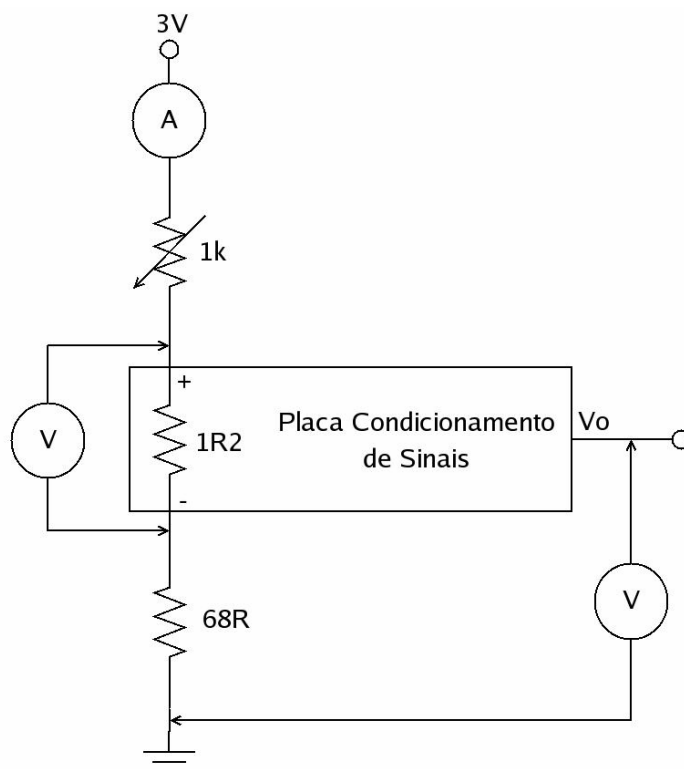


Figura 4-10: Circuito de Emulação do MICA2.

Os instrumentos de medição utilizados no circuito de emulação (amperímetro e voltmímetro) são os multímetros digitais MD-6450 descritos no capítulo 3, cujas medidas podem ser observadas na Tabela 4-2.

Corrente Shunt (mA)	Tensão Shunt (mV)	Tensão Saída (V)	Ganho
2,4	2,9	0,144	49,79
3,4	4,1	0,200	48,68
4,5	5,6	0,268	47,84
4,8	6,0	0,285	47,42
6,5	8,1	0,378	46,67
7,0	8,8	0,409	46,48
8,4	10,5	0,489	46,57
9,0	11,2	0,527	47,05
10,4	13,1	0,607	46,33
11,0	13,7	0,640	46,71
12,7	16,2	0,737	45,49
13,2	16,5	0,768	46,54
14,6	18,2	0,849	46,65
15,8	19,6	0,917	46,78
16,3	20,4	0,947	46,42
17,8	22,4	1,037	46,29
18,5	23,0	1,071	46,56
20,0	25,2	1,165	46,23
21,0	26,7	1,217	45,58
22,2	28,7	1,302	45,36

22,5	28,4	1,304	45,91
24,8	31,3	1,436	45,88
27,1	34,3	1,569	45,74
27,3	33,9	1,579	46,58
29,1	36,6	1,687	46,09
31,7	40,1	1,835	45,76
32,3	40,8	1,864	45,68
35,1	44,1	2,030	46,03
36,0	45,3	2,093	46,20
40,7	51,2	2,350	45,89
Valor Médio do Ganho			
		46,1832	
Desvio Padrão do Ganho			
		0,571	
Coeficiente de Variação (%)			
		1,236	

Tabela 4-2: Resultados da emulação da Placa de Condicionamento de Sinais do MICA2.

Cada um dos três protótipos desenvolvidos foram testados e emulados, pelo menos duas vezes. Assim, o valor do ganho do amplificador de instrumentação, que será utilizado nos experimentos, é o valor médio apresentado na Tabela 4-2 (46,1832).

Finalmente, é importante ressaltar e, conforme pôde ser observado na Figura 4-8 e na Figura 4-9, foi desenvolvido um hardware de intervenção mínima, pois houve somente a inserção de um conector no MICA2. Além disso, a opção de embutir a placa de condicionamento de sinais em uma placa de sensores possibilitou a sua utilização nos demais nós sensores da plataforma (MICA, MICAz).

4.2.4 AVALIAÇÃO DA EXATIDÃO DAS MEDIDAS

O uso da área de prototipagem da MTS101 mostrou-se interessante, pois possibilitava o uso do canal do ADC e o sinal de controle do sensor de luz da MTS101 original, evitando-se o trabalho de criação de código para o sistema operacional identificar um novo sensor. O sensor de temperatura da MTS101 original também foi inserido na nova solução. Além disso, como a MTS101 tem acesso às entradas analógicas 3 a 7 do conversor A/D, outros sensores também poderão ser inseridos. A área de prototipagem da MTS101 é de dupla face, havendo disponibilidade de trilhas para o conector de 51 pinos de ambos os lados. Assim, outras placas de sensores da plataforma poderão ser utilizadas, bastando apenas usar o outro conector disponível.

A saída da placa de condicionamento de sinais utiliza o canal 6 do ADC do nó sensor, que seria utilizado pelo sensor de luz na MTS101 original e, assim, o sinal de controle (PW1) usado para habilitar o sensor de luz, agora foi utilizado para habilitar ou desabilitar (“shutdown”) o amplificador de instrumentação INA327 (“Enable”).

O próximo passo é avaliar a exatidão das medidas da solução implementada, comparada, por exemplo, às medidas do multímetro digital MD-6450, uma vez que os desvios da placa de condicionamento de sinais e do próprio conversor A/D serão inseridos nas medidas. Com esse intuito, foi realizado um experimento que consistiu em coletar amostras simultâneas (conforme metodologia de sincronismo de tempo descrita no capítulo 3) de corrente e tensão do nó sensor MICA2 com a nova placa de sensores, um amperímetro MD-6450 e um voltímetro MD-6450 durante uma hora, totalizando 3600 medidas de cada. A Figura 4-11 ilustra o experimento 1.

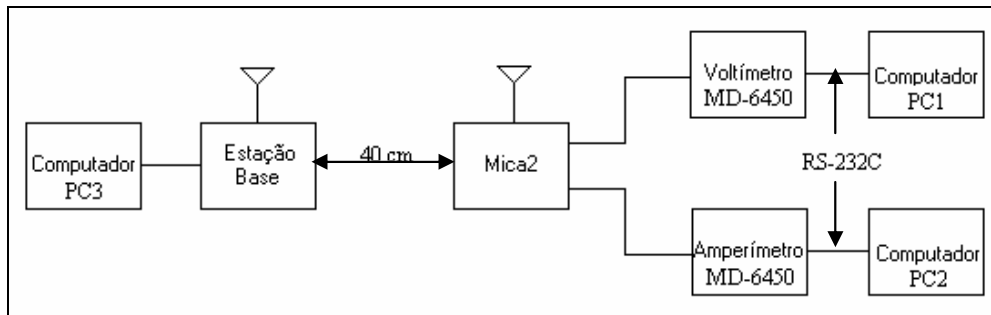


Figura 4-11: Experimento 1.

O MICA2 foi programado com a aplicação “OscilloscopeRF”, que coleta amostras dos sensores e as envia, via RF (Rádio-Frequência), para a estação base que, por sua vez, as envia para o computador para serem visualizadas. Estas amostras necessitam ser processadas, pois são valores obtidos da saída digital do ADC (valor entre 0 e 1023). A Equação 4-2 e a Equação 4-3 foram utilizadas para se obter os valores de corrente e tensão da bateria do MICA2, respectivamente.

$$I_{shunt} = \frac{ADC}{512 * G * R_{shunt}} * V_{REF}, \quad \text{Equação 4-2.}$$

onde I_{shunt} é a corrente total medida no MICA2, ADC é o valor lido na saída digital do conversor A/D, G é o ganho médio da placa de condicionamento de sinais (46,1832), R_{shunt} é o valor do resistor shunt (1,2 Ω) e V_{REF} é a tensão de referência interna do conversor A/D.

Conforme manual do MICA2 [56], a tensão da bateria pode ser determinada pela seguinte equação:

$$V_{\text{batt}} = V_{\text{REF}} * \frac{ADC_FS}{ADCCounts}, \quad \text{Equação 4-3.}$$

onde V_{batt} é a tensão da bateria do MICA2, V_{REF} é a tensão de referência interna gerada pelo circuito integrado LM4041 (1,225V), ADC_FS é valor de fundo de escala do conversor A/D (1024) e $ADCCounts$ é o valor lido na saída digital do conversor A/D.

A Tabela 4-3 permite fazer uma comparação das medidas obtidas do amperímetro e do voltímetro com as medidas de corrente e tensão do conversor A/D. É importante ressaltar que os valores obtidos pelo ADC estão sendo calculados na estação base, a partir das equações de corrente e tensão relacionadas acima. No experimento 1, o MICA2 somente envia a saída digital do conversor A/D para a estação base.

	Corrente ADC (mA)	Corrente Multímetro (mA)	Desvio (%)	Tensão ADC (V)	Tensão Multímetro (V)	Desvio (%)
Média	17,12	16,82	1,75	3,322	3,151	5,43
Desvio Padrão	0,0941	0,1834	-	0,0049	0,0175	-
Coefficiente de Variação (%)	0,0027	0,0053	-	0,0001	0,0005	-

Tabela 4-3: Resultados obtidos para o experimento 1.

Como a proposta é estimar a capacidade residual da bateria, com o intuito de testar os modelos de baterias apresentados no capítulo 2, os desvios apresentados na Tabela 4-3 serão automaticamente inseridos nesta estimacão. Assim, pode-se concluir que o desvio da corrente é aceitável (1,75%), pois terá um impacto na estimacão dentro dos limites aceitáveis (<5%).

4.2.5 CUSTO ENERGÉTICO DA INSERÇÃO DO HARDWARE PROPOSTO NO MICA2

Outra questão de grande importância a ser respondida é quanto de energia o hardware adicional (placa de condicionamento de sinais) consumirá. Assim, realizou-se o experimento 2, montado da mesma forma que a Figura 4-11, em duas fases:

- Primeira fase: o experimento consistiu em coletar amostras sincronizadas no tempo (capítulo 3) de corrente e tensão de 1 em 1 segundo durante uma hora, totalizando 3600 amostras de cada medida, e determinar o consumo de energia no período observado;
- Segunda fase: fez-se uma única mudança em relação à primeira fase - retirou-se a placa de sensores.

Desta forma, a diferença de consumo de energia entre as duas fases representará, exatamente, o consumo de energia devido ao hardware adicional (placa de condicionamento de sinais), conforme pode ser observado na Tabela 4-4.

	Corrente com Placa (mA)	Corrente sem Placa (mA)	Consumo Placa (mA)
Média	18.39	16.82	1.57
Desvio Padrão	0.176	0.184	0.237
Coefficiente de Variação (%)	0.956	1.096	15.076

Tabela 4-4: Consumo do hardware desenvolvido.

Apesar de o consumo ter sido muito inferior a qualquer outro sensor disponível na plataforma Mica Motes (1,57 mA), caso haja necessidade de monitoramento contínuo da corrente, o custo energético tornar-se-á bastante crítico.

4.2.6 EXATIDÃO DO VALOR DA CORRENTE CALCULADA NO MICA2

Até o momento, os cálculos necessários para se determinar a corrente e estimar a capacidade residual da bateria do nó sensor estão sendo efetuados na estação base. Contudo, em função do alto custo energético da transmissão via rádio e a possibilidade de prover o nó com capacidade de decisão, pois a quantidade de energia residual estará disponível, seria interessante efetuar tal processamento no nó sensor. Como o microcontrolador ATMEGA128L somente opera com números inteiros, precisa-se avaliar o desvio que será causado pelo truncamento dos cálculos. Aproveitando-se as medidas do experimento 2, obteve-se a Tabela 4-5.

	Corrente calculada no nó (mA)	Corrente medida no multímetro (mA)	Desvio (%)
Média	17	16.82	1.08
Desvio Padrão	0.00	0.18	-
Coefficiente de Variação (%)	0.00	1.10	-

Tabela 4-5: Avaliação da exatidão da corrente calculada no nó.

Comparando-se a Tabela 4-3 e a Tabela 4-5, conclui-se que houve uma redução do desvio em função do truncamento e, conseqüentemente, pode-se processar os dados no nó sensor sem maiores problemas de exatidão.

4.2.7 CUSTO ENERGÉTICO REFERENTE AO PROCESSAMENTO NO NÓ

Como energia é uma preocupação constante em RSSFs, precisa-se verificar qual será o custo energético para efetuar o processamento dos dados no nó sensor que, basicamente, será representado pela estimação da capacidade residual da bateria. A proposta para o experimento 3 é efetuar a estimação da capacidade residual, tanto na estação base, como no nó sensor, durante um mesmo intervalo de tempo de observação, que foi estipulado em uma hora, totalizando 3600 medidas de cada. O cenário de teste do experimento 3 é ilustrado na Figura 4-12.

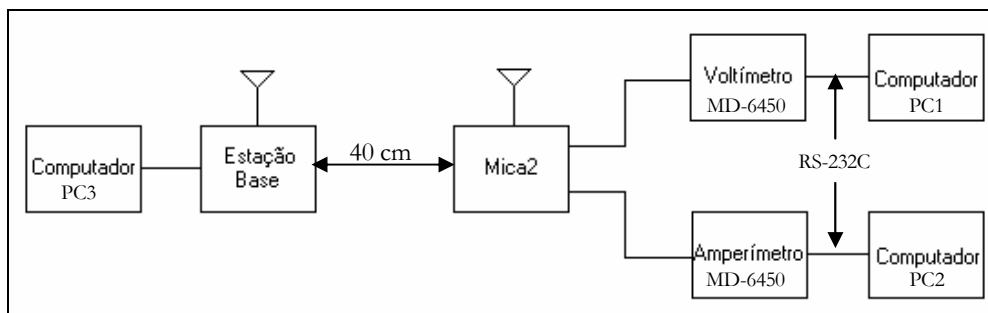


Figura 4-12: Experimento 3.

O experimento 3 foi dividido em duas fases: uma fase com o MICA2 executando somente a aplicação “OscilloscopeRF”, e uma outra fase com o MICA2 executando a “OscilloscopeRF” com o algoritmo de estimação da capacidade residual implementado, sendo que cada uma das fases teve uma hora de duração, totalizando 3600 medidas de cada fase. Para cada uma das fases foram utilizadas duas pilhas alcalinas MN1500 da Duracell novas com tensão de corte igual a 0,8V [2]. Assim, pode-se concluir que, se houver diferença entre os valores estimados para a

capacidade residual na estação base e no nó, esta representará, aproximadamente, o consumo de energia referente ao processamento do algoritmo de estimação no nó sensor. Considerando-se a Equação 2-3, precisa-se determinar a capacidade efetiva (C_{eff}). Para isto, foi necessário tabular o gráfico da característica de descarga fornecido pelo fabricante [2] e apresentado na Figura 4-13.

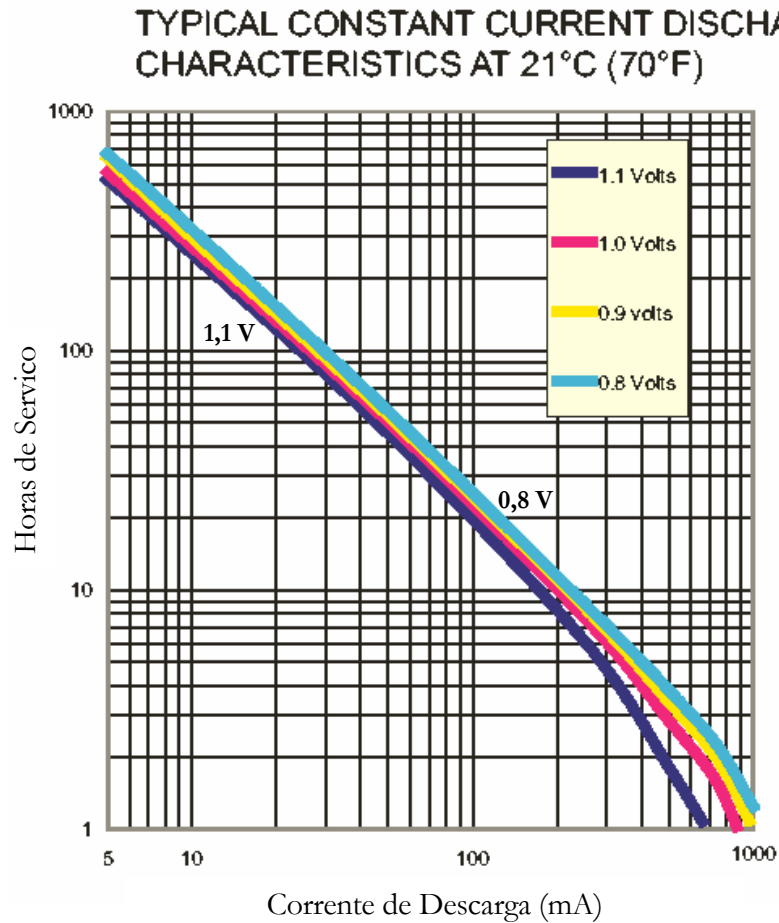


Figura 4-13: Características de Descarga da pilha Duracell MN1500. [2]

Para o caso da estimação da capacidade residual efetuada na estação base, a Tabela 4-6 foi utilizada e a capacidade efetiva foi determinada a partir de interpolação linear.

Corrente (mA)	Horas	Capacidade (mAh)
5	700.0	3500.0
6	550.0	3300.0
7	475.0	3325.0
8	400.0	3200.0
9	367.0	3303.0
10	333.0	3330.0
15	225.0	3375.0

20	164.3	3286.0
25	128.6	3215.0
30	100.0	3000.0
35	81.0	2835.0
40	70.0	2800.0
45	63.3	2848.5
50	57.5	2875.0
55	52.5	2887.5
60	47.5	2850.0
65	42.5	2762.5
70	40.0	2800.0
75	35.0	2625.0
80	33.0	2640.0
85	30.0	2550.0
90	28.0	2520.0
95	27.0	2565.0
100	25.0	2500.0

Tabela 4-6: Capacidade Efetiva para a pilha Duracell MN1500.

Para o caso da estimação da capacidade residual efetuada no nó sensor, tornar-se-ia inviável o custo energético para se obter o valor da capacidade efetiva a partir de um algoritmo de interpolação linear. Tendo isto em mente e o fato de o microcontrolador do nó sensor operar somente com números inteiros, os valores da Tabela 4-6 foram utilizados para interpolar linearmente valores de capacidade efetiva de 1 em 1mA e gerar a Tabela 4-7.

Corrente (mA)	Horas	Capacidade (mAh)	Corrente (mA)	Horas	Capacidade (mAh)
5	700,0	3500	53	53,9	2858
6	550,0	3300	54	53,1	2865
7	475,0	3325	55	52,5	2888
8	400,0	3200	56	52,3	2929
9	367,0	3303	57	52,3	2983
10	333,0	3330	58	52,2	3030
11	313,3	3446	59	51,2	3018
12	289,8	3477	60	47,5	2850
13	266,1	3459	61	42,2	2572
14	244,2	3419	62	40,6	2516
15	225,0	3375	63	40,8	2571
16	208,6	3337	64	41,7	2668
17	194,8	3311	65	42,5	2763
18	183,1	3296	66	42,9	2831
19	173,1	3289	67	42,8	2865
20	164,3	3286	68	42,1	2866
21	156,4	3283	69	41,2	2841
22	149,0	3277	70	40,0	2800
23	141,9	3264	71	38,8	2752
24	135,2	3244	72	37,6	2706
25	128,6	3215	73	36,5	2667

26	122,3	3179	74	35,7	2640
27	116,2	3137	75	35,0	2625
28	110,4	3092	76	34,5	2621
29	105,0	3046	77	34,1	2624
30	100,0	3000	78	33,7	2631
31	95,4	2957	79	33,4	2638
32	91,2	2918	80	33,0	2640
33	87,4	2885	81	32,5	2635
34	84,0	2857	82	32,0	2623
35	81,0	2835	83	31,4	2603
36	78,3	2818	84	30,7	2577
37	75,9	2807	85	30,0	2550
38	73,7	2801	86	29,4	2525
39	71,8	2798	87	28,8	2507
40	70,0	2800	88	28,4	2499
41	68,4	2805	89	28,1	2504
42	67,0	2813	90	28,0	2520
43	65,7	2824	91	28,0	2545
44	64,5	2836	92	28,0	2571
45	63,3	2849	93	27,9	2590
46	62,2	2860	94	27,6	2591
47	61,1	2870	95	27,0	2565
48	59,9	2876	96	26,1	2508
49	58,7	2878	97	25,0	2427
50	57,5	2875	98	24,0	2352
51	56,2	2869	99	23,6	2341
52	55,0	2861	100	25,0	2500

Tabela 4-7: Capacidade Efetiva de 1 em 1 mA para a pilha Duracell MN1500.

A Tabela 4-7 foi utilizada para implementar o algoritmo referente ao fluxograma da Figura 4-14.



Figura 4-14: Fluxograma para a Estimação da Capacidade Residual.

A Tabela 4-8 mostra os resultados obtidos no experimento 3 para a obtenção do custo energético referente ao processamento da capacidade residual no nó sensor.

	Capacidade residual calculada no Nó depois de 1h (mAh)	Capacidade residual calculada na base depois de 1h (mAh)	Diferença (%)
Modelo Linear (corrente constante)	3481	3484	0,08
Modelo Dependente da Taxa de Descarga (corrente constante)	3292	3292	0,00

Tabela 4-8: Custo Energético referente ao processamento do algoritmo de estimação no nó sensor.

Observando-se a Tabela 4-8, concluiu-se que o custo energético referente ao processamento da capacidade residual no nó é desprezível, em outras palavras, pode-se efetivamente estimar a capacidade residual no nó sem comprometer a sua bateria, no que se refere ao custo energético de processamento. O consumo de energia observado no modelo linear representa apenas 0,08% do consumo total e, por isso, pode-se considerá-lo como resultado do desvio referente à corrente, conforme observado na Tabela 4-5. Apesar do TinyOS ser preemptivo, o processamento local não causará impacto no nó sensor por dois motivos: o hardware proposto se refere a um sensor e, por isso, será tratado como os demais sensores pelo sistema operacional; O TinyOS 1.1.14 processa localmente o cálculo referente à tensão da bateria (Equação 4-3) e este processamento não causa impacto ao nó. Além disso, observando-se a Equação 2-2 e a Equação 2-3, poder-se-ia esperar que o custo energético para implementação do modelo dependente da taxa de descarga fosse superior ao do modelo linear devido ao fator de eficiência k , o que não foi observado. Contudo, constatou-se um problema na primeira tentativa de implementação do experimento 3, que foi explicitado no gráfico da Figura 4-15.

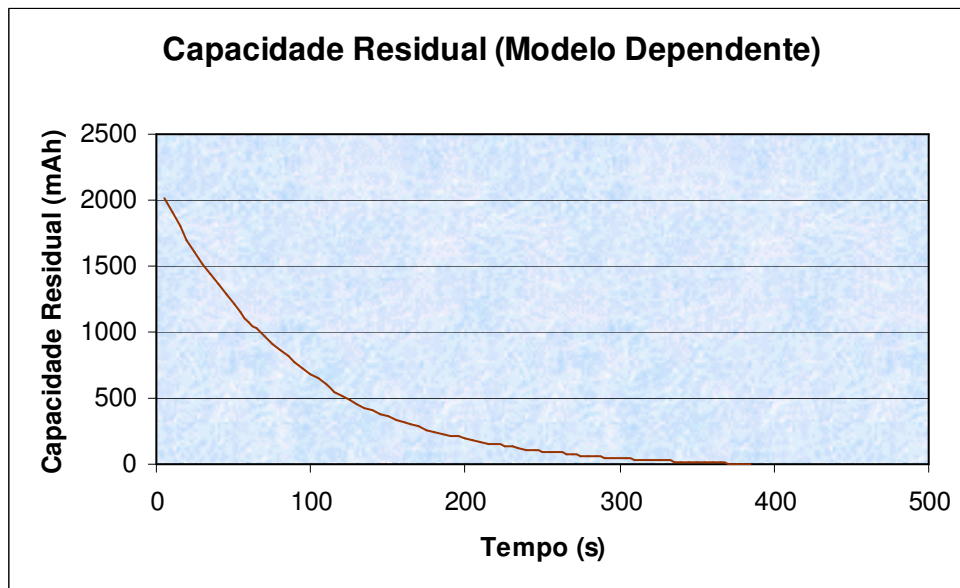


Figura 4-15: Descarga da bateria do nó para o modelo dependente da taxa de descarga.

Pelo modelo apresentado na Equação 2-3, as duas pilhas alcalinas novas colocadas no nó sensor do experimento se descarregaram em menos de 400 segundos. Portanto, o modelo disponível na literatura para considerar a dependência da taxa de descarga mostrou-se inadequado (a Tabela 4-1 já apresentava indícios de não conformidade, pois a diferença observada entre os resultados obtidos para a capacidade residual da bateria dos modelos lineares e o modelo dependente da taxa de descarga era demasiadamente grande, principalmente para o modelo linear baseado na tensão). A resposta para isto está no fator de eficiência k da Equação 2-3. No experimento 3, a capacidade residual foi calculada de 1 em 1 segundo, o que quer dizer que o fator k , que é um valor menor que 1, também foi aplicado de 1 em 1 segundo, ou seja, houve uma acumulação do fator k [por meio da capacidade anterior (C)] ao longo das sucessivas medições. Como consequência, a capacidade residual decaiu exponencialmente, conforme pôde ser observado na Figura 4-15. Para resolver o problema, foi necessário retirar o fator k e, para permitir que a taxa de descarga fosse considerada, utilizou-se a capacidade efetiva (C_{eff}). O novo modelo pode ser representado pela Equação 4-4.

$$C_{\text{res}} = C_{\text{eff}} - \int_{t=t_0}^{t=t_0+td} I(t)dt \quad \text{Equação 4-4.}$$

A proposta é acumular o consumo do nó e, toda vez que a capacidade residual for solicitada, efetuar o cálculo pela Equação 4-4. Deste modo, uma pequena modificação no fluxograma tornou-se necessária, pois a capacidade anterior não será mais utilizada. O novo fluxograma é apresentado na Figura 4-16.

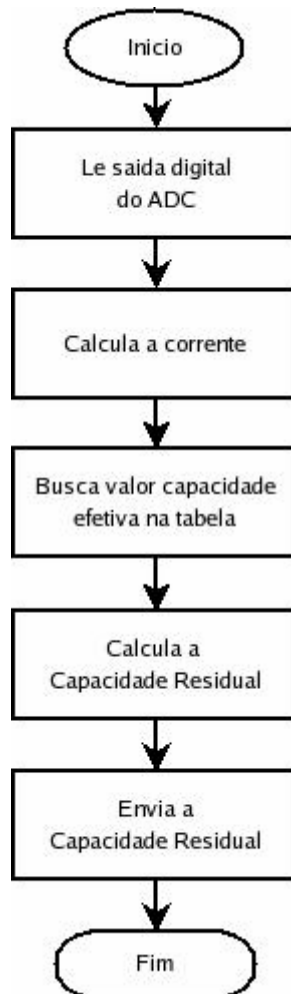


Figura 4-16: Novo fluxograma para a Estimação da Capacidade Residual.

Dentro desta nova perspectiva, uma questão importante a ser respondida é o custo energético referente à transmissão da capacidade residual, pois, no caso do processamento na base, envia-se somente a corrente do nó, que é representado por um inteiro de oito bits. Já para o caso do processamento no nó sensor, precisa-se de um inteiro de dezesseis bits para representar a capacidade residual. Como no experimento 3, corrente e tensão também foram monitoradas, chegou-se ao seguinte resultado.

Consumo bits transmitidos referentes à Capacidade Residual (mJ)	0.079
Consumo total de bits transmitidos (mJ)	0.380
Consumo bits transmitidos referentes à Capacidade Residual (%)	20.69

Tabela 4-9: Custo Energético para a transmissão dos bits referentes à capacidade residual calculada no nó.

Com um consumo de 20,69%, é imprescindível que a transmissão da capacidade residual seja minimizada, de modo a não impactar a bateria do nó sensor. Outra possibilidade é implementar as decisões de gerenciamento no nó, evitando-se assim, a necessidade de transmissão da capacidade residual.

4.3 VALIDAÇÃO DOS MODELOS DE DESCARGA DA BATERIA

O próximo passo é partir para a validação dos modelos apresentados na revisão bibliográfica (capítulo 2). O diagrama esquemático do experimento 4 é apresentado na Figura 4-17 e foi ilustrado na Figura 3-8.

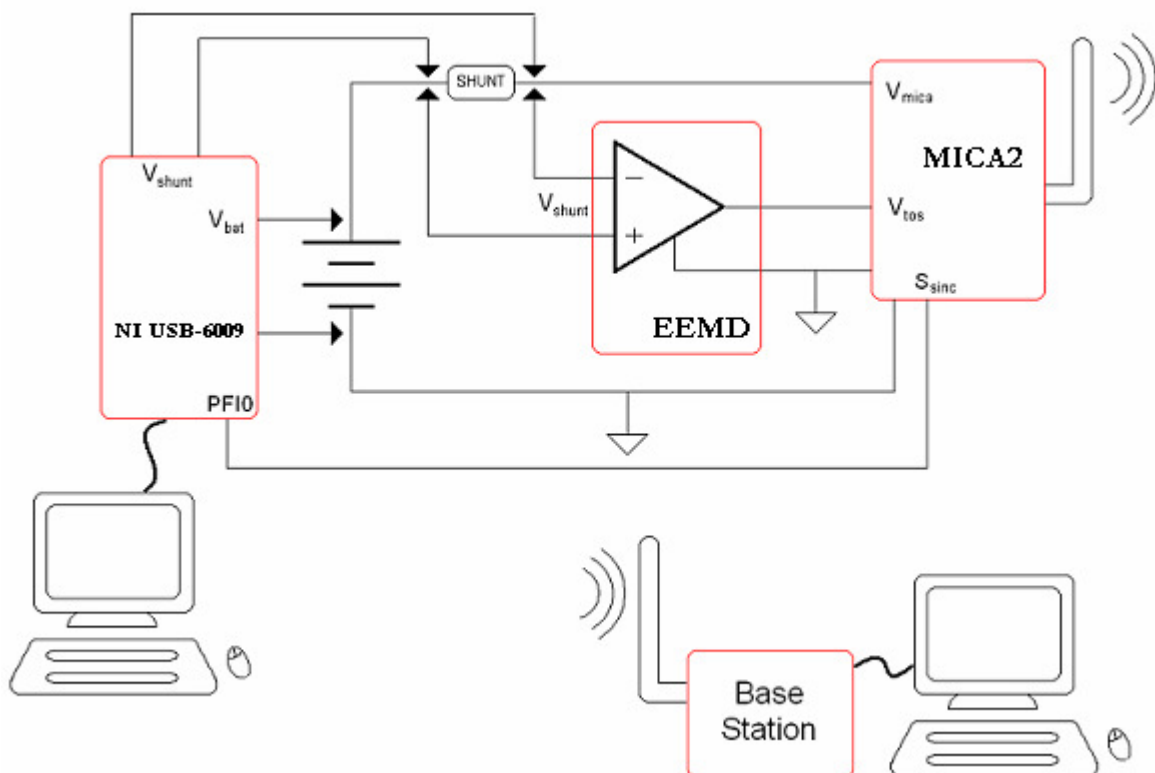


Figura 4-17: Diagrama esquemático do experimento para estimar a capacidade residual da bateria.

O nó sensor foi programado para fazer, a cada segundo, uma coleta da tensão de saída da placa de condicionamento de sinais denominada EEMD (“Energy-Efficient Measurement Device”), cujo valor (V_{tos}) possibilita calcular a corrente do nó sensor; e a tensão da bateria (V_{mica}). Em seguida, a capacidade residual dependente da taxa de descarga é calculada e, posteriormente, enviada, via RF, juntamente com a corrente (calculada a partir de V_{tos} , o ganho do amplificador e o valor do resistor “shunt”) e a tensão da bateria (V_{mica}) para a base.

O sincronismo entre as medidas dos dois sistemas (placa de aquisição e nó sensor) foi obtido utilizando-se o trigger externo (PFI 0) provido pela placa de aquisição. Assim, antes do nó iniciar a medida, ele gerava um sinal (S_{sync}) que disparava a aquisição de V_{bat} e V_{shunt} pelo sistema de aquisição (placa de aquisição), conforme ilustrado na Figura 3-9. Além disso, assim que o S_{sync} era gerado, o nó iniciava a aquisição dos sinais V_{tos} e V_{mica} .

Como se trata da estimação da capacidade residual da bateria, foram colocadas duas pilhas alcalinas novas MN1500 da Duracell [2]. O experimento 4 durou aproximadamente, 139 horas, mas para o nó sensor, ele terminou no momento que o seu transceptor efetivamente parou de transmitir: quando a tensão da bateria estava em 1,92V (último registro de tensão transmitida pelo nó sensor), ou seja, abaixo da tensão de operação mínima do transceptor (2,1V) [47]. Uma observação a ser ressaltada é que, apesar da tensão mínima de operação do microcontrolador ATMEGA128L ser de 2,7V [42], este ainda estava em operação quando o transceptor interrompeu a transmissão. A Figura 4-18 e a Figura 4-19 apresentam as correntes de início e final de experimento medidas no nó sensor, respectivamente. Para constatar que o microcontrolador ainda estava em funcionamento no momento da interrupção da transmissão do transceptor, os três LEDs do MICA2 foram configurados para piscar no mesmo tempo de amostragem de coleta das medidas, ou seja, de 1 em 1 segundo. Por isso que as correntes de início e final de experimento apresentaram as oscilações da Figura 4-18 e da Figura 4-19.

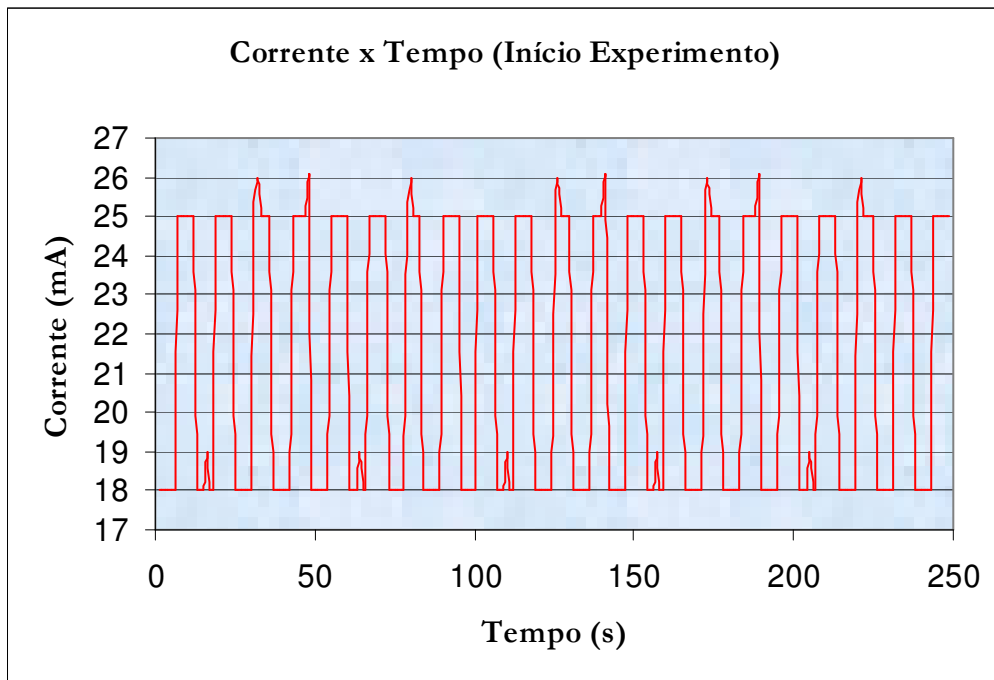


Figura 4-18: Corrente no início do experimento.

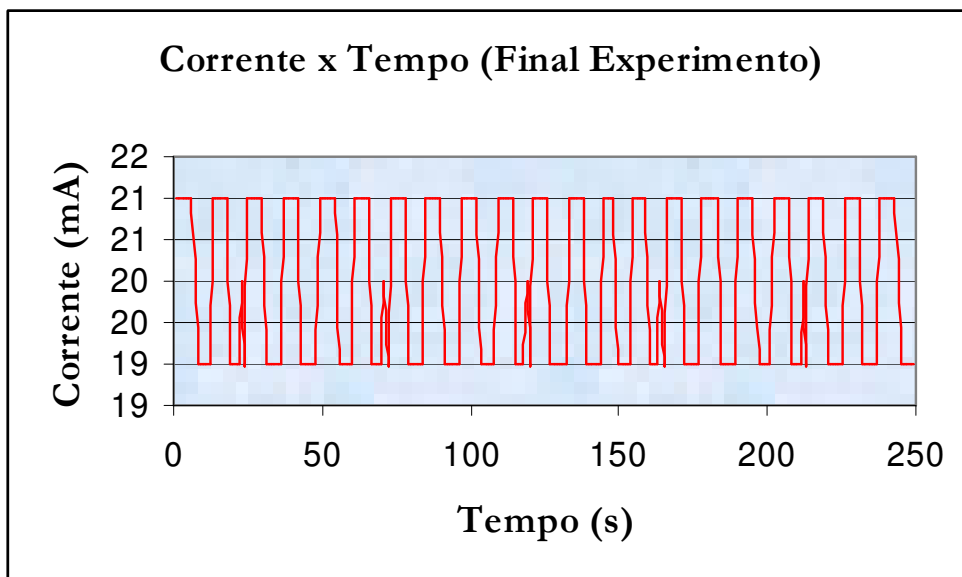


Figura 4-19: Corrente no final do experimento.

Além disso, as variações de corrente foram propositalmente impostas para que os modelos fossem submetidos a uma situação crítica de teste, pois os mesmos desconsideraram o efeito de relaxação (exceto o modelo linear baseado na tensão).

Os resultados foram obtidos para os dois métodos de medição utilizados (placa de aquisição e nó sensor) considerando-se alguns modelos descritos na literatura e mencionados na revisão bibliográfica deste trabalho. Assim, os resultados para cada modelo poderão ser analisados separadamente e comparados em relação ao método de medição utilizado.

O gráfico da Figura 4-20 mostra o resultado para a capacidade residual da bateria considerando-se o modelo linear baseado na tensão. A diferença entre as curvas refere-se à queda de tensão no resistor “shunt” que não foi medida pelo nó sensor, pois, com a sua inserção no hardware do MICA2, a leitura da tensão da bateria pelo conversor A/D passou a ser a diferença entre a tensão da bateria propriamente dita e a queda de tensão neste resistor (ilustrado na Figura 4-21). Pode-se observar que, apesar do modelo ser linear, o resultado final não apresentou tal linearidade. A justificativa está na não-linearidade da variação da tensão ao longo da descarga da bateria causada por fenômenos intrínsecos, principalmente pelo efeito de relaxação, que pode ser observado em pontos das curvas onde houve recuperação de capacidade. O modelo linear baseado na tensão reflete o efeito de relaxação, mas o mesmo não ocorre com a taxa de descarga.

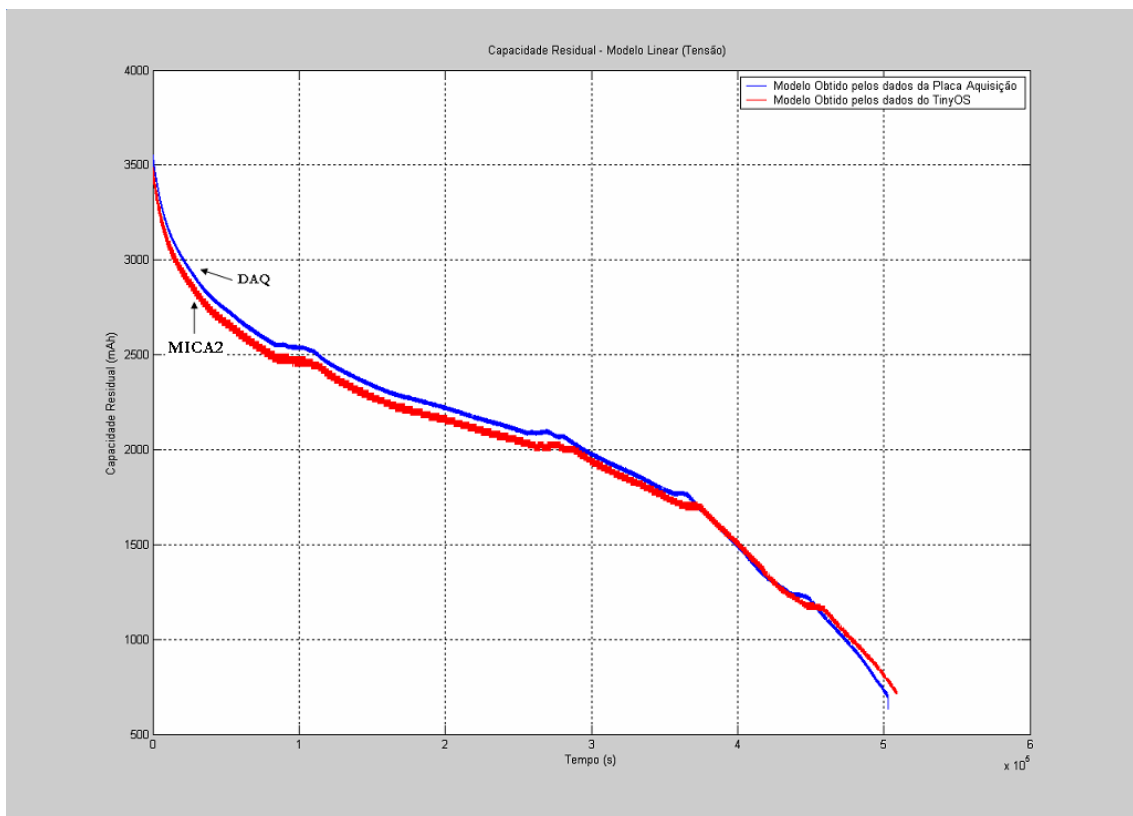


Figura 4-20: Capacidade Residual da bateria para o Modelo Linear (Tensão).

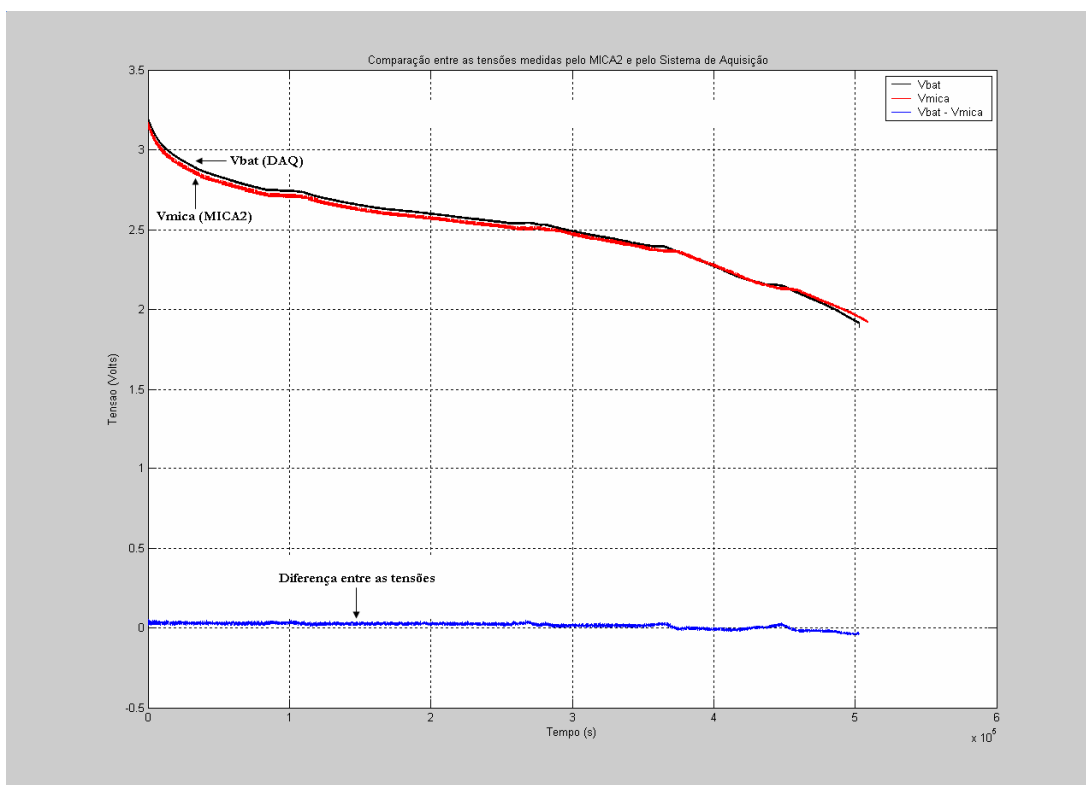


Figura 4-21: Comparação entre as tensões medidas pelo MICA2 e o Sistema de Aquisição.

O gráfico da Figura 4-22 mostra o resultado para a capacidade residual da bateria considerando-se o modelo linear baseado na corrente. Neste modelo, as variações da taxa de descarga e o efeito de relaxação não são considerados, o que justifica a linearidade das curvas. Além disso, a diferença entre as curvas dos métodos de medição refere-se ao truncamento das medidas de corrente no nó sensor, cujo microcontrolador é de ponto fixo.

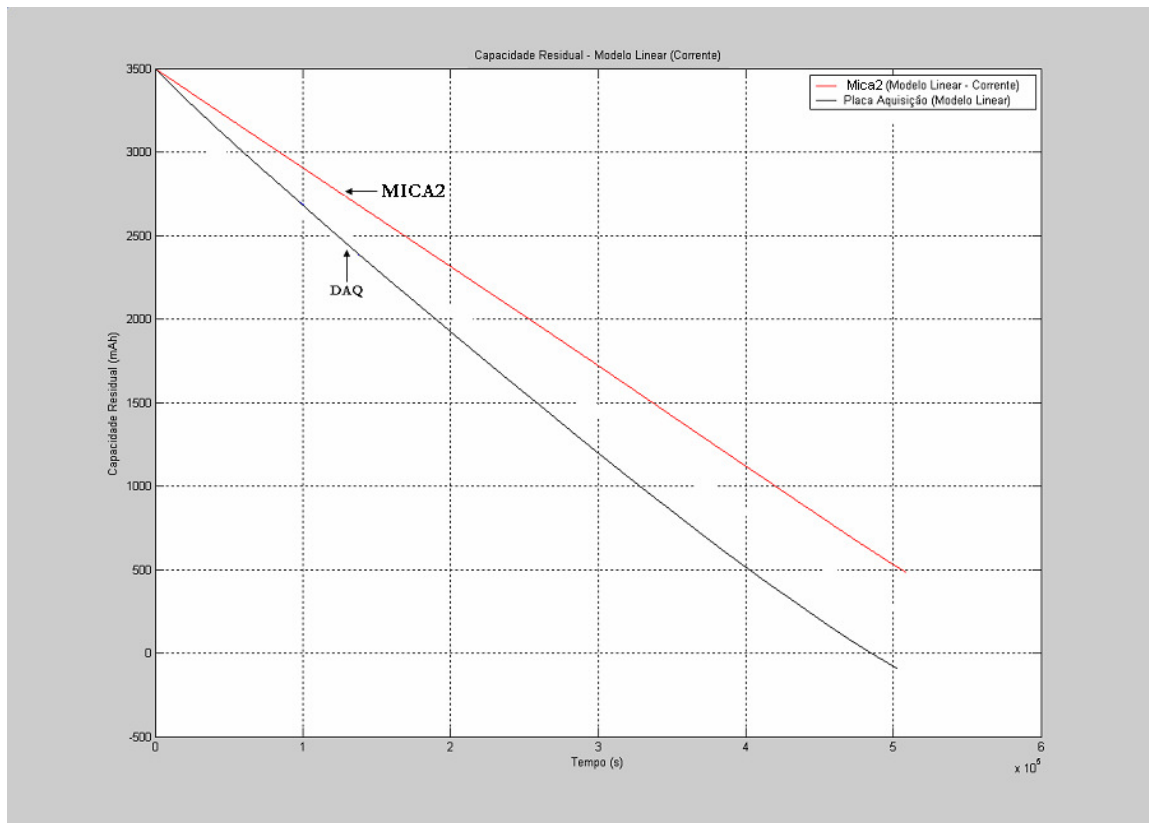


Figura 4-22: Capacidade Residual da bateria para o Modelo Linear (Corrente).

O gráfico da Figura 4-23 mostra o resultado para a capacidade residual da bateria considerando-se o novo modelo dependente da taxa de descarga. Neste modelo, as variações da taxa de descarga são consideradas, mas o mesmo não ocorre para o efeito de relaxação. Além disso, constata-se também a mesma diferença entre as curvas dos métodos de medição devido ao truncamento das medidas de corrente realizadas pelo nó sensor.

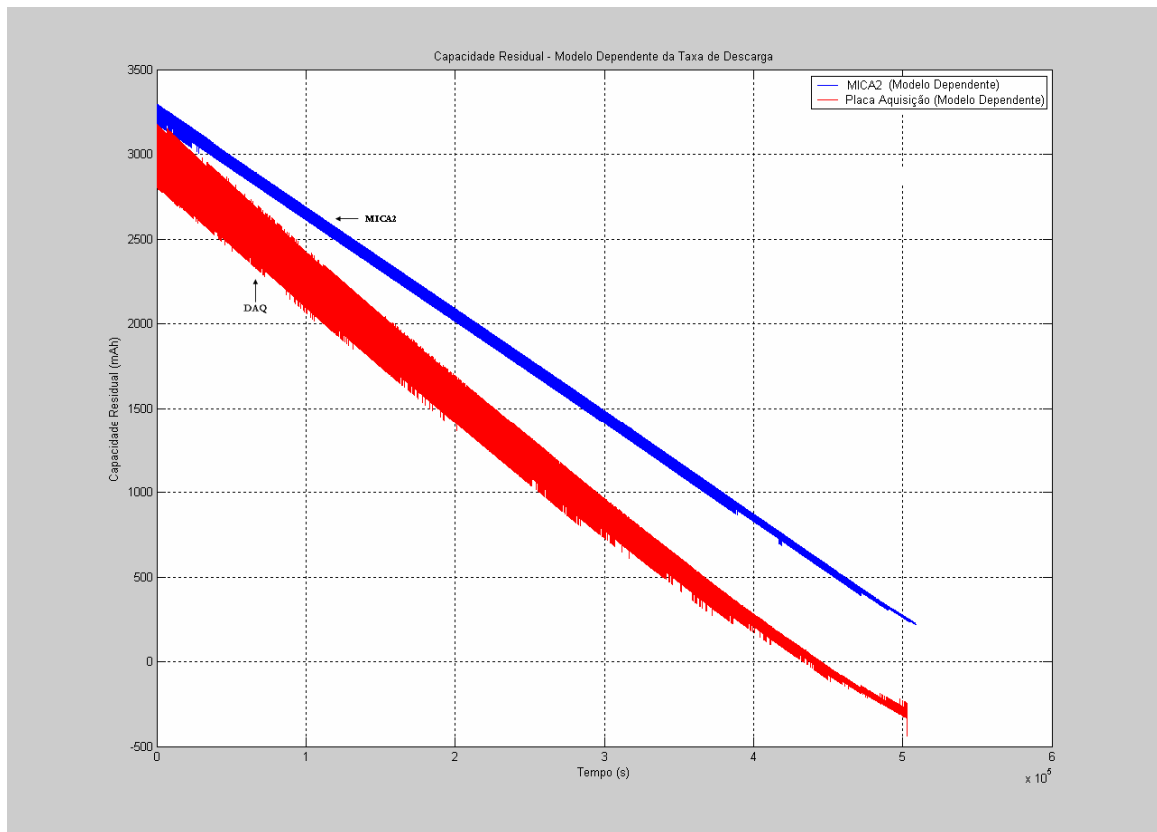


Figura 4-23: Capacidade Residual da bateria para o novo Modelo Dependente da taxa de Descarga.

O gráfico da Figura 4-24 mostra o resultado para a capacidade residual da bateria considerando-se todos os modelos anteriores para ambos os métodos de medição. A análise do formato e características das curvas foi efetuada anteriormente, restando avaliar e interpretar o valor final da capacidade residual da bateria, tendo em vista as características de cada modelo testado.

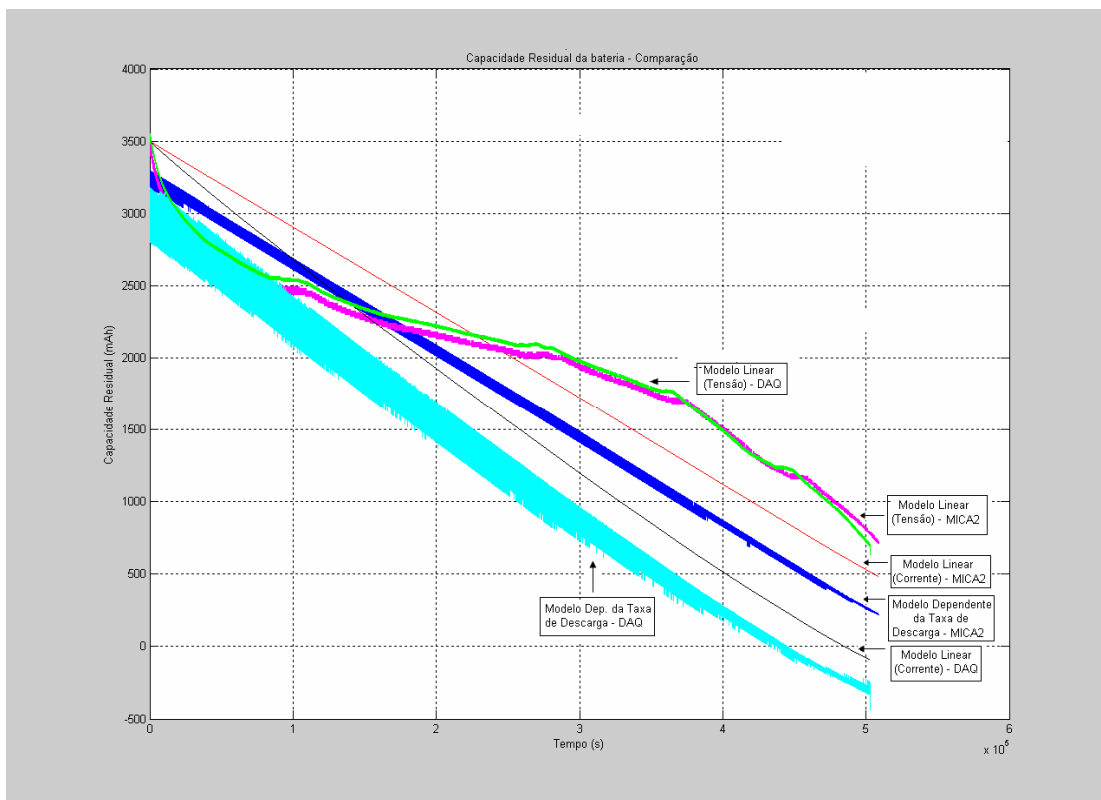


Figura 4-24: Modelos para a Estimação da Capacidade Residual da bateria.

A Tabela 4-10 sumariza a capacidade residual final para cada um dos modelos testados. A capacidade residual no nó sensor (MICA2) foi estimada até o momento em que houve a interrupção da transmissão dos dados pelo transceptor. No caso da placa de aquisição (DAQ – “Data Acquisition”), a capacidade residual foi estimada com os dados obtidos até o momento em que a bateria se encontrava descarregada (corrente igual a zero).

	Modelo Linear (Tensão)	Modelo Linear (Corrente)	Modelo Dependente da Taxa de Descarga
Capacidade Residual Final (mAh) – MICA2	711	483	217
Capacidade Residual Final (mAh) - DAQ	634	-91	-438

Tabela 4-10: Síntese dos resultados dos modelos testados.

Como a capacidade residual no nó sensor foi estimada até o momento em que houve a interrupção da transmissão dos dados pelo transceptor, ocorrida em função da tensão da bateria

ter atingido valor inferior (1,92V) à sua tensão mínima de operação (2,1V), os valores finais da capacidade residual ficaram positivos para todos os modelos, indicando, coerentemente, que ainda há energia disponível na bateria. No entanto, ainda não se pode concluir nada em relação à exatidão de tais valores.

O valor da capacidade residual final para o modelo linear baseado na tensão confirma sua inexatidão mencionada anteriormente, pois, apesar da constatação de que a bateria estava descarregada, o modelo indicava que ainda havia considerável quantidade de energia disponível (634 mAh, ou seja, 18% da capacidade máxima da bateria). Assim, conclui-se que seu uso na estimação da capacidade residual da bateria em nós sensores é de baixa confiabilidade e, portanto, inapropriado e não recomendado.

O resultado para a capacidade residual final do modelo linear baseado na corrente apresentou, aparentemente, a melhor exatidão, pois o seu valor foi o que mais se aproximou de zero, que era o valor esperado após a bateria ter sido totalmente descarregada. No entanto, a justificativa para o bom resultado está no fato de o modelo não considerar a taxa de descarga da bateria e, principalmente, o efeito de relaxação. Tal efeito foi enfatizado no experimento (variações bruscas de corrente) para se ter uma noção mais precisa do seu impacto sobre os modelos que não o consideram (modelo linear baseado na corrente e modelo dependente da taxa de descarga). Portanto, não se pode afirmar que a mesma exatidão ocorrerá se o efeito de relaxação não for preponderante, pois o resultado final foi ofuscado pelas limitações do modelo (negligência da taxa de descarga e do efeito de relaxação); Aplicações de RSSFs de monitoramento contínuo se encaixam nesta situação. Por outro lado, grande parte das aplicações de RSSFs operam em condições que tornam o efeito de relaxação preponderante, pois seus recursos de hardware são ligados somente quando requisitados pela aplicação, caso contrário, permanecem em modo de baixíssimo consumo ou, até mesmo, desligados. Assim, apesar de não refletir fielmente as características de baterias reais, o modelo pode ser utilizado em tais aplicações para prover uma estimação da capacidade residual da bateria mais exata que o modelo baseado na tensão. Contudo, deve-se observar o custo energético da EEMD para cada aplicação.

Finalmente, o novo modelo dependente da taxa de descarga apresentou resultado final para a capacidade residual da bateria mais negativo que o modelo linear baseado na corrente. No entanto, observa-se que ambos os modelos sofreram o mesmo impacto relativo ao efeito de relaxação. Porém, o modelo linear baseado na corrente não considera a taxa de descarga, o que contribuiu para amenizar o impacto do efeito de relaxação e incorreu em um resultado menos negativo. As mesmas considerações sobre aplicações em RSSFs feitas para o modelo linear

baseado na corrente são válidas para o modelo dependente da taxa de descarga. A consequência direta dos resultados negativos destes modelos é a indicação da quantidade de energia disponível no nó sensor abaixo da energia existente (2,57% para o modelo linear baseado na corrente e 12,71% para o modelo dependente da taxa de descarga), o que pode representar desperdício, mas não afeta negativamente a tomada de decisões de gerenciamento, o que certamente aconteceria no caso do modelo linear baseado na tensão.

Uma outra análise de grande relevância e elucidação é considerar o tempo de vida restante do nó sensor. Ao se considerar, por exemplo, que a corrente permanecesse constante em 20 mA, um mapa de energia da RSSF implementado com o modelo linear baseado na tensão indicaria que o nó sensor ainda teria um tempo de vida de 31,75 horas, mas a verdade é que a sua bateria já estaria totalmente descarregada e, portanto, ele já estaria inativo. O mesmo não aconteceria com o modelo linear baseado na corrente e o modelo dependente da taxa de descarga, pois o mapa já teria indicado adequadamente a indisponibilidade de energia.

CAPÍTULO 5

5. REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA E MÁXIMA SOBREVIVÊNCIA EM NÓS SENSORES DE RSSF

No capítulo 2 foram apresentadas as possíveis alternativas ao nível do hardware para a redução do consumo de energia em circuitos e CPU's baseados na tecnologia CMOS. Contudo, o desenvolvimento de aplicações será feito em plataformas disponíveis, cujo hardware já se encontra otimizado para baixo consumo de energia, estando todas as técnicas citadas no capítulo 2 implementadas. O objetivo deste capítulo é mostrar o consumo de cada um dos principais componentes de hardware do MICA2 e identificar as possíveis alternativas que permitam, efetivamente, uma redução do consumo de energia, além de caracterizar e implementar a máxima sobrevivência. Serão apresentados e discutidos os resultados obtidos por meio da utilização da plataforma Mica Motes.

5.1 REDUÇÃO DO CONSUMO DE ENERGIA E MÁXIMA SOBREVIVÊNCIA NA PLATAFORMA MICA MOTES

Antes de implementar qualquer técnica de hardware para a redução do consumo de energia na plataforma Mica Motes, é extremamente recomendável efetuar um levantamento do consumo de cada um dos componentes de hardware que compõem esta plataforma, mais especificamente, do MICA2. Além disso, o microcontrolador utilizado nesta plataforma possibilita somente o gerenciamento de potência de estados “sleep”, não sendo possível a implementação de DVS. A Tabela 5-1 mostra o consumo dos principais componentes de hardware.

Tabela de Consumo	
Modo	Corrente
Microcontrolador ATMEGA128L	
Run	6 mA
Sleep	10 μ A
Memória Externa (AT45DB041B)	
Write	15 mA
Read	4 mA
Standby	2 μ A
Transceptor CC1000	
Rx	8 mA
Tx (5 dBm)	25,4 mA
Power Down	0,2 μ A

Tabela 5-1: Consumo do MICA2.

Pode-se observar que o consumo é crítico na memória externa e no transceptor. No primeiro caso, a única alternativa é evitar ao máximo seu uso e mantê-la em modo “standby”, que é a sua configuração padrão. Já no caso do transceptor, além da opção do modo “power down”, ele possui a potência de transmissão ajustável para os valores relacionados (frequência de 868 MHz) na Tabela 5-2, disponível no manual do fabricante [47]. Estes valores são válidos também para a frequência de 915 MHz.

Output power [dBm]	RF frequency 433 MHz		RF frequency 868 MHz	
	PA_POW [hex]	Current consumption, typ. [mA]	PA_POW [hex]	Current consumption, typ. [mA]
-20	01	5.3	02	8.6
-19	01	6.9	02	8.8
-18	02	7.1	03	9.0
-17	02	7.1	03	9.0
-16	02	7.1	04	9.1
-15	03	7.4	05	9.3
-14	03	7.4	05	9.3
-13	03	7.4	06	9.5
-12	04	7.6	07	9.7
-11	04	7.6	08	9.9
-10	05	7.9	09	10.1
-9	05	7.9	0B	10.4
-8	06	8.2	0C	10.6
-7	07	8.4	0D	10.8
-6	08	8.7	0F	11.1
-5	09	8.9	40	13.8
-4	0A	9.6	50	14.5
-3	0B	9.4	50	14.5
-2	0C	9.7	60	15.1
-1	0E	10.2	70	15.8
0	0F	10.4	80	16.8
1	40	11.8	90	17.2
2	50	12.8	B0	18.5
3	50	12.8	C0	19.2
4	60	13.8	F0	21.3
5	70	14.8	FF	25.4
6	80	15.8		
7	90	16.8		
8	C0	20.0		
9	E0	22.1		
10	FF	26.7		

Tabela 5-2: Configurações de potência de transmissão e consumo de corrente típico. [47]

Outro parâmetro importante a ser determinado é o tempo de limiar definido na Equação 2-9, de modo a não incorrer em aumento, em vez de redução do consumo de energia. Para o cálculo do tempo de limiar, serão necessárias as máquinas de estado de potência [35] dos componentes de hardware. Como a maioria dos fabricantes fornece somente a corrente consumida, uma pequena adaptação tornou-se necessária: serão determinadas as máquinas de estado de consumo do ATMEGA128L (Figura 5-1), da memória externa (Figura 5-2) e do transceptor (Figura 5-3), respectivamente.

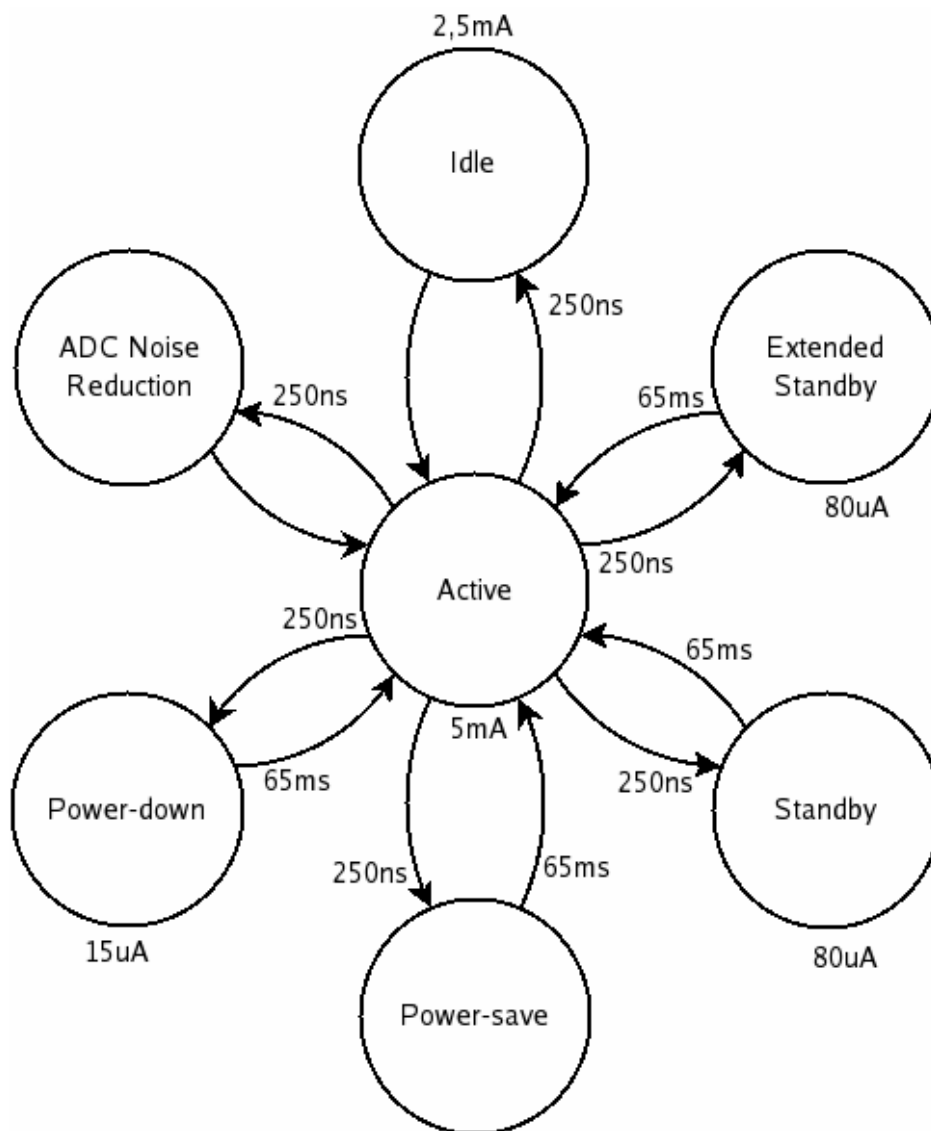


Figura 5-1: Máquina de estados de consumo do ATMEGA128L.

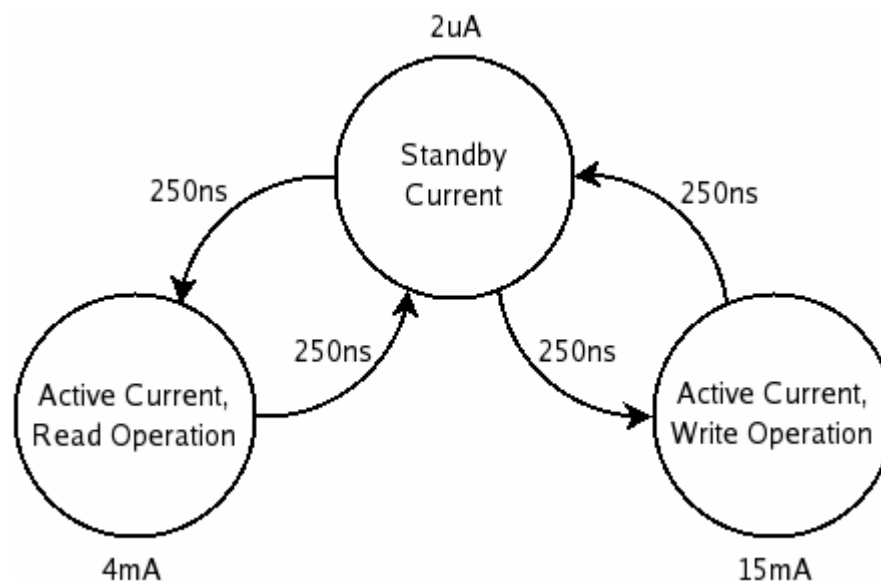


Figura 5-2: Máquina de estados de consumo da memória externa (AT45DB041B).

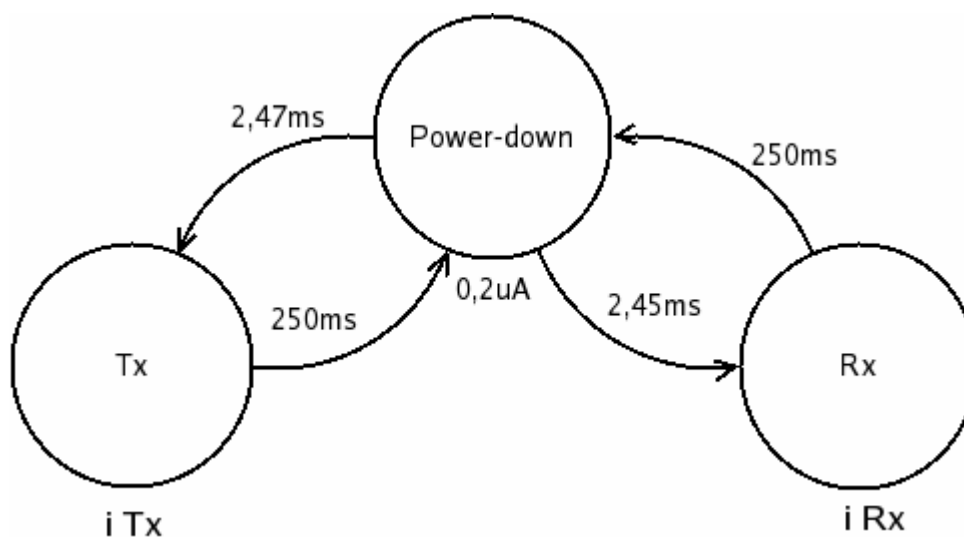


Figura 5-3: Máquina de estados de consumo do transceptor (CC1000).

Como o transceptor será configurado inicialmente com a potência de transmissão máxima, o tempo de limiar crítico será para este caso. Utilizando-se a Equação 2-9, o tempo de limiar crítico será de 1,35 ms. Este valor representa o tempo mínimo necessário que o transceptor deve permanecer no modo “power-down”, para que não haja penalidade de energia.

Contudo, em um cenário real de aplicação, haverá a necessidade de se configurar a potência de transmissão do nó para um valor mais elevado para que o mesmo possa, efetivamente,

estabelecer comunicação e garantir a sua sobrevivência. A consequência direta de uma potência de transmissão elevada, para todos os nós sensores ou parte deles, é a interferência que ocorrerá entre vizinhos. Considerando-se a Figura 5-4, se o nó N1 for configurado com potência de transmissão de 30 mW, ele provocará interferência em N4, conforme ilustrado na Figura 5-4. Este fator torna o ajuste dinâmico da potência de transmissão imprescindível, mas, conforme será visto adiante, não satisfatório.

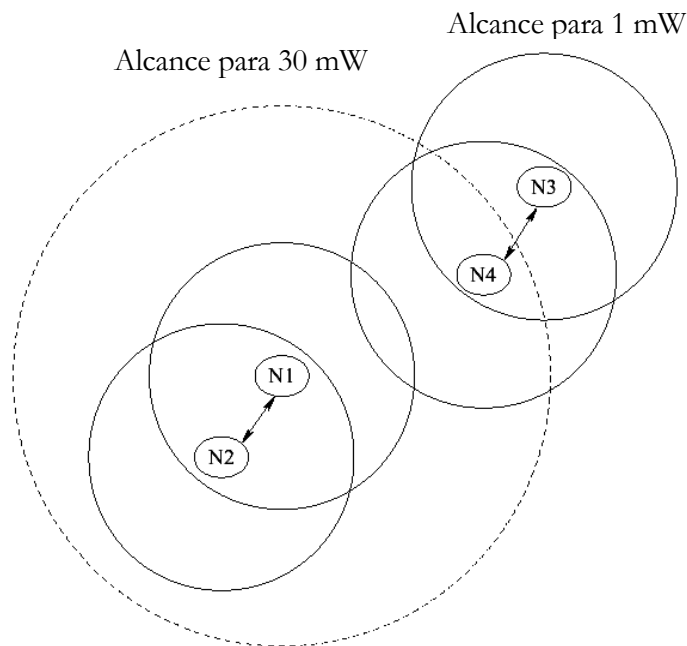


Figura 5-4: Interferência causada por nós sensores da vizinhança. [49]

Uma vez que a potência de transmissão tenha sido ajustada para seu valor mínimo necessário para haver comunicação com a base, pode ocorrer um aumento da potência do ruído no canal de transmissão suficiente para que a base comece a descartar os pacotes recebidos do nó sensor. O problema é que ele não é notificado sobre tais perdas, incorrendo, assim, em um “loop” infinito, ou seja, todos os pacotes que o nó enviar serão descartados pela base até que uma redução do ruído ocorra. A proposta é prover o nó sensor com a capacidade de máxima sobrevivência, cuja característica é integrar o controle da potência do sinal transmitido e a qualidade da informação em um mecanismo dinâmico. Assim, além de se maximizar a probabilidade de sobrevivência do nó, também poderá haver uma redução do consumo de energia do nó bastante efetiva. Pelo menos duas justificativas plausíveis podem ser dadas para a necessidade de se maximizar a probabilidade de sobrevivência de nós: o custo de nós sensores comerciais ainda elevado e o custo energético do processo de reorganização da rede, quando do re-lançamento de novos nós

sensores para a substituição dos que não sobreviveram. Mais objetivamente, a proposta baseia-se nos seguintes cenários a serem tratados:

1. O nó lançado não consegue se comunicar. Como não se sabe a que distância o nó ficará afastado da base após o seu lançamento, a potência inicial será ajustada para a máxima. Assim, o sucesso no estabelecimento da comunicação é maximizado;
2. O nó lançado se comunica e o pacote recebido pela base não contém erro. Um procedimento de redução da potência de transmissão é implementado no nó sensor;
3. Problemas no canal de transmissão, depois da potência de transmissão ter sido ajustada para a mínima, fazem o nó parar de se comunicar ou ocorrer perda de pacote na base. Um procedimento de aumento da potência de transmissão é implementado no nó sensor.

Uma vez que estes procedimentos sejam implementados, espera-se uma redução efetiva do consumo de energia por parte do transceptor e a garantia de sobrevivência do nó após o seu lançamento e na ocorrência de problemas no canal de transmissão. Para tratar todos os cenários acima, efetuou-se o monitoramento da perda de pacotes na base e do RSSI (Received Signal Strength Indicator). A intensidade do sinal recebido pelo transceptor é medida no canal zero do conversor A/D do microcontrolador e disponibilizado para o software. A versão do TinyOS utilizada para a realização do experimento (1.1.14) disponibiliza o RSSI como um campo do pacote de mensagens. Com o RSSI disponível e determinando-se a sensibilidade³ do receptor, podem-se comparar os dois valores para realizar o ajuste da potência de transmissão. Isto é possível baseando-se no fato de que este é um problema de controle, cujo diagrama de blocos é apresentado na Figura 5-5.

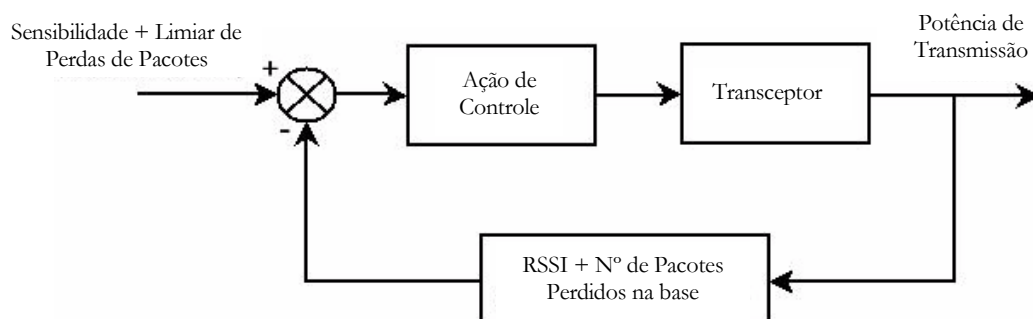


Figura 5-5: Diagrama de blocos para o problema.

³ Capacidade do receptor de operar com sinais de pequena intensidade.

Conforme pode ser observado no diagrama de blocos, têm-se as seguintes variáveis que devem ser determinadas: RSSI, sensibilidade, ação de controle e número de pacotes perdidos na base.

O valor do RSSI disponibilizado precisa ser processado, pois se refere ao valor da saída digital do conversor A/D do microcontrolador, que pode ser um valor entre 0 e 1023. Este valor corresponde à conversão da tensão de RSSI (V_{RSSI}) lida no canal zero do conversor. A relação entre esta tensão e a potência do sinal recebido em dBm é dada pela Equação 5-1 disponível no manual do transceptor [47]:

$$RSSI_{dBm} = -50 * V_{RSSI} - 45,5 \text{ [dBm] @ 915 MHz,} \quad \text{Equação 5-1.}$$

onde V_{RSSI} pode ser determinada pela Equação 5-2:

$$V_{RSSI} = \frac{V_{batt} * ADCCounts}{1024}, \quad \text{Equação 5-2.}$$

onde V_{batt} é a tensão da bateria em milivolts e ADCCounts é o valor da saída digital do conversor A/D.

Substituindo-se a Equação 5-2 na Equação 5-1:

$$RSSI_{dBm} = \left(\frac{-50 * V_{batt} * ADCCounts}{1000 * 1024} \right) - 45,5 \text{ [dBm] @ 915 MHz.} \quad \text{Equação 5-3.}$$

Uma vez que o valor do RSSI será calculado no nó, cujo microcontrolador somente opera com números inteiros, torna-se necessário rearranjar a Equação 5-3 de modo a minimizar possíveis ocorrências de overflow e truncamento. Efetuando-se o rearranjo:

$$RSSI_{dBm} = \left(\frac{-V_{batt} * ADCCounts}{20480} \right) - 46 \text{ [dBm] @ 915 MHz.} \quad \text{Equação 5-4.}$$

A Figura 5-6 apresenta o gráfico da relação entre a tensão RSSI e a potência do sinal recebido, conforme manual do transceptor [47].

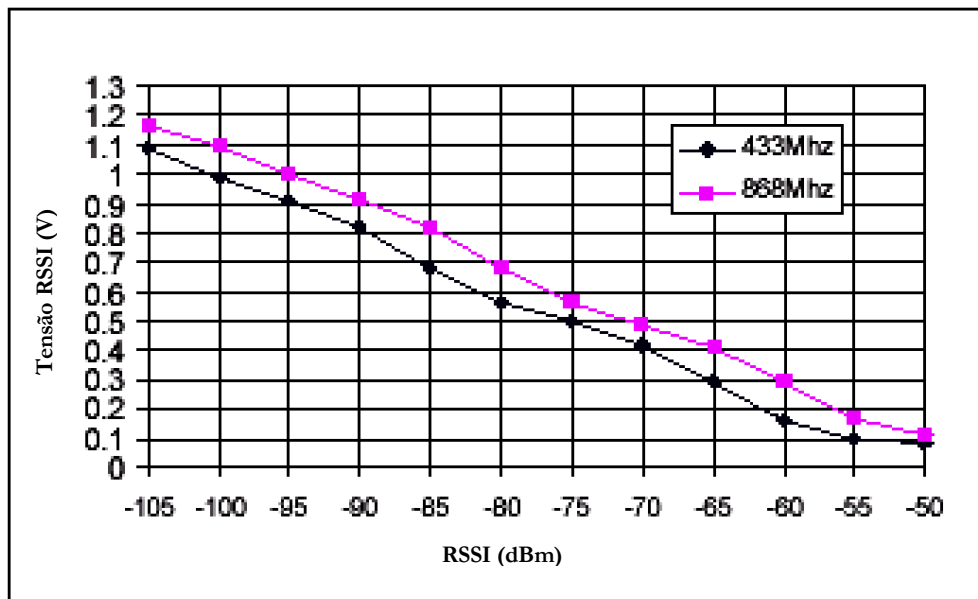


Figura 5-6: Tensão RSSI x Potência do sinal recebido.

Para se determinar a sensibilidade do receptor são necessários os seguintes dados de configuração do hardware: taxa de sinalização, tipo de formatação de dados e separação de frequência. Sendo que esta última pode ser determinada pela Equação 5-4, conforme manual do transceptor [47]:

$$f_{\text{sep}} = \frac{f_{\text{xosc}} * \text{FSEP}}{\text{REFDIV} * 16384} \quad \text{Equação 5-4.}$$

A frequência do oscilador a cristal (f_{xosc}) é 14,7456 MHz, FSEP vale 568 e REFDIV vale 8. Estes dois últimos valores foram obtidos nas configurações de hardware do TinyOS. Substituindo-se os valores na Equação 5-4, o valor de f_{sep} é de 64 kHz. A Tabela 5-3 sumariza os dados obtidos nas configurações de hardware do TinyOS:

Taxa de Transmissão	Formatação de dados	FSEP	REFDIV
19,2 kbps	Manchester	568	8

Tabela 5-3: Dados obtidos nas configurações de hardware do TinyOS.

Como a formatação de dados é Manchester, a taxa de sinalização é o dobro da taxa de transmissão, ou seja, 38,4 kbauds. De posse destes dados, a Tabela 5-4 fornecida pelo fabricante [47] pode ser consultada para se obter a sensibilidade do receptor. Baseando-se nesta tabela, a sensibilidade do receptor é de -97 dBm.

Data rate [kBaud]	Separation [kHz]	433 MHz			868 MHz		
		NRZ mode	Manchester mode	UART mode	NRZ mode	Manchester mode	UART mode
0.6	64	-111	-113	-111	-107	-109	-107
1.2	64	-110	-111	-110	-106	-107	-106
2.4	64	-108	-109	-108	-104	-105	-104
4.8	64	-106	-107	-106	-102	-103	-102
9.6	64	-104	-105	-104	-100	-101	-100
19.2	64	-102	-103	-102	-98	-99	-98
38.4	64	-101	-102	-101	-96	-97	-96
76.8	64	-99	-100	-99	-95	-96	-95
Average current consumption		7.4 mA			9.6 mA		

Tabela 5-4: Sensibilidade do receptor em função da taxa de sinalização a 433 e 868 MHz, BER= 10^{-3} , separação de frequência de 64 kHz e configurações de baixa corrente. [47]

Na teoria clássica de controle existem três ações básicas de controle: proporcional (P), integral (I) e derivativa (D). Além disso, pode-se fazer uma combinação destas ações básicas de controle, tais como PI, PD e PID. No problema de controle apresentado na Figura 5-5, a ação de controle compara o valor medido (RSSI + pacotes perdidos) com o valor desejado (referência) e age de maneira a anular a diferença existente entre os dois. Dentro do cenário de RSSFs, a ação de controle ideal a ser implementada deve ser a mais simples possível, de modo que o consumo de energia referente ao seu processamento seja mínimo e, além disso, seja rápida o suficiente para que o transceptor fique o menor tempo possível em potências de transmissão elevadas. Outra observação é que oscilações provocadas pela ação de controle são altamente indesejáveis, uma vez que as mesmas podem representar aumento do consumo de energia.

Na ação proporcional a resposta (ou sinal de saída) é proporcional ao erro existente entre o valor desejado e o valor medido. Uma característica inerente a este tipo de ação é o fato de o sinal de saída sempre apresentar um erro (também denominado de “offset”), que será multiplicado pelo ganho do controlador. É baseando-se neste valor que o controlador atuará na potência de transmissão.

A ação integral age como um somador que examina o sinal de erro e continua mudando a saída até que o erro seja zero. Como resultado, não pode haver nenhum “offset” quando se utiliza a ação integral e, portanto, existe uma tendência maior do sistema oscilar.

Na ação derivativa o sinal de saída é proporcional à velocidade de variação do erro. Ela é sensível ao ruído do sinal de medição e às mudanças rápidas na referência (“Set Point”). Além disso, a sintonia é mais complicada, ou seja, há uma maior dificuldade para se estabilizar o sinal de saída.

De acordo com o manual do fabricante [47], a tolerância da medida do RSSI é de +/- 6 dB, o que já representa um possível “offset”. Portanto, a escolha da ação de controle a ser implementada deve levar em conta essa tolerância, as principais características das ações básicas de controle e os requisitos de consumo de energia necessários em RSSFs. A primeira opção que poderia ser ponderada é a ação de controle PI, visto que ela atende de 70% a 90% das aplicações de indústrias [70]. Porém, os cenários de aplicações de RSSFs são totalmente diferentes das indústrias, onde energia não representa nenhum problema. Portanto, o custo energético de processamento, a possível oscilação da potência de transmissão e a tolerância do RSSI do transceptor inviabilizaram a escolha da ação de controle PI. Por isso, optou-se pela escolha da ação proporcional.

Finalmente, o fluxograma da máxima sobrevivência (MS) é apresentado na Figura 5-7:

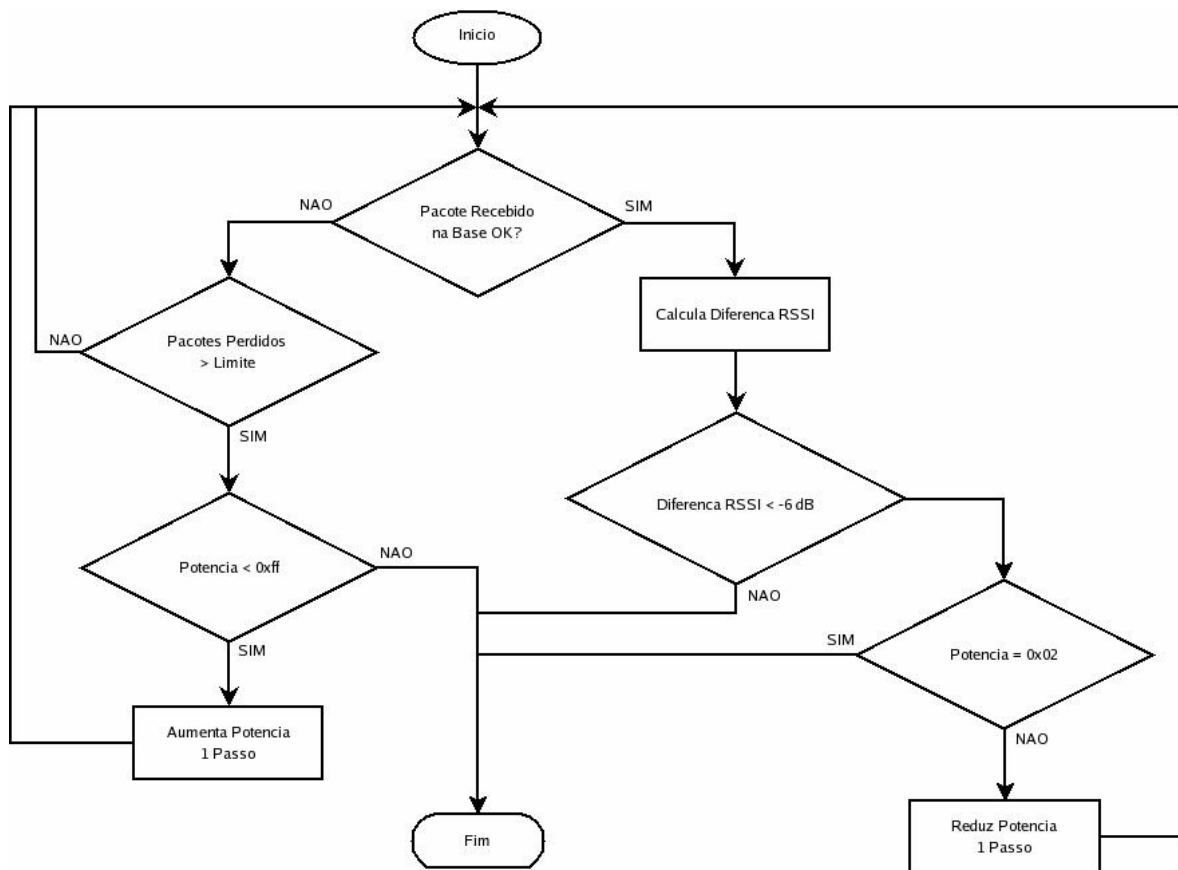


Figura 5-7: Fluxograma da MS.

Após o lançamento do nó, iniciar-se-á um processo, que será denominado de fase de calibração: a base envia uma mensagem para o nó sensor, que por sua vez, inicia o ajuste da sua potência de transmissão até que se alcance o valor de potência mínima suficiente para que haja comunicação com a base com qualidade, ou seja, a quantidade de pacotes perdidos na base seja inferior ao limite estabelecido, que no experimento realizado foi estipulado em três. O bloco (Calcula Diferença RSSI) refere-se ao cálculo do erro, subtraindo-se o valor da sensibilidade (-97 dBm) do valor do RSSI. O resultado é comparado ao “offset”. 0xff é a potência máxima de transmissão (5 dBm) e 0x02 é a potência mínima (-20 dBm), conforme pode ser constatado na Tabela 5-2. Ainda baseando-se nesta tabela, observa-se que os valores disponíveis para ajuste são discretos, o que justifica os termos “reduz potência um passo” e “aumenta potência um passo”. Uma vez que a potência de transmissão ideal tenha sido alcançada, somente haverá novo ajuste se houver perda de pacote superior ao limite estabelecido. A solução para monitorar a perda de pacotes na base é, simplesmente verificar se houve erro de CRC, momento em que é enviada uma mensagem para o nó sensor para permitir a obtenção do novo RSSI.

5.2 TESTE E AVALIAÇÃO DA EXATIDÃO DO VALOR DO RSSI CALCULADO NO NÓ

Conforme já é sabido, o microcontrolador do MICA2 somente opera com números inteiros, de modo que erros de truncamento poderão ocorrer. Assim, torna-se necessário a realização de um experimento para verificar a exatidão do RSSI calculado no nó sensor. Então, foi realizado o experimento 5, que consistiu em coletar amostras sincronizadas no tempo (conforme metodologia do capítulo 3) da tensão da bateria e do RSSI (saídas digitais do conversor A/D). Calculou-se o valor do RSSI em dBm no nó a partir destes valores e, finalmente, os três valores foram enviados para a base por meio da aplicação “OscilloscopeRF”. As amostras foram coletadas de 1 em 1 segundo durante meia hora, totalizando 1800 amostras. O experimento 5 é apresentado na Figura 5-8.

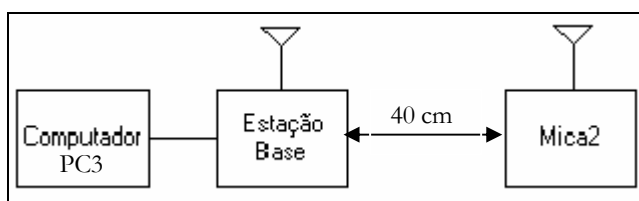


Figura 5-8: Experimento 5.

O cálculo do RSSI na base foi efetuado a partir da Equação 5-3, enquanto que no nó sensor foi utilizada a Equação 5-4. A Tabela 5-5 apresenta os resultados obtidos referentes ao processamento das 1800 amostras.

	RSSI base (dBm)	RSSI Nó (dBm)	Desvio (%)
Média	-72,71	-73	0,35
Desvio Padrão	0,32	0,42	0,20
Mediana	-72,71	-73	0,36

Tabela 5-5: Resultados obtidos para o experimento 5.

Deste modo, conclui-se que o impacto do desvio das medidas, principalmente no valor calculado no nó, pode ser considerado desprezível.

5.3 EXPERIMENTOS REALIZADOS E RESULTADOS OBTIDOS

O cenário para realização do experimento 6, que foi dividido em duas fases, é apresentado na Figura 5-9.

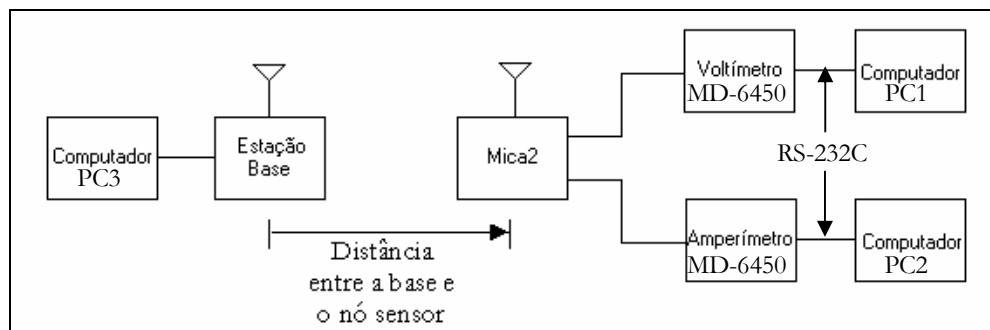


Figura 5-9: Cenário de teste do experimento 6.

A descrição que se segue tem como base a Figura 5-9. A estação base foi mantida em uma posição fixa no laboratório, enquanto que o MICA2 foi distanciada da base em submúltiplos e múltiplos do comprimento de onda (λ). A frequência configurada nos nós sensores utilizados nos experimentos foi de 914,077 MHz. Sabendo-se que $\lambda = c/f$, então o comprimento de onda é de 32,82 cm. A seguinte seqüência de distâncias foi utilizada: $\lambda/10$, 1λ , 2λ , 3λ , 4λ , 5λ , 6λ e 7λ . O MICA2 iniciava-se a uma distância de $\lambda/10$ da base e era deslocado para a próxima distância da seqüência acima após dez minutos, totalizando 300 amostras para cada distância e para cada uma das fases do experimento 6. A máxima distância alcançada pelo MICA2 configurado com a potência máxima de transmissão (5 dBm) foi de 7λ . Ao alcançar esta distância, o MICA2 era deslocado na ordem inversa da seqüência de distâncias acima. Este procedimento foi adotado com o intuito de emular os cenários propostos na seção 5.1. O MICA2 foi configurado com a aplicação “OscilloscopeRF”, que foi adaptada para enviar o RSSI (dBm), o número de pacotes perdidos na base e a potência de transmissão de dois em dois segundos, via RF, para a estação base, que por sua vez, estava configurada com a aplicação “TOSBase”. O amperímetro e o voltímetro foram configurados para coletar amostras simultâneas de corrente e tensão da bateria, respectivamente, de um em um segundo. É importante observar que o intervalo de tempo de transmissão configurado para o transceptor, atende com folga o tempo de limiar crítico de 1,35 ms, que foi calculado conforme a Equação 2-9.

A primeira fase foi realizada configurando-se o MICA2 com a máxima potência de transmissão, com o intuito de observar as variações do RSSI e a quantidade de pacotes perdidos,

conforme o MICA2 era distanciado ou aproximado da base. O gráfico da Figura 5-10 apresenta os resultados do experimento. Constata-se que a perda de pacotes na base se torna crítica (acima de 200 pacotes) em 7λ de distância. Outra observação interessante é que, mesmo nas maiores distâncias conseguidas, 6λ e 7λ , o valor do RSSI chegou a -95 dBm. O que demonstra, considerando-se o erro de linearidade do transceptor (± 2 dB), a validade da sensibilidade determinada (-97 dBm).

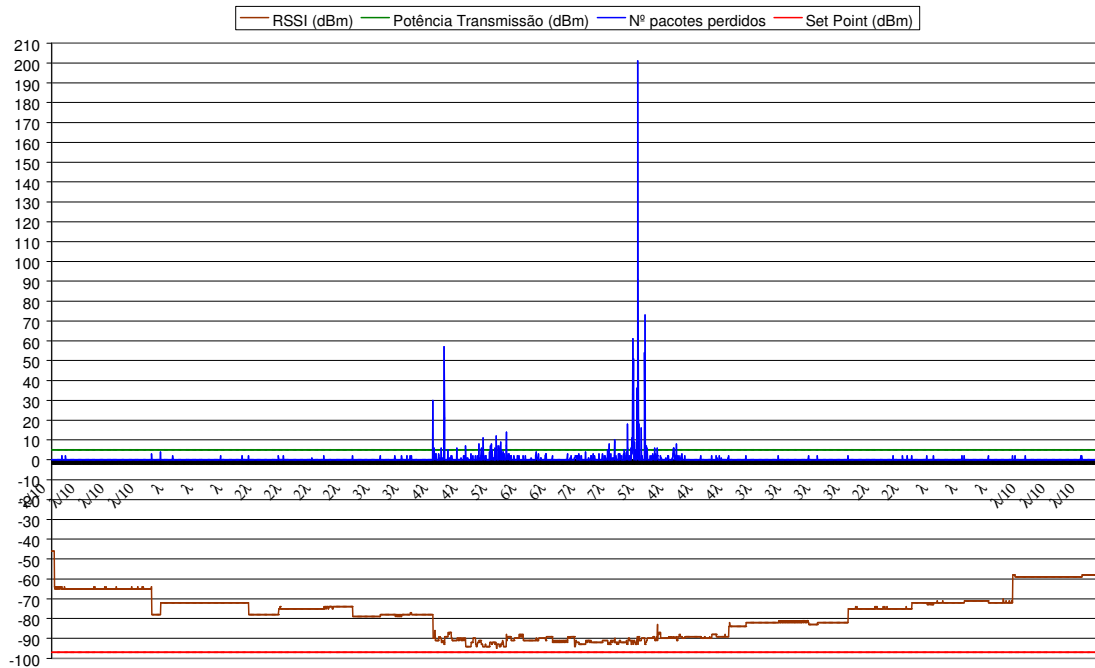


Figura 5-10: Potência de transmissão fixa.

A segunda fase realizada tem as mesmas características da primeira, exceto pelo fato de implementar o algoritmo do fluxograma da Figura 5-7 e, como consequência, o ajuste do ganho da ação de controle, ou seja, a sintonia do controlador. Iniciou-se a segunda fase com um ganho igual a um (variação da potência de transmissão de um passo), que se mostrou o mais adequado, pois ganhos maiores levaram a potência de transmissão à oscilação. Os resultados são apresentados no gráfico da Figura 5-11. Constata-se que, havendo perda de pacotes acima do limite estabelecido e variação do RSSI, a potência de transmissão é ajustada. O fato de não ter ocorrido oscilação no intervalo de tempo (10 minutos) em que o MICA2 permanecia na mesma distância em relação à base, sem que houvesse perda de pacotes acima do estabelecido e variação do RSSI, demonstra a estabilidade do algoritmo implementado a partir do fluxograma da Figura 5-7.

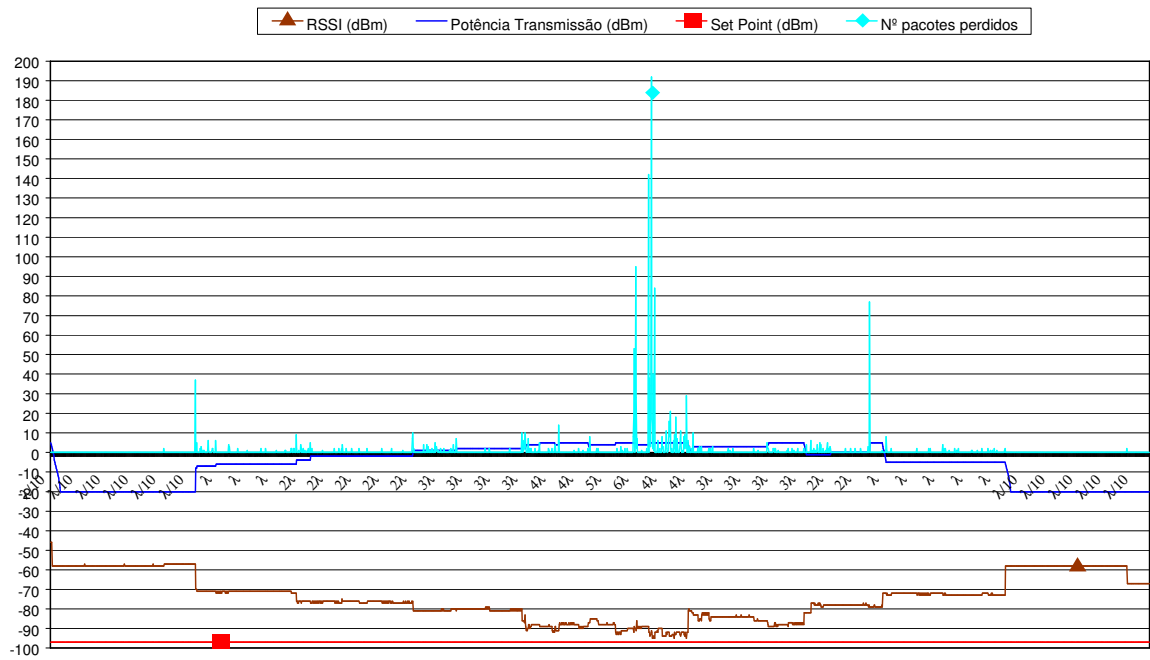


Figura 5-11: Ajuste dinâmico da potência de transmissão.

Como a faixa de valores do eixo das ordenadas é muito ampla, retirou-se a plotagem do número de pacotes perdidos na base para melhorar a visualização da potência de transmissão, conforme pode ser observado no gráfico da Figura 5-12.

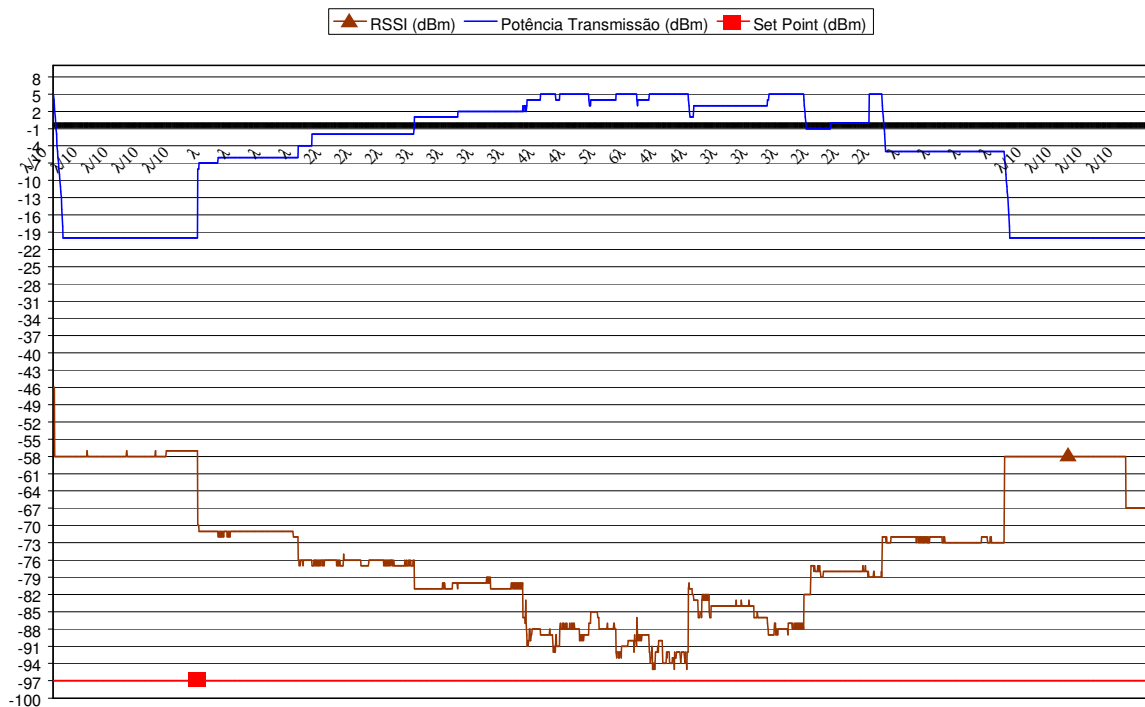


Figura 5-12: Ajuste dinâmico da potência de transmissão.

Para que se possa calcular quanto foi obtido de redução de consumo de energia aplicando o ajuste dinâmico da potência de transmissão com perda máxima de pacotes estabelecida, torna-se necessário plotar um gráfico com ambas as potências de transmissão: fixa e dinâmica. A Figura 5-13 apresenta este gráfico. A área entre a potência fixa e a potência de transmissão ajustada dinamicamente representa esta redução de consumo e pode ser melhor visualizada no gráfico da Figura 5-14 (área preenchida).

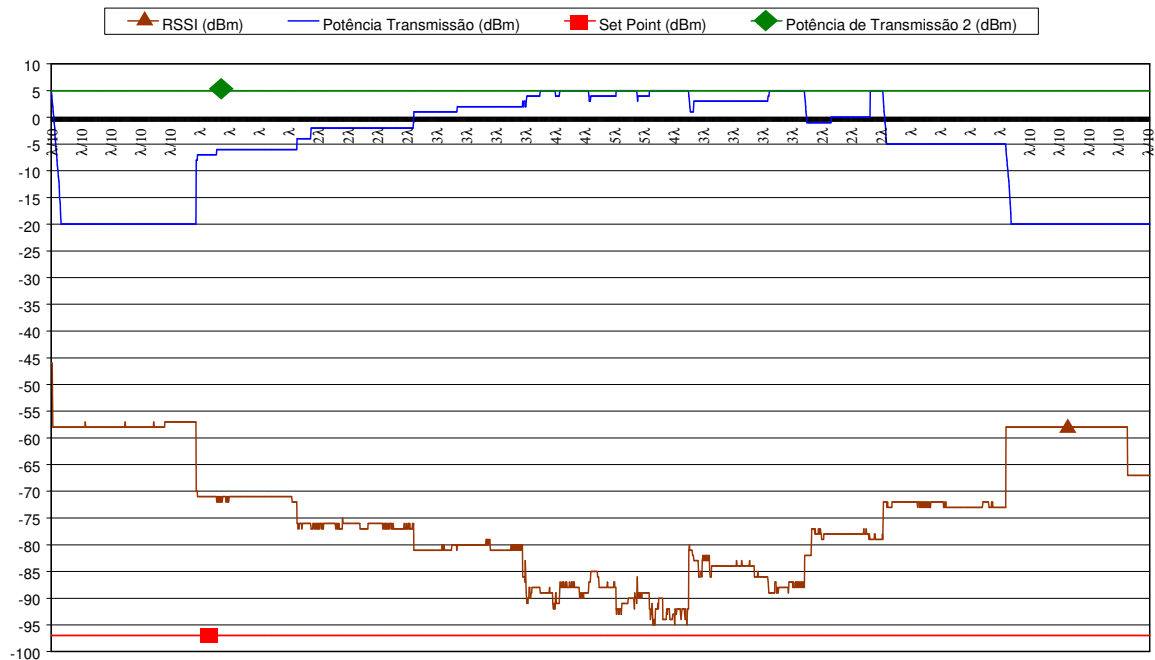


Figura 5-13: Potência de transmissão fixa x Potência de transmissão ajustada dinamicamente.

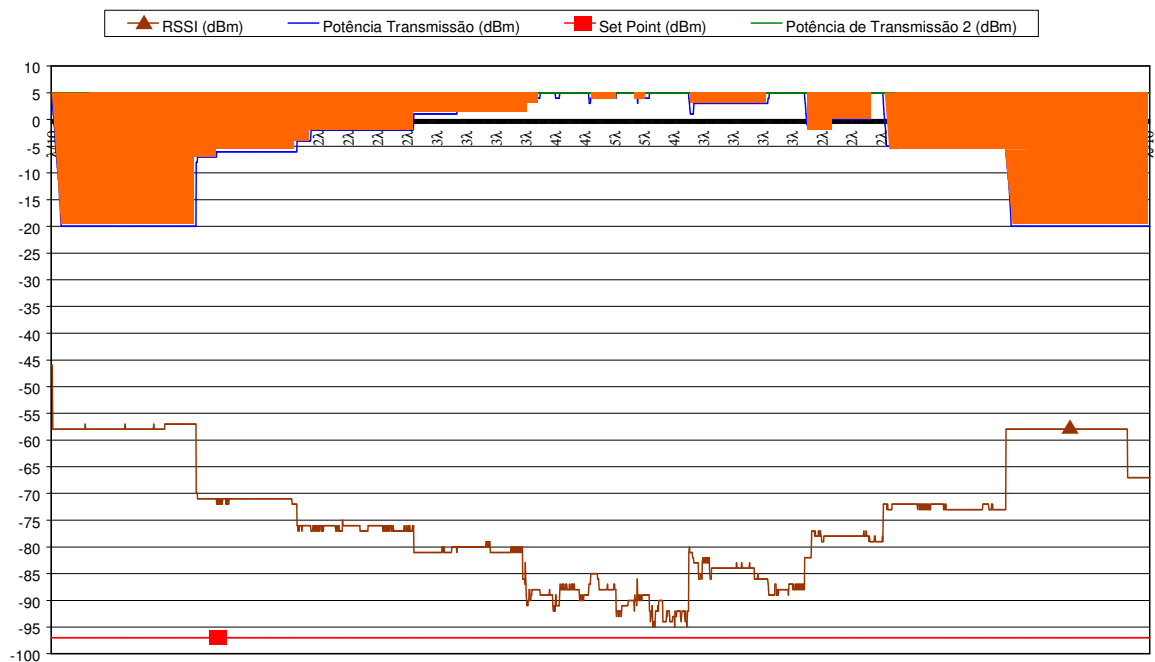


Figura 5-14: Redução do consumo de energia obtido.

A redução do consumo de energia obtido pode ser calculada a partir das seguintes medidas: tensão, corrente para cada potência de transmissão e o tempo de transmissão em cada uma delas. Este tempo pode ser determinado, considerando-se a taxa de transmissão do nó (19,2 kbps) e o tamanho do pacote transmitido (27 bytes). De posse dessas medidas, deve-se calcular o consumo de energia referente à primeira e à segunda fase do experimento 6. A diferença entre esses valores

representará o quanto foi obtido de redução do consumo com a implementação da MS. Finalmente, os resultados obtidos (referentes ao processamento das 2100 medidas de cada fase do experimento) são apresentados na Tabela 5-6.

Consumo sem Ajuste (mJ)	Consumo com Ajuste (mJ)	Redução Consumo (mJ)	Redução Consumo (%)
2085,2	1260,5	824,7	39,5

Tabela 5-6: Resultados obtidos.

Conforme apresentado na Tabela 5-6, obteve-se uma redução efetiva do consumo de energia de 39,5%. Uma questão importante a ser respondida é o custo energético referente ao deslocamento inicial da potência de transmissão máxima até a potência ideal. Considerando-se o pior caso, ou seja, da potência de transmissão máxima (5 dBm) para a potência mínima (-20 dBm), chega-se ao valor de 0,794% do consumo total com ajuste (1260,5 mJ).

Capítulo 6

6. CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou uma solução em hardware que permitiu a redução do consumo de energia no nó sensor de uma Rede de Sensores Sem Fio mais efetiva, dentre as possíveis alternativas que foram estudadas. Verificou-se que a atuação na potência de transmissão do transceptor apresentava o maior ganho em termos de redução do consumo. Assim, foi apresentada uma solução que integrasse o ajuste da potência do sinal transmitido e a qualidade da informação em um mecanismo dinâmico, que foi denominado máxima sobrevivência. Como consequência, além de ter conseguido maximizar a probabilidade de sobrevivência do nó, também foi obtida uma redução do consumo de energia. O algoritmo da máxima sobrevivência possibilitou uma economia de energia efetiva de 39,5% no MICA2. O caso considerado crítico na fase de calibração foi verificado na situação em que a potência de transmissão deve ser ajustada do seu valor máximo (5 dBm) para seu valor mínimo (-20 dBm). No experimento, esta situação ocorreu quando o nó se encontrava a uma distância de $\lambda/10$ em relação à base. Contudo, verificou-se que o custo energético deste caso representou apenas 0,794% do consumo de energia total.

Também foi apresentada uma solução de intervenção mínima de hardware no MICA2, que possibilitou o teste dos modelos de baterias apresentados na revisão bibliográfica para uma estimativa mais exata da capacidade residual de baterias. Foi demonstrada a baixa exatidão da estimativa baseada somente na tensão e a melhoria obtida com estimativas baseadas na corrente. O modelo linear baseado na tensão apresentou capacidade residual final equivalente a 18% da capacidade máxima, apesar da constatação de que a bateria havia sido totalmente descarregada, confirmando-se sua baixa confiabilidade. Foi constatado um problema no modelo mais promissor, o modelo dependente da taxa de descarga, e um novo modelo foi apresentado e validado. Os modelos baseados na corrente apresentaram resultados finais negativos, que são consequências do fato de não contemplarem o efeito de relaxação. De qualquer forma, estes resultados podem representar, no máximo, algum desperdício de energia, mas não afetam negativamente a tomada de decisões de gerenciamento. O fato é que, decisões de gerenciamento no modelo baseado na tensão não seriam sucedidas. Contudo, em cenários reais de aplicações de RSSFs, os nós sensores não funcionarão até que a bateria seja totalmente descarregada, mas

somente até, para esta plataforma, ao nível mínimo da tensão de operação do transceptor (2,1V), conforme pôde ser observado no experimento. Assim, o uso dos modelos baseados na corrente pode ser aprimorado com o monitoramento da tensão, com o intuito de aumentar a exatidão e a confiabilidade da estimação da capacidade residual da bateria. O hardware desenvolvido pode também ser utilizado para medir o consumo de hardware e software, tais como novas aplicações e novos sensores, e para outros nós sensores da plataforma Mica Motes (MICA, MICAz).

Como o algoritmo de MS proposto age nas camadas mais inferiores dos protocolos de comunicação, ele pode ser agregado a diversos protocolos MAC usados em RSSF. Um trabalho futuro consiste na análise e teste da integração entre MS e protocolos MAC para avaliar a redução de consumo obtida. Como consequência, pode-se integrar o algoritmo de MS no TinyOS, de modo que o algoritmo possa ser testado em outras plataformas. A migração do algoritmo para a plataforma BEAN permitirá uma análise e verificação mais específica do consumo de energia, uma vez que medidas de consumo de partes específicas do hardware (microcontrolador, transceptor, memória externa, etc.) poderão ser efetuadas por meio da placa de condicionamento de sinais apresentada na Figura 2-14 e que se encontra sob teste para validação.

7. REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Baterias Energizer. Energizer 1215 datasheet. <http://data.energizer.com/PDFs/1215.pdf>, 2005.
- [2] Baterias Duracell. DURACELL Alkaline-Manganese Dioxide datasheet. <http://www.duracell.com/oem/Pdf/others/ATB-full.pdf>, 2005.
- [3] N. Bocchi, et al. Pilhas e Baterias: Funcionamento e impacto ambiental. Química Nova na Escola, nº11, maio de 2000.
- [4] Ralph J. Brodd. Recent Developments in Batteries for Portable Consumer Electronics Applications. *The Electrochemical Society Interface*, pp. 20-23, 1999.
- [5] M. Pedram, Q. Wu. Battery-Powered Digital CMOS Design. *Proceedings of Design, Automation and Test in Europe Conference and Exhibition, Munich, Germany*. March 1999.
- [6] Baterias Energizer. Energizer nº E91 datasheet. <http://data.energizer.com/PDFs/e91.pdf> , 2005.
- [7] M. Srivastava, et al. Energy Aware Wireless Sensor Networks. Não publicado. <http://fleece.ucsd.edu/~curts/papers/SPMag02.pdf> , 2004.
- [8] A. J. Brown. The Preliminary Study into an Innovative Approach to Determining a Battery's Full Charge Capacity. *IEEE*, pp. 602-608, 2000.
- [9] Sung Park, Mani B. Srivastava. Dynamic Battery State Aware Approaches for Improving Battery Utilization. *Proceedings of the 2002 international conference on Compilers, architecture, and synthesis for embedded systems*, pp. 225-231, 2002.
- [10] Dallas Semiconductor. Application Note 121. http://www.maxim-ic.com/appnotes.cfm/appnote_number/121 , 2004.
- [11] J. Newman's website. <http://www.cchem.berkeley.edu/~jsngrp/>, 2004.
- [12] Parthasarathy M. Gomadam, et al. Mathematical modeling of lithium-ion and nickel battery systems. *Journal of Power Sources* 110, pp. 267-284, 2002.
- [13] Pankaj Arora, et al. Comparison between computer simulations and experimental data for high-rate discharges of plastic lithium-ion batteries. *Journal of Power Sources* 88, pp. 219-231, 2000.
- [14] M. Doyle, J. Newman. Analysis of capacity-rate data for lithium batteries using simplified models of the discharge process. *Journal of Applied Electrochemistry* 27, pp. 846-856, 1997.
- [15] C. Marc Doyle. Design and Simulation of Lithium Rechargeable Batteries. PhD Dissertation, University of California, Berkeley, 1995.
- [16] Ravishankar Rao, et al. Battery Modeling for Energy-Aware System Design. *IEEE Computer Society*, pp. 77-87, December 2003.
- [17] J. S. Newman. FORTRAN Programs for Simulation of Electrochemical Systems, Dualfoil.f Program for Lithium Battery Simulation. www.cchem.berkeley.edu/~jsngrp/fortran.html, 2004.
- [18] S. Park, et al. Battery capacity measurement and analysis using lithium coin cell battery. *In Proceedings of the 2001 international symposium on Low power electronics and design*, pp. 382-387, 2001.
- [19] Neil H. E. Weste, et al. Principles of CMOS VLSI Design: A Systems Perspective. Massachusetts, Addison-Wesley, 1992.

- [20] Tim Wilmshurst. *An Introduction to the Design of Small-Scale Embedded Systems*. New York, Palgrave, 2001.
- [21] Rex Min, Manish Bhardwaj, Seong-Hwan Cho, Eugene Shih, Amit Sinha, Alice Wang, Anantha Chandrakasan. Low-Power Wireless Sensor Networks. *IEEE*, pp. 205-210, 2000.
- [22] Anantha P. Chandrakasan, et al. Low-Power CMOS Digital Design. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 27, n° 4, pp. 473-484, april 1992.
- [23] Srinivas Devadas, Sharad Malik. A Survey of Optimization Techniques Targeting Low Power VLSI Circuits. *32nd ACM/IEEE Design Automation Conference*, 1995.
- [24] V. Gutnik, A. Chandrakasan. Embedded Power Supply for Low-Power DSP. *IEEE Transactions On VLSI Systems*, pp. 425-435, december 1997.
- [25] Mani B. Srivastava, et al. Energy-Aware Wireless Microsensor Networks. *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 40-50, march 2002.
- [26] P. Pillai, Kang G. Shin. Real-Time Dynamic Voltage Scaling for Low-Power Embedded Operating Systems. *Proceedings of the eighteenth ACM symposium on Operating systems principles*, pp. 89-102, 2001.
- [27] Johan Pouwelse, Koen Langendoen. Application-Directed Voltage Scaling. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems*, Vol. 11, n° 5, pp. 812-826, October 2003.
- [28] Anantha Chandrakasan, et al. Power Aware Wireless Microsensor Systems. *IEEE ESSCIRC*, pp. 47-54, 2002.
- [29] Luca Benini, et al. Dynamic Voltage Scaling and Power Management for Portable Systems. *Proceedings of the 38th conference on Design automation*, pp. 524-529, 2001.
- [30] Intel Corporation. StrongARM Microprocessors. <http://www.intel.com>, 2005.
- [31] Transmeta Corporation. Crusoe Microprocessor. <http://www.transmeta.com>, 2005.
- [32] Wayne Wolf. *Computers as Components: Principles of Embedded Computing System Design*. San Francisco, Morgan Kaufmann Publishers, 2001.
- [33] Luca Benini, et al. Battery-Driven Dynamic Power Management of Portable Systems. *Proceedings of the 13th international symposium on System synthesis*, pp. 25-30, 2000.
- [34] Tajana Simunic, et al. Event-Driven Power Management. *IEEE Transactions on Computer Aided Design of Integrated Circuits and Systems*, Vol. 20, n° 7, pp. 840-857, july 2001.
- [35] L. Benini, A. Bogliolo e G. De Micheli. A survey of design techniques for system-level dynamic power management. *IEEE Transactions on VLSI Systems*, 8(3), pp. 299-316, june 2000.
- [36] Amit Sinhá e Anantha Chandrakasan. Dynamic Power Management in Wireless Sensor Networks. *IEEE Design & Test of Computers*, pp. 62-74, march-april de 2001.
- [37] Antonio A. Loureiro, José Marcos S. Nogueira, Linnyer B. Ruiz, Eduardo Nakamura, Carlos Maurício Seródio e Raquel Mini. Redes de Sensores Sem Fio. Páginas 179-226. *Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores (SBRC)*, maio 2003.
- [38] L. F. M. Vieira. *Middleware para Sistemas Embutidos e Redes de Sensores*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2004.
- [39] L. B. Ruiz. *MANNA: Uma Arquitetura para o Gerenciamento de Redes de Sensores Sem Fio*. Tese de doutorado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2003.
- [40] Linnyer B. Ruiz, Diógenes C. da Silva Jr., et al. Arquiteturas para Redes de Sensores Sem Fio. *Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores (SBRC)*, 2004.

- [41] Jason Hill. A software architecture supporting networked sensors. Master's thesis, University of California, Berkeley, December 2000.
- [42] Atmel Corporation. AVR 8-Bit RISC. <http://www.atmel.com>, 2005.
- [43] D. Culler, D. Gay, P. Levis, R. von Behren, M. Welsh, and E. Brewer. The nesC language: A holistic approach to networked embedded systems. *In Conference on Programming Language Design and Implementation of ACM SIGPLAN*, 2003.
- [44] NesC Language. NesC Language Reference Manual. <http://nesc.sourceforge.net/papers/nesc-ref.pdf>, 2005.
- [45] Texas Instruments. MSP430 Microcontrollers. <http://www.ti.com>, 2005.
- [46] Mani B. Srivastava, et al. Modulation Scaling for Energy Aware Communication Systems. *Proceedings of the 2001 international symposium on Low power electronics and design*, pp. 96-99, 2001.
- [47] Chipcon. CC1000 Datasheet. <http://www.chipcon.com/>, 2005.
- [48] Chipcon. CC2420 Datasheet. <http://www.chipcon.com/>, 2005.
- [49] Swetha Narayanaswamy, et al. Power Control in Ad-Hoc Networks: Theory, Architecture, Algorithm and Implementation of the COMPOW Protocol. *In Proc. Of European Wireless 2002. Next Generation Wireless Networks: Technologies, Protocols, Services and Applications*, February 2002.
- [50] Mani B. Srivastava, et al. Augmenting Film and Video Footage with Sensor Data. *Proceedings of the Second IEEE Annual Conference on Pervasive Computing and Communications (PERCOM '04)*, 2004.
- [51] Amitabh Srivastava and Alan Eustace. ATOM: A System for Building Customized Program Analysis Tools. *ACM SIGPLAN*, Vol. 39, n° 4, pp. 528-539, 2004.
- [52] Agarwal, S., Krishnamurthy, S., Katz, R.H., Dao, S.K.: Distributed power control in ad-hoc wireless networks. In: *Personal and Indoor Mobile Radio Communication (PIMRC01)*. (2001) F59–66
- [53] Jung, E.S., Vaidya, N.H.: A power control mac protocol for ad hoc networks. In: *MobiCom'02: Proceedings of the 8th annual international conference on Mobile computing and networking*. (2002) 36–47.
- [54] Power Sources Review. Power Sources for Wireless Sensor Networks. <http://www.eureka.gme.usherb.ca/memslab/docs/PowerReview-2.pdf>, 2005.
- [55] Atmel Corporation. Flash Memory. <http://www.atmel.com>, 2005.
- [56] Crossbow Technology. MPR-MIB User's Manual. http://www.xbow.com/Support/Support_pdf_files/MPR-MIB_Series_Users_Manual.pdf, 2005.
- [57] Crossbow Technology. Wireless Sensor Networks. <http://www.xbow.com/Products/productsdetails.aspx?sid=3> , 2005.
- [58] M. A. M. Vieira. *BEAN: Uma Plataforma Computacional para Rede de Sensores Sem Fio*. Dissertação de mestrado, Universidade Federal de Minas Gerais, 2004.
- [59] STMicroelectronics. Flash Memory. <http://www.st.com>, 2005.
- [60] Dallas Semiconductor. DS2417 Datasheet. <http://www.maxim-ic.com>, 2005.
- [61] Moteiv Corporation. Tmote-sky Datasheet. <http://www.moteiv.com>, 2005.
- [62] ICEL – Instr. E Comp. Eletr. Ltda. Manual de Instruções do Multímetro Digital Modelo MD-6450. <http://www.icel-manau.com.br>, 2005.

- [63] MCM Electronics. Data Logger User's Guide and Operation Manual. <http://www.mcmelectronics.com>, 2005.
- [64] National Instruments. NI USB-6009 DAQ. <http://www.ni.com>, 2005.
- [65] Crossbow Technology. MTS-MDA User's Manual. http://www.xbow.com/Support/Support_pdf_files/MTS-MDA_Series_Users_Manual.pdf, 2005.
- [66] Texas Instruments. Power Management. <http://www.ti.com>, 2005.
- [67] National Semiconductor. Power Management. <http://www.national.com>, 2005.
- [68] Dallas Semiconductor. Power Supplies and Power Management. <http://www.maxim-ic.com>, 2005.
- [69] Texas Instruments. INA327 Datasheet. <http://www.ti.com>, 2005.
- [70] Luciano Sighieri, Akiyoshi Nishinari. Controle Automático de Processos Industriais: Instrumentação. São Paulo, Edgard Blucher, 1988.

