

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

***APLICAÇÃO DE UMA REDE DE SENSORES SEM FIOS
COMO INSTRUMENTO DE MEDIÇÃO DE TEOR DE
ÁGUA DE UMA CULTURA AGRÍCOLA***

João Carlos Giacomini

Documento submetido à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais como parte dos requisitos necessários para obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Belo Horizonte, Maio de 2007

*Gracias a la vida que me ha dado tanto
Me dio dos luceros que cuando los abro
Perfecto distingo el negro del blanco
Y en alto cielo su fondo estrellado
Me ha dado el oído que en todo su ancho
Graba noche y día grillos y canarios
Martirios, turbinas, ladridos, chubascos
Me ha dado el sonido y el abecedario
Con él, las palabras que pienso y declaro
Madre, amigo, hermano
Me ha dado la marcha de mis pies cansados
Con ellos anduve ciudades y chacos
Playas y desiertos, montañas y llanos
Me dio el corazón que agita su marco
Cuando miro el fruto del cerebro humano
Cuando miro el bueno tan lejos del malo*

(Violeta Parra)

*Ainda que eu ande pelo vale da sombra da morte, não
temerei mal algum, porque Tu estás comigo...*

(Salmo 23.4)

Que mais posso eu desejar ?

AGRADECIMENTOS

Agradeço

A Deus por ter-me dado o talento e a mim por ter persistido;

Aos colegas da UFLA por me proporcionarem a oportunidade;

Aos orientadores Flávio e Elson, pela orientação;

Ao PPGEE por disponibilizar a infra-estrutura e a organização;

À CAPES por financiar parte deste trabalho;

Aos pesquisadores Reinaldo Gomide (EMBRAPA) e Renzo Von Pinho (UFLA) e ao agrônomo André Vieira (Fazenda Pinheiro) por me cederem os campos de produção de milho onde foram realizados os experimentos;

Ao professor Rômulo Volpato do INATEL, pela calibração dos medidores de intensidade de sinal de RF;

A todos os colegas que participaram comigo e me ajudaram nesta caminhada;

Em especial, a todos os cidadãos brasileiros que contribuem com parte de seu trabalho diário para manter de pé nossas universidades públicas e nossos centros de pesquisas. A estes homens e mulheres que investem em nossa formação, na confiança de que, um dia, lhes demos algum retorno.

Particularmente a dois brasileiros que se esforçaram muito para tornar possível a minha chegada até aqui: Neuza e Florêncio.

RESUMO

Este trabalho apresenta os resultados de uma pesquisa para o desenvolvimento de um método de medição do teor de água de culturas agrícolas, o qual utiliza os sinais de rádio empregados na comunicação de uma rede de sensores sem fios (RSSF), sendo aplicável em agricultura de precisão. Uma RSSF instalada em um campo agrícola pode trabalhar de forma autônoma por mais de um ano, coletando informações do campo e transmitindo-as até uma central de coleta de dados (ponto de acesso). Neste tipo de aplicação, os dados são transmitidos por ondas de rádio (RF) passando por vários nós da rede (chamados nós sensores) até chegar ao ponto de acesso. A transmissão de dados por rádio requer cuidado com a qualidade da comunicação, visto que os sinais de RF se dispersam à medida que aumenta a distância percorrida, além de serem atenuados pela vegetação. Uma vez que a umidade das plantas e a quantidade de vegetação presente no caminho de propagação de RF influenciam diretamente a atenuação, a medição desta pode ser usada para se obter informações sobre o estado vegetativo e o conteúdo de água da cultura agrícola. A proposta deste trabalho consiste em se utilizar a medição da atenuação do sinal de RF de uma RSSF para se estimar o volume de água contido na vegetação de uma cultura agrícola, como a do milho. Um conjunto de tais medições deve ser feito, utilizando alguns pares de nós sensores, os quais estejam distribuídos em uma região do campo agrícola, considerada uniforme, de forma a se obter um valor médio, representativo das características da vegetação naquela região. Vários trabalhos foram desenvolvidos em décadas passadas empregando sistemas monolíticos baseados em radares, os quais utilizavam a medição de intensidade de sinal de microondas para estimação do teor de água de culturas agrícolas. Diferentemente desses, utiliza-se neste trabalho um sistema distribuído de medição, baseado em uma rede de sensores sem fios, a qual tenha sido depositada em um campo agrícola com a finalidade de obtenção de dados diversos. A medição do teor de água da vegetação é obtida sem a necessidade de sensores adicionais, não implicando, portanto, em aumento de custo. O texto apresenta a formulação teórica que relaciona o volume de água na vegetação à atenuação das ondas de rádio. São apresentados um modelo de propagação e um modelo de medição do teor de água da vegetação utilizando-se as informações de intensidade de sinal recebido nas comunicações entre os nós de uma RSSF. Vários experimentos foram conduzidos em campos de produção de milho, dos quais foram obtidos resultados que confirmam a viabilidade da proposta.

ABSTRACT

This text presents the results of a research for development of a measuring method of agricultural crop water content, which utilizes radio signals employed in the communication of a wireless sensor network (WSN), which has application in precision agriculture. A WSN installed in a crop field may function autonomously for more than a year taking soil, weather and plant measurements, and transmitting these data towards a collecting point (or access point). In this kind of application, data are transmitted over radio waves (RF) passing through a number of nodes of the network (called sensor nodes) until they reach the access point. RF data transmission requires attention to communication quality, because RF signals spread along their way, besides being attenuated by vegetation. As long as plants moisture and the amount of vegetation in the way of RF propagation directly influence the attenuation, its measurement can be used to obtain information about plant status. The proposal of this work is to utilize the RF signal attenuation measurement of a WSN to estimate vegetation water content of an agricultural crop, as corn and soy. A number of such measurements have to be made, employing a set of pairs of sensor nodes, which are deployed in a region of the agricultural field, considered uniform, in order to obtain a mean value that represents the desired characteristic of the vegetation present in that region. Many works were developed in past decades employing monolithic systems based on radars, which used microwave signal intensity measurements to estimate the water content of agricultural crops. Differently of that, in this work it is used a distributed measurement system based in a wireless sensor network, which had been deployed in an agricultural crop field in order to collect a variety of data. The vegetation water content measuring is made without need of additional sensors, resulting in no additional cost. The text presents the theoretical formulation relating vegetation water content to the attenuation of radio waves. A propagation model is presented, as well as a measuring model of vegetation water content employing the information of the received signal intensity of the communications between the WSN nodes. Several experiments were conducted in corn crop fields, in which the obtained results confirmed the proposal viability.

SUMÁRIO

RESUMO	<i>i</i>
ABSTRACT	<i>ii</i>
LISTA DE SÍMBOLOS	<i>v</i>
CAPÍTULO 1 – APRESENTAÇÃO	1
1.1 – Importância da pesquisa agrícola no Brasil	1
1.2 – Tecnologias para o aumento da produção	2
1.3 – Proposta de trabalho e contribuições	3
1.4 – Organização do texto	5
CAPÍTULO 2 – SENSORIAMENTO REMOTO DE CAMPOS AGRÍCOLAS	9
2.1 – Agricultura de precisão	9
2.2 – Monitoramento de variáveis agrícolas	11
2.3 – Medição distribuída	12
2.4 – Sensoriamento em nível terrestre utilizando uma RSSF	14
2.5 – Características das RSSFs	15
2.6 – Conclusão	
CAPÍTULO 3 – MODELO DE PROPAGAÇÃO DE MICROONDAS ATRAVÉS DA VEGETAÇÃO	23
3.1 – Introdução	23
3.2 – Interação de microondas com a água	24
3.3 – Modelagem da propagação de microondas pela vegetação	29
3.4 – Modelagem da propagação de microondas em duplo caminho	37
3.5 – Influência da vegetação	44
3.6 - Conclusão	47

CAPÍTULO 4 – MODELO DE MEDIÇÃO	49
4.1 – Relação entre teor de água da vegetação e fator de absorção	49
4.2 – Medição do fator de absorção	50
4.3 – Contribuições para a incerteza do fator de absorção	60
4.4 – Conclusão	67
CAPÍTULO 5 – MEDIÇÃO DISTRIBUÍDA DO TEOR DE ÁGUA DE UMA CULTURA AGRÍCOLA UTILIZANDO UMA REDE DE SENSORES SEM FIOS	69
5.1 – Variabilidade das características da vegetação	69
5.2 – Variabilidade na atenuação em área livre	72
5.3 – Medição distribuída de variáveis agrícolas	74
5.4 – Estimação do teor de água da vegetação utilizando uma RSSF	75
5.5 – Metodologia	76
5.6 – Conclusão	80
CAPÍTULO 6 – A REDE DE SENSORES SEM FIOS	83
6.1 – Caracterização da rede	83
6.2 – Caracterização dos rádios e dos medidores de RSS	88
6.3 – Medição da potência recebida	91
6.4 – Calibração dos medidores de RSS dos rádios de 916 MHz	94
6.5 – Influência da temperatura ambiente	101
6.6 – Conclusão	
CAPÍTULO 7 – RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
7.1 – Influência do teor de água do docel e da polarização do campo elétrico sobre a atenuação das ondas de RF	105
7.2 – Medição de umidade gravimétrica utilizando a RSSF	112
7.3 – Relação entre teor de água das plantas e atenuação de sinal de RF	122
7.4 - Aumento da confiabilidade pelo uso de medição distribuída	123
7.5 – Medições com frequência de 2,4GHz	126
CAPÍTULO 8 – CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	129
BIBLIOGRAFIA	133

LISTA DE SÍMBOLOS

α	Fator de absorção; fator de dispersão das freq. de relaxação
ϵ	Constante dielétrica
ϵ_s	Constante dielétrica do solo
ϵ_d	Constante dielétrica do docel da vegetação
σ	Condutividade elétrica
μ	Permeabilidade magnética
δ	Defasagem entre campos elétricos
λ	Comprimento de onda
θ	Ângulo entre a direção de propagação e a reta longitudinal da antena; umidade relativa do solo
ψ	Ângulo de incidência da onda eletromagnética no solo
η	Eficiência do transmissor/receptor; impedância intrínseca do meio
τ	Profundidade ótica
W	Conteúdo de água do docel
b	Fator de proporcionalidade entre τ e W
d	Distância de propagação entre as antenas dos rádios em caminho direto; indicador de caminho direto (quando subscrito)
r	Distância de propagação em caminho refletido no solo; indicador de caminho refletido (quando subscrito)
h	Altura da antena em relação ao solo
E_{Tx}	Energia gasta pelo transmissor
$E_{\mu C}$	Energia gasta pelo microcontrolador
E	Campo elétrico
E	Intensidade de campo elétrico
H	Campo magnético
H	Intensidade de campo magnético; altura da vegetação
f_r	Freqüência de relaxação
l	Comprimento da antena
P_T	Potência transmitida
P_R	Potência recebida
P_{Rv}	Potência recebida em condições de propagação em meio vegetal
P_{Rl}	Potência recebida em condições de propagação em caminho livre
P_0	Potência de referência
PL	<i>Pass Loss</i> – perda de potência no caminho de propagação
PL_v	PL em condições de propagação em meio vegetal
PL_l	PL em condições de propagação em caminho livre
V	Volume total do docel; tensão elétrica
V_p	Volume ocupado pelas plantas no docel
V_a	Volume ocupado pelo ar no docel
V_r	Taxa de ocupação do docel ($= V_p/V$)

$m_{g(p)}$	Umidade gravimétrica (ou teor de água) de uma planta
$m_{g(d)}$; $m_{g(\text{docel})}$	Umidade gravimétrica (ou teor de água) do docel
bw , fw	Indicadores de água ligada (bw) e água livre (fw)
Tx	Transmissor de RF
Rx	Receptor de RF
R	Reflectividade
p	Polarização do campo elétrico
D	Diretividade da antena
Z	Vetor de variáveis conhecidas
Q	Vetor de variáveis a serem estimadas
M	Matriz que relaciona Z e Q
u_z	Incerteza associada a uma variável de Z
u_q	Incerteza associada a uma variável de Q
c_z	Coefficiente de incerteza da variável z
c_q	Coefficiente de incerteza da variável q
v_m	Valor médio
V_{BAT}	Tensão da bateria
RSS	Intensidade de sinal recebido (<i>received signal strength</i>)
$RSSI$	Informação de RSS (<i>received signal strength information</i>)
$N_0, N_1, N_2 \dots$	Nós sensores

CAPÍTULO 1

APRESENTAÇÃO

Este capítulo apresenta a motivação para o desenvolvimento do trabalho de doutorado, a relevância do assunto e uma descrição da organização do texto.

1.1 – IMPORTÂNCIA DA PESQUISA AGRÍCOLA NO BRASIL

O Brasil é um dos maiores produtores e fornecedores de alimentos para o mundo, o 5º maior exportador de produtos agrícolas. O desempenho de sua balança comercial está diretamente associada ao desempenho do principal segmento econômico nacional, representado pelos agronegócios (IEA, 2006). Em 2006 as exportações brasileiras somaram US\$ 137,5 bilhões, com participação de US\$ 52,0 bilhões do agronegócio, o que resultou em um superávit recorde de US\$ 46,1 bilhões. A previsão de safra agrícola de 2006/07 é de 127,7 milhões de toneladas, a maior já produzida no Brasil (CONAB, 2007). Sua participação crescente no comércio internacional de artigos do agronegócio resulta de uma combinação de fatores, como investimento em tecnologia e em pesquisa, clima propício, disponibilidade de água para irrigação, entre outros (Brasil, 2006a)

O crescimento da população mundial nos próximos anos aumentará consideravelmente a demanda por alimentos. Milho e soja continuarão sendo os principais produtos agrícolas brasileiros, respondendo pela maior parte da área plantada de grãos. A disponibilidade de recursos hídricos será central para o desenvolvimento do agronegócio e da segurança alimentar. Por isso, as melhorias tecnológicas para a utilização da água na agricultura irrigada poderão otimizar a área agricultável, repercutindo positivamente na composição dos preços e na oferta de alimentos (Brasil, 2006b).

É imperativa a realização de investimentos em tecnologia para melhorar a qualidade dos produtos agrícolas, mantendo a competitividade internacional, e promovendo o crescimento da produção e do agronegócio brasileiro.

1.2 – TECNOLOGIAS PARA O AUMENTO DA PRODUÇÃO

A produção de milho, no Brasil, saltou de 26,8 milhões de toneladas, na safra de 1986/87, para 48,8 milhões de toneladas (previsão para 2006/07). Este incremento na produção foi devido ao aumento na produtividade, visto que a área plantada se manteve praticamente a mesma nos últimos 20 anos. A produtividade média de milho saltou de 1.881 kg/ha (1986/87) para 3.637 kg/ha (2006/07), enquanto a produtividade da soja passou de 1.851 kg/ha (1986/87) para 2.736 kg/ha (2006/07).

Pesquisadores brasileiros afirmam que é possível se conseguir até 7 toneladas de milho por hectare (Rezende, 2004), em média. Produtividades de 16 toneladas por hectare já foram obtidas em concursos conduzidos por órgãos de assistência técnica e extensão rural (Resende, 2003). Esses índices são obtidos com um cuidadoso controle da irrigação e da adubação e com a adoção de modernas técnicas de manejo, como a agricultura de precisão (AP).

Agricultura de Precisão (*Precision Agriculture, Precision Farming*) é um termo que tem sido utilizado em alguns países, como França, Estados Unidos e Austrália, desde a década de 1990, para designar a forma de tratamento diferenciado de grandes campos de cultivo, considerando-se as variações de características de solo e de clima ao longo do campo e ao longo do tempo (Bakhsh, 2000). Um dos maiores requisitos para este tipo de estudo é a utilização de equipamentos adequados de monitoração de produção de culturas, propriedades do solo, e qualidade ambiental (Moore, 1999; Hatfield, 2000), a fim de possibilitar uma atuação (irrigação, adubação, etc) que atenda às necessidades específicas de cada região do campo (Mallarino, 2004).

Entre as tecnologias disponíveis para o monitoramento de culturas agrícolas, se destacam o sensoriamento remoto por satélites (Vellidis, 2001; INPE, 2007), o sistema de posicionamento global (GPS), o sistema de informações geográficas (GIS) (Adami, 2005), sistemas de comunicação de dados sem fios (Zhang, 2002), entre outros. O sensoriamento remoto pode ser utilizado para funções como estimação de umidade de solo e de plantas, discriminação de culturas e previsão de safra (Xavier, 2005; Galvão, 2005). A coleta de dados em nível terrestre conta com sistemas eletrônicos, como *dataloggers*, ou podem utilizar métodos mais modernos com as redes de sensores sem fios (Beckwith, 2004), para obter informações de variáveis do campo.

Uma rede de sensores sem fio (RSSF) é um tipo de rede de comunicação de dados composta por um grande número (até milhares) de equipamentos autônomos, chamados “nós

sensores”, os quais são dotados de processamento local, e se comunicam de uma forma não guiada, formando uma rede. Esses equipamentos utilizam sensores para coletar dados do ambiente, os quais são transmitidos através da rede até uma estação remota (Heidemann, 2005).

Redes de sensores sem fios é um tema de intensa atividade de pesquisa atualmente (NSF, 2003; Miller, 2005) com trabalhos dedicados ao estudo de diversos problemas próprios das redes de comunicação (acesso ao meio de comunicação, controle de tráfego, etc.). RSSF têm aplicações militares, comerciais e científicas (Heidemann, 2005), incluindo monitoramento de oceanos, de florestas (Santi, 2003) e de habitats biológicos (Mainwaring, 2002; Szewczyk, 2004), aplicações em instrumentação industrial (Bulusu, 2004) e em agricultura de precisão (Beckwith, 2004).

1.3 – PROPOSTA DE TRABALHO E CONTRIBUIÇÕES

Neste trabalho é proposta uma forma de medição do teor de água de culturas agrícolas, como o milho, utilizando as informações de intensidade de sinal de rádio da comunicação entre os nós de uma rede de sensores sem fios, a qual tenha sido instalada no campo para medições de umidade do solo e outras variáveis. Esta proposta está baseada na absorção das ondas eletromagnéticas pela vegetação, cuja causa principal é a presença de água no interior das plantas. São apresentados um modelo de propagação das ondas eletromagnéticas através da vegetação, um modelo de medição do teor de água da vegetação e uma metodologia para empregar uma rede de sensores sem fios como instrumento de medição desta variável. São apresentados resultados de medições feitas em campos de produção de milho que confirmam a viabilidade da proposta.

O monitoramento de variáveis dos campos agrícolas, como umidade do solo, índice de radiação solar, concentração de nutrientes, etc, quase sempre demandam a intervenção humana periódica, quando pessoas têm que ir a campo para fazer a coleta de dados (Beckwith, 2004). A utilização de uma rede de sensores sem fios (RSSF) permite a automatização da obtenção de dados, permitindo um monitoramento com maior frequência (melhor resolução temporal) e com um número maior de pontos de medição (melhor resolução espacial) (Culler, 2004a). A forma não guiada de transmissão de dados (por ondas de rádio ou por meios óticos)

facilita a instalação da rede e a torna menos susceptível às condições ambientais, enquanto são menores os riscos de danos causados por descargas elétricas (raios).

A principal contribuição deste trabalho é o desenvolvimento de uma forma de medição do teor de água (umidade gravimétrica) das plantas de uma cultura agrícola, utilizando os sinais de rádio oriundos da comunicação dos nós de uma RSSF. Enquanto a rede trabalha na obtenção de dados de solo e de clima, o teor de água das plantas é estimado sem que seja necessário o emprego de um sensor específico para este fim. Nem mesmo transmissões de sinais de rádio entre os elementos da rede serão feitas para atender a esta medição, uma vez que esta será feita utilizando os sinais de comunicação usados na transmissão dos demais dados.

Uma contribuição adicional está associada ao planejamento das redes de sensores sem fios. Um modelo de propagação das ondas eletromagnéticas utilizadas na comunicação entre os elementos da RSSF dentro de uma cultura vegetal foi desenvolvido a fim de se permitir a elaboração do modelo de medição do teor de água. Este modelo pode ser utilizado para elaborar projetos de instalação de RSSF em campos agrícolas, bem como para o desenvolvimento de programas de simulação do funcionamento de redes de sensores. Embora seja uma das áreas previstas para a aplicação das RSSFs, poucos trabalhos têm sido dedicados ao monitoramento de campos agrícolas e para a agricultura de precisão. É preciso que se entenda as necessidades deste meio e as características que influenciam o funcionamento das redes de sensores quando aplicadas ao monitoramento de campos agrícolas. Fatores como perda de conectividade devido ao crescimento das plantas devem ser conhecidos para que se possa projetar uma rede deste tipo para um campo de cultivo. Os fabricantes anunciam alcances de comunicação entre nós sensores na faixa de 50 a 100 metros, em áreas abertas, e alcances menores (em torno de 10 metros) em áreas fechadas (Chipcon, 2007; Crossbow, 2006a, 2006b). Esta característica permite a utilização desses dispositivos para a agricultura de precisão, uma vez que esta necessita de medições de campo em distâncias menores que 100 metros (Mallarino, 2004; Bakhsh, 2000).

Nos trabalhos de pesquisa envolvendo RSSF, são utilizados modelos simples de propagação, os quais são baseados no modelo de Friis para o espaço livre (Whitehouse, 2002; Slijepcevic, 2002; Savvides, 2004). O modelo de Friis especifica uma atenuação do sinal de rádio utilizado nas comunicações entre nós sensores que é proporcional ao inverso do quadrado da distância que os separa (Balanis, 2005; Wang, 2005). Nos estudos sobre a comunicação em RSSF, ajusta-se este modelo, modificando o expoente da variável distância e

introduzindo-se um termo que representa uma função de distribuição normal com média zero (Lymberopoulos, 2005; Andersen, 1995; Seidel, 1992). Aqui é empregado um modelo um pouco mais elaborado, o qual considera a interação de dois campos elétricos sobre a antena do receptor de rádio, fenômeno conhecido com propagação por múltiplos caminhos (Rappaport, 2002). Um campo elétrico está associado à propagação em linha reta do sinal originado no transmissor, enquanto o segundo campo elétrico considerado é associado à parte do sinal de rádio que é refletida no solo e chega à antena do receptor.

Ao final é demonstrada a necessidade de se ter um sistema distribuído de medição do teor de água de uma cultura agrícola, quando esta medição é baseada em ondas de rádio. Este fato torna a RSSF um sistema atrativo para esta aplicação.

1.4 – ORGANIZAÇÃO DO TEXTO

Este documento é composto por 8 capítulos, iniciando por este e seguindo pelos capítulos de 2 a 8 conforme descrito a seguir:

- O **capítulo 2** destaca a importância de um sistema de medição distribuída para o monitoramento de campos agrícolas. É feita uma breve apresentação sobre redes de sensores sem fios, sobre os elementos que a compõem (os nós sensores) e algumas formas de se fazer sua programação (*software*).
- No **capítulo 3** são dadas as características da propagação das microondas através da vegetação. A vegetação é modelada como um dielétrico com características dissipativas, cuja constante dielétrica é fortemente influenciada pela presença de água no interior das plantas. São apresentados alguns modelos matemáticos que relacionam a atenuação das ondas eletromagnéticas com as propriedades da vegetação, apresentando uma relação aproximadamente linear entre atenuação e quantidade de água, na região de microondas. Neste capítulo é desenvolvido um modelo de propagação de microondas em cultura vegetal, o qual considera o efeito de propagação em caminho duplo. O modelo é testado sobre alguns dados experimentais.

-
- No **capítulo 4** é apresentado o modelo de medição do teor de água de uma cultura vegetal utilizando informações de intensidade de sinal de microondas. Este modelo envolve um estudo matemático dos principais fatores que influenciam a medição.
 - No **capítulo 5** é proposta uma metodologia para a utilização de uma rede de sensores sem fios para a estimação do teor de água de uma cultura vegetal. A metodologia apresentada é baseada nas características de uma cultura de milho.
 - No **capítulo 6** é feita uma caracterização da rede de sensores sem fios utilizada neste trabalho, principalmente quanto a sua organização e programação. É feita uma descrição dos equipamentos utilizados, especialmente dos medidores de intensidade de sinal de rádio. Resultados de calibração desses equipamentos são apresentados.
 - O **capítulo 7** apresenta uma série de resultados experimentais obtidos em campos de produção de milho, no período de novembro de 2005 a abril de 2007. Esses resultados confirmam a relação linear entre a atenuação das ondas eletromagnéticas utilizadas pelos nós sensores e o teor de água da vegetação. Também é demonstrada a necessidade de se fazer a medição radiométrica do teor de água utilizando um sistema distribuído.
 - As conclusões e propostas de continuidade do trabalho de pesquisa são apresentadas no **capítulo 8**, encerrando o texto.

CAPÍTULO 2

SENSORIAMENTO REMOTO DE CAMPOS AGRÍCOLAS

Este capítulo apresenta alguns conceitos de sensoriamento remoto de campos de cultivo agrícola e a aplicação deste em agricultura de precisão. São apresentados o conceito de agricultura de precisão e suas vantagens sobre os métodos tradicionais de cultivo. É feita uma breve descrição de Redes de Sensores Sem Fios (RSSF), e sua aplicação como um sistema de medição distribuída inserido no processo de agricultura de precisão. São apresentados os conceitos de RSSF, seus aspectos físicos (*hardware*) e de programação (*software*) dos elementos que compõem a rede.

2.1 – AGRICULTURA DE PRECISÃO

Agricultura de precisão (*Precision Agriculture, Precision Farming*) é um termo que tem sido utilizado em alguns países para designar a forma de tratamento diferenciado de grandes campos de cultivo (McBratney, 2003). Esta forma de tratamento dos campos agrícolas tem sido desenvolvida desde a década de 1990 em alguns países, como França, Austrália e Estados Unidos, a fim de se melhorar a produção, reduzir a utilização de insumos e diminuir o impacto ambiental causado pelo uso de fertilizantes e defensivos agrícolas. Ela se baseia na variabilidade temporal e espacial (ditas escalas tempo e de espaço) dos solos e fatores de produção dentro de um campo (Zhang, 2002). Escalas de tempo são críticas, porque as operações ocorrem quando elas mais irão beneficiar as culturas. Escalas de espaço se tornam um princípio fundamental de manejo de campos, porque as entradas e as práticas de cultivo variam com o tipo de solo, população de pragas, ou maturidade da cultura. Estas diferenças são visíveis durante a estação de cultivo, em que variada produtividade resulta de diferentes

condições de crescimento (principalmente disponibilidade de água e nutrientes). Alguns trabalhos indicam variabilidade na produção de grãos, em um mesmo campo, da ordem de 1:5, onde as menores taxas de produção estão relacionadas aos maiores níveis de stress hídrico (falta de irrigação) (Wanjura, 2000; Rezende, 2002; Egli, 2004). O desafio é determinar como usar escalas de tempo e de espaço para se melhorar o entendimento do manejo agrícola, alcançando-se melhores índices de produtividade (Hatfield, 2000).

A aplicação de fertilizantes a cada estação de cultivo se faz necessária porque o processo de crescimento e colheita de culturas remove nutrientes do solo (Ehsani, 1999). Para que o solo permaneça produtivo e que novas safras possam ser cultivadas, os nutrientes retirados devem ser repostos. Para conseguir melhor produtividade, os agricultores utilizam grandes quantidades de fertilizantes para corrigir as necessidades do solo, como um todo. Esta prática de aplicação intensiva e uniforme de produtos químicos através dos campos tem resultado na contaminação do solo e da água (Bakhsh, 2000).

As características do solo variam de um ponto para outro dentro de um campo e variam em seus potenciais para a produção de culturas (Fulton, 2001). Variações na incidência de nutrientes no solo ocorrem em distâncias médias de 60 a 80 metros, não sendo inferiores a 10 metros nem superiores a 120 metros (Mallarino, 2004; Magri, 2005). A aplicação de herbicidas e fertilizantes pode ser adaptada para esta variação em uma forma específica para cada região do campo, para se obter a máxima produtividade econômica e reduzirem-se os impactos ambientais (Reyns, 2002). Alguns estudos indicaram a redução de 15 a 30% no uso de fertilizantes, na Europa, sem redução da produção. Isto foi conseguido pela aplicação das técnicas de agricultura de precisão. Outro estudo da Universidade de Idaho (EUA) indica a redução de 25% no uso de herbicidas (Ehsani, 1999). Este estudo indica que uma redução desta ordem resultaria numa economia de U\$1,1 bilhões para os Estados Unidos, por ano.

Um melhor entendimento da variabilidade da produção através dos campos pode melhorar as práticas de manejo pela inclusão da informação espacial sobre a disponibilidade de água no solo e o estado dos nutrientes nas várias unidades do campo (Bakhsh, 2000). Um bom manejo de água de irrigação é necessário para garantir um crescimento adequado das plantas e proporcionar um bom aproveitamento dos nutrientes do solo, aumentando a produtividade e reduzindo o impacto ambiental.

2.2 – MONITORAMENTO DE VARIÁVEIS AGRÍCOLAS

Um adequado acompanhamento do desenvolvimento das culturas agrícolas implica na medição de vários fatores do sistema de cultivo, principalmente para se manter o fluxo necessário de água para as plantas e uma quantidade certa de nutrientes no solo (Adamchuck, 2004; Vellidis, 2001). A medição de nutrientes é feita normalmente antes do plantio e após a colheita. A medição de umidade é feita constantemente durante o período de cultivo, sendo realizada diretamente através de instrumentos em solo ou indiretamente através de sensores radiométricos (Bristow, 2001; Irmak, 2001).

Sensores óticos e radiométricos compõem a classe de sensores mais populares na agricultura, os quais são utilizados nas medições da quantidade de energia refletida pela superfície do solo ou pela vegetação em faixas específicas do espectro eletromagnético. A medição das características de reflectância, de absorção ou transmitância da vegetação ou do solo fornece uma técnica rápida e não destrutiva de avaliar suas propriedades. O uso de sensoriamento remoto por imagens baseia-se principalmente na medição da radiação solar refletida pela superfície, o que é chamado de sensoriamento passivo (Macelloni, 2001). De forma diferente, o sensoriamento ativo emprega radares, principalmente do tipo SAR (*Synthetic Aperture Radar*), os quais emitem pulsos de microondas e medem a parcela refletida desta radiação pela superfície (Zuniga, 1979; Mattia, 2003). As bandas mais utilizadas pelos radares são a L (1 a 2 GHz) e a C (4 a 8 GHz) (Touré, 1994; Maity, 2004).

A utilização de sensores que operam na faixa de microondas é preferível sobre aqueles que operam nas bandas do infravermelho e da luz visível, por diversas razões. As nuvens, que se interpõem entre os sensores instalados em satélites e os alvos terrestres, são transparentes às microondas. A vegetação é semi-opaca a este tipo de radiação, permitindo que o solo seja observado por sensores que operam nesta faixa, mesmo quando houver cobertura vegetal (Hornbuckle, 2003). Além disso, a reflexão e a absorção de microondas é sensível à quantidade de água presente nos alvos (solo e plantas).

O sensoriamento remoto pode ser conduzido em três níveis diferentes, conforme a altitude onde se situam os sensores de radiação: terrestre, suborbital e orbital (Moreira, 2003). No nível orbital, os sensores são instalados em satélites artificiais, e as imagens obtidas fornecem uma visão ampla do alvo terrestre (“escala de paisagem”), normalmente com resolução espacial pequena (cada ponto representa uma área de mais de 200 m²), e com resoluções temporais em torno de 20 dias (INPE, 2007; NASA, 2007). Incluem-se neste grupo

os satélites da série Landsat, os da série Spot, o NOAA, Ikonos, e os CBERS (frutos de um acordo entre Brasil e China) (INPE, 2007). Nos níveis suborbital e terrestre, conseguem-se melhores resoluções espaciais e temporais do alvo a ser medido, mas a área abrangida é menor.

A análise de imagens de radiação solar refletida pelo solo e pelas plantas, principalmente nas faixas visível e NIR (infravermelho próximo do visível) são utilizadas para estimação da umidade (Mironov, 2004), do conteúdo de matéria orgânica e da presença de nitrogênio no solo, apresentando uma boa correlação (Hummel, 1996; Thomasson, 2001). O sensoriamento remoto por imagem, aplicado na agricultura se destina a dois propósitos especiais: avaliar a qualidade das culturas, seu crescimento e produção; e verificar a ocupação de áreas vegetais, identificando o tipo de vegetação presente, ou mesmo a ausência ou destruição desta (Martins, 2004). Pode-se monitorar a presença de culturas em campos agrícolas, seu estágio de crescimento (perfilhamento, maturação, enchimento de grãos, etc.) e se fazer previsões da produção da safra (Yang, 2001; Anderson, 2004).

Uma outra forma de se obter informações das culturas agrícolas é através da medição direta por sensores que operam próximos ao solo, os quais podem ser instalados em máquinas agrícolas, ou podem estar fixos em pontos distintos. Este é o sensoriamento remoto em nível terrestre. Esta forma de se conduzir as medições de campo tem a vantagem de não depender das condições de tempo e da superfície do campo (Adamchuk, 2004), além de permitir a obtenção de uma quantidade maior de dados, com maior resolução espacial e temporal, do que seria possível através do sensoriamento remoto por satélites (Leon, 2003).

2.3 – MEDIÇÃO DISTRIBUÍDA

Medição distribuída, conceitualmente, é a habilidade de se ter elementos de teste e medição fisicamente remotos entre si e o usuário (Georg, 2000). É utilizada alguma forma de comunicação entre os elementos sensores e o centro de coordenação e controle, podendo ser uma rede LAN (*Local Area Network*), uma WPAN (*Wireless Personal Area Network*), ou qualquer outra. Um sistema de medição distribuída é indicado no auxílio da condução de modernas técnicas de manejo, como agricultura de precisão, o qual demanda a medição de variáveis de solo e de clima em diversas regiões do campo.

Um exemplo de aplicação de medição distribuída é o uso de máquinas colheitadeiras de grãos nos campos agrícolas. Estas máquinas são equipadas com identificadores de posição (GPS) e utilizam um sistema de rádio para informar, a todo instante, a posição e a produção da área que está sendo colhida (Reyns, 2002; Vellidis, 2001). Neste exemplo, verifica-se a necessidade de medição distribuída, uma vez que não é possível deslocarem-se os mensurandos até os locais onde se encontram os medidores.

Em um sistema de produção agrícola, para se atingir um índice almejado de produtividade, é feito o controle de algumas variáveis do campo, como água e nutrientes contidos no solo, as quais são chamadas de “entradas”. O desafio para os agricultores é medir e controlar as variáveis de entrada para conseguirem melhores índices de produtividade (saída) com custos reduzidos. Os valores representativos da produtividade e das entradas são dados por suas respectivas médias. Como exemplo, pode-se pensar na produtividade de uma certa área obtida por uma colheitadeira de grãos, a qual será calculada pela razão entre peso de produto colhido por área de colheita.

Quando o objetivo for o controle da irrigação de um campo agrícola, pode-se escolher como variável a ser controlada, a umidade do solo ou a umidade das plantas, representados por seus valores médios. Para tal, necessita-se de um sistema distribuído de medição que colha amostras de valores de umidade em pontos distintos do campo para que um valor representativo seja calculado. Este medidor de umidade faz parte de um sistema de irrigação, o qual é utilizado no controle da produção.

A atuação no campo pode ser feita de modo uniforme ou de forma diferenciada por regiões. A tomada de decisões sobre a atuação no campo para controle da produção depende do conhecimento dos valores representativos das diversas variáveis do sistema produtivo (umidade do solo, quantidade de nutrientes no solo, incidência de radiação solar, etc) (Mallarino, 2004). Normalmente se toma o valor médio das variáveis como representativo para as características de uma certa região do campo agrícola.

2.4 – SENSORIAMENTO EM NÍVEL TERRESTRE UTILIZANDO UMA RSSF

Diferentemente do método de sensoriamento remoto por satélites, os dados do campo agrícola podem ser obtidos por medição direta, através de sensores instalados no solo. Esta forma de se conduzirem as medições de campo tem a vantagem de não depender das condições do tempo e da superfície do solo (Adamchuck, 2004). Sensores fixos no campo, podem se beneficiar de uma rede de sensores sem fios para coordenar a medição de diversas variáveis de solo e de clima e transmitir esses dados de uma forma segura, até uma estação concentradora (Wang, 2006).

Uma rede de sensores sem fios (RSSF), ou *wireless sensor network* (WSN), é um sistema distribuído de medição com aplicações em diversas áreas. Este sistema de medição é composto por uma grande quantidade de dispositivos autônomos, chamados “nós sensores”, os quais realizam medições no ambiente e transmitem os dados através da rede, até um ponto de acesso, no qual se encontra uma unidade de coleta, como um microcomputador. A comunicação é feita por meios não guiados (meios óticos ou sinais de rádio), donde vem a expressão “sem fios” (*wireless*) (Bulusu, 2000), e os dados são transmitidos utilizando-se a técnica de múltiplos saltos (*multi-hop*) entre os nós, realizando uma comunicação ponto-a-ponto (Santi, 2005; Woo, 2001, 2003). A comunicação por rádio possibilita vantagens para a rede, como a versatilidade, a facilidade de instalação e deslocamento, e a redução de custos de instalação e manutenção (Min, 2000).

Os nós sensores possuem um microcontrolador, uma unidade de memória, um sistema de comunicação e são alimentados por pequenas baterias, o que lhes impõe restrições no uso de energia (Hill, 2002, 2004; Polastre, 2005). Alguns sensores são ligados aos nós a fim de realizar medições de variáveis do ambiente (Culler, 2004a). A presença de um microcontrolador e de um dispositivo de memória permite que um protocolo de rede seja executado em cada nó sensor, e que os dados possam ser trabalhados localmente antes das informações serem transmitidas (Lewis, 2004; Loureiro, 2002). Isto permite que os dados sejam agrupados ou compactados antes de serem transmitidos propiciando uma economia de energia, uma vez que os rádios permanecerão em operação por menos tempo.

Uma RSSF instalada em um campo agrícola pode realizar vários tipos de medições em diversos pontos do campo (Beckwith, 2004). Em cada ponto podem ser coletadas amostras da umidades do solo em diferentes profundidades, da temperatura do solo, da temperatura do ar, do nível de radiação solar, entre outras variáveis de interesse. Todos estes dados seriam

transmitidos até uma estação concentradora, como um microcomputador, situada em local protegido. De posse desses dados, um especialista pode fazer um mapeamento das condições do campo e da cultura agrícola (Bernardo, 2002), para tomar decisões sobre a forma e o instante de atuar.

2.5 – CARACTERÍSTICAS DAS RSSFs

As redes de sensores sem fio compõem uma parcela particular das redes de comunicação de dados, as quais são geograficamente restritas, exigem pouco processamento de dados, e na maioria das vezes são compostas por equipamentos compatíveis entre si, o que as enquadram numa nova categoria, as PANs (*Personal Area Networks*) (IEEE, 2003). Estas características permitem que sejam feitas muitas simplificações em seus protocolos de controle. Além disso, algumas exigências próprias das RSSFs, como o acesso a algumas funções de hardware e economia de energia nas comunicações, não permitem que os protocolos de redes existentes (LANs, MANs, etc) sejam utilizados nestas (Hill, 2004).

As RSSFs diferem das redes de computadores tradicionais em vários aspectos. Normalmente essas redes possuem um grande número de nós distribuídos (até milhares), têm restrições de energia porque são alimentados por baterias, e devem possuir mecanismos para auto-configuração e adaptação, visto que os nós são depositados, geralmente, de uma forma aleatória (não planejada) e eles podem falhar ou se mover (Ye, 2003, 2004; Ruiz, 2004). Diferentemente do que ocorre com outros tipos de equipamentos, como telefones celulares e computadores portáteis, as baterias dos nós sensores deverão mantê-los em operação por longos períodos (talvez mais de um ano) pois não poderão ser recarregadas ou substituídas com facilidade (Suh, 2004).

Os nós sensores contêm um sistema de comunicação digital, unidades de sensoriamento, elementos de armazenamento de dados, recursos de processamento, uma unidade de energia, e em alguns casos possuem atuadores (Slijepcevic, 2002). A figura 2.1 apresenta um diagrama esquemático dos principais componentes de um nó sensor. A unidade de processamento é responsável por coletar e processar os dados capturados pelos sensores e fazer o controle do funcionamento do nó sensor. O sensor captura informações do ambiente (como temperatura e umidade) e fornece um sinal elétrico proporcional à informação. Os dados são enviados para a rede, na maioria das vezes, utilizando-se sinais de rádio frequência (RF) de baixa potência. O

uso do rádio é preferível sobre os meios óticos (infra-vermelho, laser) para se fazer a comunicação quando não houver garantias de área livre (sem obstáculos) entre os nós sensores.

Redes de sensores são de grande interesse para aplicações militares, comerciais e científicas (Heidemann, 2004), incluindo agricultura de precisão (Bulusu, 2004).

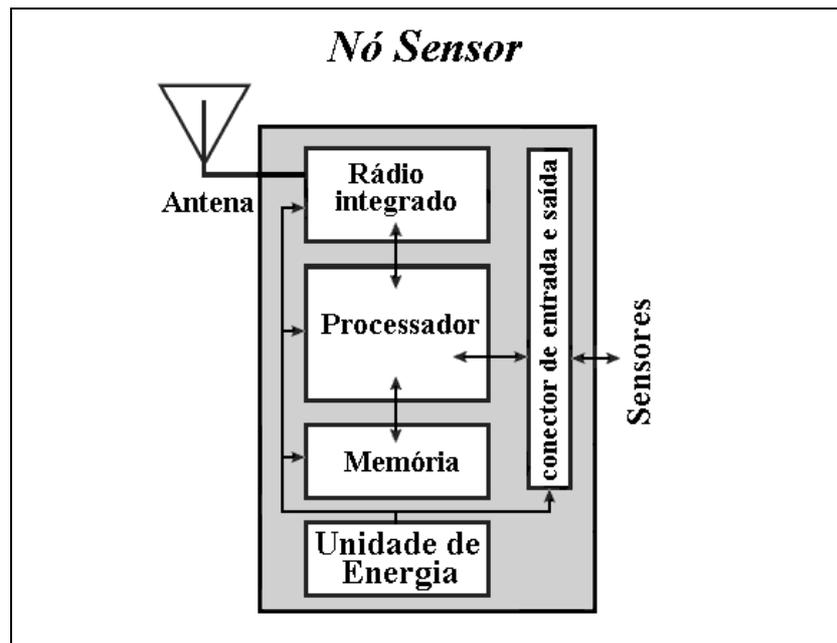


Figura 2.1 – Diagrama esquemático da arquitetura de um nó sensor

2.5.1 – Restrições de energia

O projeto de uma RSSF é influenciado por muitos fatores, os quais incluem tolerância a falhas, escalabilidade, custos de produção, ambiente de operação, topologia da rede, restrições de hardware, meio de transmissão e, principalmente, consumo de energia. A programação das camadas de rede deve ser direcionada a atender às seguintes características, em ordem de importância: evitar colisão nas comunicações, obter eficiência no uso de energia, atender os requisitos de escalabilidade e adaptabilidade (Ye, 2003). Neste sentido, é fundamental a presença de um processador local para que os dados possam ser trabalhados (fusão, agregação, etc.) antes de serem enviados pela rede. Isto se deve ao fato de ser o rádio o dispositivo que consome a maior quantidade de energia do nó sensor, quando em operação (Hill, 2004).

Como uma referência, cita-se o exemplo dos elementos da plataforma Mica2, da Crossbow (Crossbow, 2006b), a qual utiliza o rádio integrado CC1000 da Chipcon (Chipcon, 2004c) e o microcontrolador Atmega128L da Atmel (Atmel, 2004). O rádio CC1000, operando na frequência de 868 MHz, no modo de transmissão (Tx), com potência $P_T = 0$ dBm (1 mW), com taxa de 19,2 kbps (quilo-bits por segundo), drenará da fonte de energia uma corrente de 16,8 mA. Isto significa que, sendo alimentado por uma fonte de tensão de 3 V (nominal para este rádio), ele vai dissipar uma potência de 50,4 mW, o que significa um consumo de energia $E_{Tx} = 2,63 \mu\text{J/bit} \cong 26,3 \mu\text{J/byte}$ (considerando que são transmitidos outros elementos na mensagem, além dos dados). De outro lado, o microcontrolador Atmega128L, operando a 4MHz (frequência típica), processa 4 milhões de instruções por segundo, e drena uma corrente elétrica de 5,5 mA. Estando alimentado por uma fonte de energia de 3 V, dissipará uma potência de 16,5 mW, o que significa um consumo de energia $E_{\mu C} = 4,1$ nJ/instrução. Em resumo, para cada byte transmitido pelo rádio, consome-se uma quantidade de energia suficiente para executar 6415 instruções. Há que se considerar ainda o consumo de energia do receptor, uma vez que na comunicação de dados, cada byte transmitido corresponde a um byte recebido. As tabelas 2.1 e 2.2 apresentam os consumos de energia do microcontrolador Atmega128L e do rádio CC1000 em diferentes modos de operação.

Tabela 2.1 – Dissipação e consumo de energia do microcontrolador Atmega128L em três diferentes modos de operação

Modo de operação	Corrente	Potência	Consumo de Energia
Ativo	5,5 mA	16,5 mW	4,1 nJ/instr.
Ocioso	2,5 mA	7,5 mW	-
Inativo	< 25 μ A	< 75 μ W	-

Tabela 2.2 – Dissipação e consumo de energia do rádio CC1000 em quatro diferentes modos de operação

Modo de operação	Corrente	Potência	Consumo de Energia
Tx (transmissor)	16,8 mA	50,4 mW	26 μ J/B
Rx (receptor)	5,5 mA	35,4 mW	18 μ J/B
Ocioso	2,5 mA	18 mW	-
Inativo	< 25 μ A	< 0,18 mW	-

No modo "ocioso" (*Idle*) o dispositivo está pronto para executar qualquer operação. No modo "inativo" apenas as funções mínimas dos dispositivos (como a operação do oscilador local) estão ativas.

A figura 2.2 apresenta uma comparação entre várias fontes de consumo de energia em um nó sensor de uso comum.

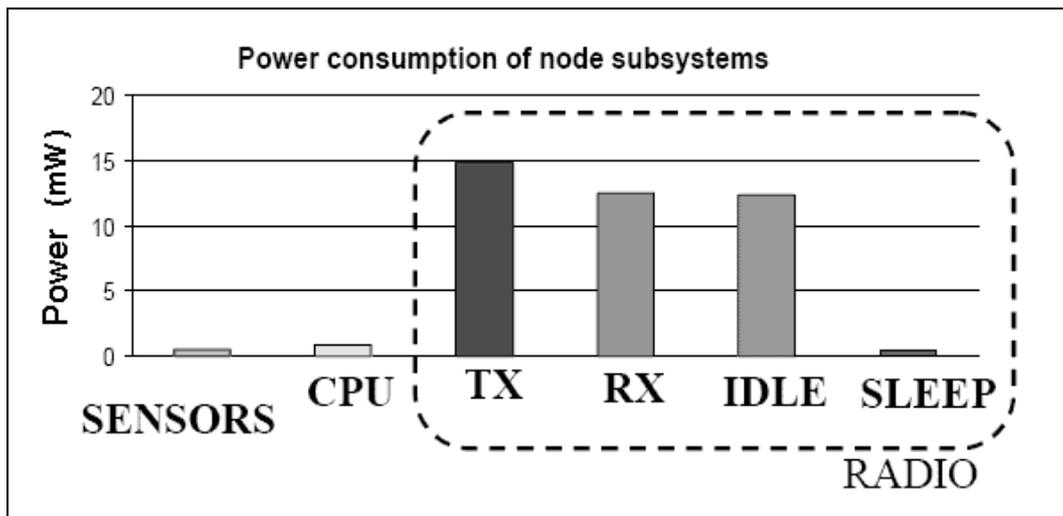


Figura 2.2 – Comparação entre os consumidores de energia de um nó sensor (Estrin, 2002)

A programação dos elementos da rede de sensores deve ser direcionada para a minimização do consumo de energia. Portanto deve haver um compromisso entre o volume de processamento local, o volume de dados enviados pela rede e a frequência das demais operações (sensoriamento, escrita e leitura em memória, etc). Uma forma de se conseguir uma grande economia de energia é pela manutenção do rádio em modo "inativo" (*sleep*) durante a maior parte (> 99%) do tempo (Ye, 2004; Woo, 2001; Polastre, 2004).

2.5.2 – Programação das RSSFs

Em sistemas de comunicação sem fio que não têm muita limitação de energia, como os que utilizam o Wi-Fi, os sistemas operacionais são adaptações de alguns já existentes e operantes em sistemas maiores, como o Linux (Suh, 2004; Hill, 2004). Por outro lado, os sistemas pequenos, como os nós sensores, exigem sistemas operacionais com características próprias, especialmente devido às restrições de energia e recursos computacionais (Heidemann, 2004). O Departamento de Engenharia Elétrica e Ciência da Computação

(EECS) da Universidade da Califórnia – Berkeley – desenvolveu um sistema operacional simples e compacto, ao qual deram o nome de TinyOS, destinado aos pequenos dispositivos de RSSF (TinyOS, 2007). Um outro sistema operacional feito para as redes de sensores é o EmStar, desenvolvido no *Center for Embedded Networked Sensing*, da Universidade da Califórnia – Los Angeles, o qual é baseado no sistema operacional Linux (Elson, 2003; Elson, 2004). EmStar é um ambiente de programação direcionado a plataformas que funcionam como micro-servidores de redes (Girod, 2003).

O sistema TinyOS é anterior ao EmStar e tornou-se popular entre os pesquisadores de redes de sensores por ser de código aberto, de distribuição gratuita, e ter sido desenvolvido especialmente para as RSSFs (Suh, 2004; Levis, 2003). Será feita aqui uma breve introdução sobre o sistema operacional TinyOS e a linguagem de programação nesC, associada a ele.

TinyOS é um sistema operacional simples, caracterizado por uma arquitetura baseada em componentes que permite agilidade na implementação e na atualização dos aplicativos, além de minimizar o tamanho do código, o que é importante devido à grande restrição natural de memória dos nós sensores (Gay, 2003b). O modelo de componentes oferecido pelo TinyOS permite controle direto do *hardware*, eliminando a necessidade de camadas de redes de comunicação (Hill, 2004).

Cada componente executa suas funções através de comandos (*commands*) e tarefas (*tasks*). As tarefas são rotinas internas, enquanto os comandos são funções acessadas por blocos externos. A cada chamada de um comando, o módulo executa a função pertinente e retorna um resultado através de um evento (*event*). A ligação entre os componentes é feita através de suas interfaces, as quais são bidirecionais e representam o único ponto de acesso ao componente. Uma interface declara um conjunto de comandos e um outro conjunto de eventos. Um comando é um pedido a um componente para executar alguma ação, tal como enviar uma mensagem para a rede ou iniciar a leitura de um sensor. Os eventos sinalizam a conclusão de uma operação ou um evento vindo do ambiente, uma interrupção de hardware (por exemplo recepção de mensagem ou o sinal de um sensor) (Levis, 2003).

A programação dos nós sensores que utilizam o sistema operacional TinyOS é feita com a linguagem nesC. Esta linguagem de programação foi desenvolvida para auxiliar no desenvolvimento do sistema operacional TinyOS e para servir de linguagem de programação para as redes de sensores baseadas nos motes de Berkeley (MICA motes e outros) (Gay, 2003a).

Os comandos são funções de um componente chamadas por outros componentes, enquanto as tarefas são funções chamadas de dentro do próprio componente. Um componente **A** oferece um comando C_A que pode ser chamado por um componente **B** através de suas interfaces (interface de **A** ligada à interface de **B**). Quando **A** termina a execução do comando C_A , ele sinaliza um evento E_A , através de sua interface, para o componente **B**, o qual deverá tratar este evento (tomar alguma atitude interna). Uma tarefa T_A do componente **A** só pode ser acionada por uma ordem interna deste componente. Da mesma forma, uma tarefa T_B do componente **B** só pode ser acionada por uma ordem interna sua. A figura 2.3 apresenta uma representação esquemática da ligação (*wiring*) entre as interfaces **Timer** do módulo **TimerM** e do módulo **Counter**, os quais fazem parte de um aplicativo para um nó sensor, chamado **Contador**. O comando **start** do módulo **TimerM** é chamado pelo módulo **Counter**, através da interface **Timer** (veja declaração “call Timer.start” na figura 2.3). Após decorrido o tempo especificado, o módulo **TimerM** sinaliza um evento **fired**, como retorno ao módulo **Counter**, indicando que o tempo chegou ao fim. O módulo **Counter**, então passa a executar algumas funções em resposta ao evento sinalizado, como indicado na figura 2.3 no bloco iniciado pela declaração “event result_t Timer.fired”.

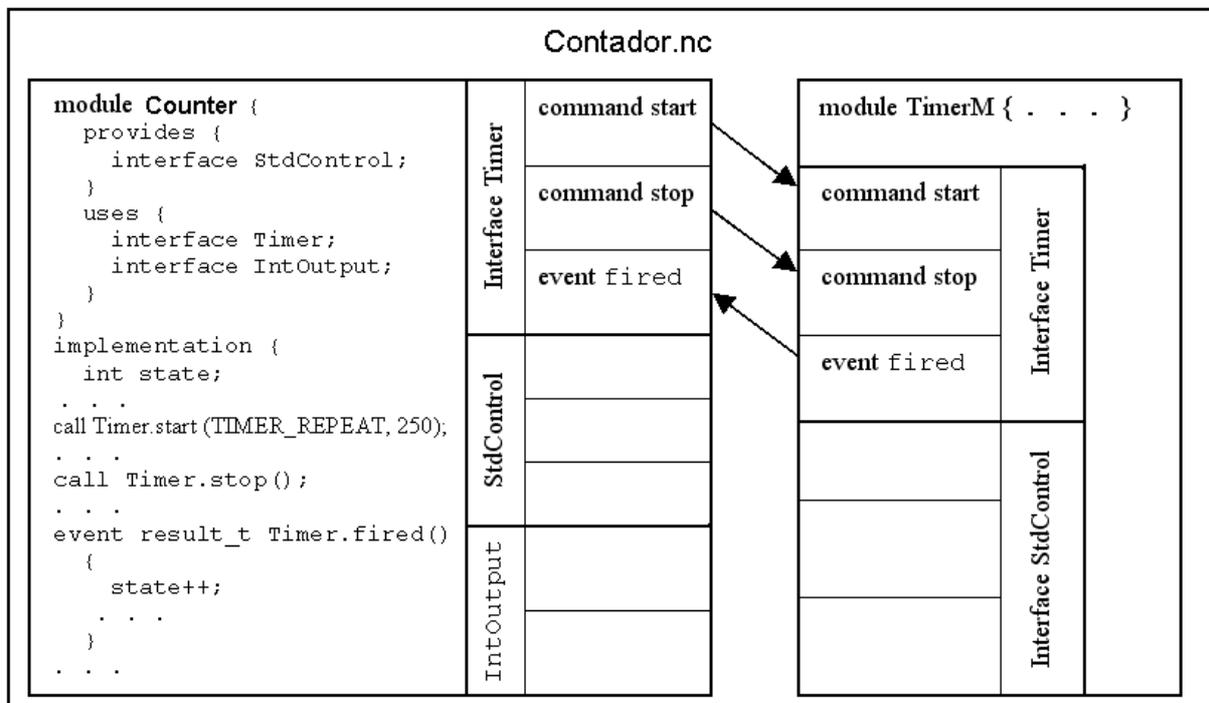


Figura 2.3 – Ligação entre os módulos Counter e TimerM através da interface Timer feita em uma aplicação hipotética chamada Contador.nc

2.6 – CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentados alguns assuntos que fazem parte deste trabalho. Foi apresentado o conceito de agricultura de precisão e alguns métodos de monitoramento de campos agrícolas envolvidos nesta técnica de manejo de grandes campos de cultivo. Foi apontada a necessidade de um sistema de medição distribuída para o monitoramento dos campos agrícolas e foi apresentado o conceito de rede de sensores sem fios (RSSF) e sua aplicação para esta finalidade. Foi feita uma introdução dos aspectos construtivos (*hardware*) e lógicos (*software*) das RSSFs. Estes conceitos serão utilizados no capítulo 6, que apresenta a RSSF utilizada como instrumento de medição neste trabalho de pesquisa. O capítulo 3, a seguir, apresentará o desenvolvimento de um modelo de propagação de ondas eletromagnéticas através de uma cultura agrícola, o qual descreve o comportamento das ondas de rádio dos sinais de comunicação entre os elementos da RSSF. Este modelo será utilizado no desenvolvimento do modelo de medição do teor de água da cultura vegetal.

CAPÍTULO 3

Modelo de Propagação de Microondas Através da Vegetação

Este capítulo apresenta um estudo sobre a atenuação das ondas eletromagnéticas, casada pela vegetação, na faixa de frequências de microondas. A atenuação se deve principalmente à presença de água no interior das plantas. São apresentados modelos de propagação de ondas eletromagnéticas através de meios vegetais, indicando algumas relações existentes entre os parâmetros da vegetação e o comportamento das ondas. É desenvolvido um modelo de propagação das ondas de rádio utilizadas na comunicação entre os elementos da RSSF, o qual considera a propagação em caminho duplo (duplo raio) e a influência da vegetação na atenuação das ondas eletromagnéticas na faixa de microondas.

3.1 – INTRODUÇÃO

O estudo da quantidade de energia eletromagnética absorvida pela vegetação em diferentes raias espectrais, ou mesmo o estudo da variação deste fenômeno ao longo do tempo, tem sido usado como fonte de diversas informações a respeito da cobertura vegetal sobre o solo (Wigneron, 2004), especialmente sobre florestas e campos agrícolas (Touré, 1994; Anderson, 2004; Leon, 2003). Em campos agrícolas pode-se monitorar o crescimento das culturas, seu estágio de desenvolvimento (perfilhamento, maturação, enchimento de grãos, etc.) e se fazer previsões da produção da safra (Yang, 2001).

As ondas eletromagnéticas na faixa de frequências dos radares não sofrem interferência das nuvens (Lipton, 1999; Ulaby, 1981b). Isto favorece a sua utilização, visto que muitas imagens de satélite obtidas por reflexão de luz solar são perdidas devido à presença de nuvens entre o alvo terrestre e o sensor. As bandas mais utilizadas pelos radares são a L (1 a 2 GHz) e a C (4 a 8 GHz) (Moreira, 2003).

Aqui são apresentados modelos de propagação para ondas eletromagnéticas da banda-L, que é a faixa de frequências mais próxima das frequências de operação dos equipamentos utilizados neste trabalho (916 MHz e 2,4 GHz). Esses modelos descrevem a perda de energia do sinal de microondas em função da frequência de relaxação das moléculas de água contidas no interior das plantas. Enquanto a água livre tem uma frequência de relaxação próxima de 20 GHz, a água contida nas plantas, se encontra ligada às paredes dos vasos capilares, dissipando mais energia em frequências próximas da banda-L (Jackson, 1989; Trabelsi, 2006).

3.2 – INTERAÇÃO DE MICROONDAS COM A ÁGUA

As características do solo e da vegetação determinam o comportamento das ondas eletromagnéticas incidentes, causando-lhes atraso, desvio ou atenuação. Alguns modelos matemáticos foram criados com o objetivo de descrever esses fenômenos, principalmente no que se referem às bandas de frequências utilizadas em sensoriamento remoto (microondas à luz visível). Na faixa de microondas, a água contida na vegetação é apontada como o fator que mais influencia estes fenômenos (Anderson, 2004; Ulaby, 1979; Fung, 1978; LeVine, 1996; Macelloni, 2001).

Qualquer elemento que preencha o espaço percorrido por ondas eletromagnéticas pode ser considerado um dielétrico e influenciará em sua propagação. Quando não ocorre absorção de energia, diz-se que o dielétrico é perfeito, ou não dissipativo, pois não haverá atenuação (dissipação) da energia da onda incidente. Quando o dielétrico for dissipativo, a energia do campo eletromagnético sofre redução exponencial (Hait, 1983). Os modelos de propagação das ondas eletromagnéticas em meios dissipativos são derivados das equações de Maxwell:

$$\nabla \times \mathbf{E} = -j\omega\mu\mathbf{H} \quad (3.1)$$

$$\text{e} \quad \nabla \times \mathbf{H} = (\sigma + j\omega\epsilon)\mathbf{E} \quad (3.2)$$

onde σ é a condutividade elétrica, ω é a frequência angular da onda, ϵ é constante dielétrica e μ é a permeabilidade magnética do meio.

No estudo de dielétricos dissipativos, estes são caracterizados por um valor complexo, derivado da condutividade elétrica e da constante dielétrica, conforme mostrado na equação (3.3) (Solymar, 1986):

$$\nabla \times \mathbf{H} = j\omega \left(\epsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \right) \mathbf{E} = j\omega (\epsilon' - j\epsilon'') \epsilon_0 \mathbf{E} \quad (3.3)$$

O termo $\epsilon_r (= \epsilon' - j\epsilon'')$ é conhecido como permissividade complexa do meio relativa ao espaço livre, e $\epsilon_0 = 8,854 \times 10^{-12}$ F/m é a permissividade do espaço livre (Hait, 1983). O fator ϵ' é a constante dielétrica e ϵ'' é um fator de perdas de energia no dielétrico representando os mecanismos de relaxação e condução. A relação entre as propriedades dielétricas e o teor de água dos vegetais é utilizada para identificar sua umidade. Este método é chamado espectroscopia e é aplicado em muitos casos para a avaliação de grãos antes da armazenagem (Nelson, 2006). Embora este método não seja dos mais simples, ele apresenta vantagens sobre outros, por ser um método não destrutivo e ser muito rápido (Young, 1991).

A espectroscopia (medição dos espectros eletromagnéticos) está relacionada com a transição de diferentes moléculas entre níveis discretos de energia. A energia das moléculas pode ser descrita pelas contribuições translacional, rotacional, vibracional, e eletrônica (Solymar, 1986). Cada tipo de molécula tem um único conjunto de níveis de energia, portanto, o espectro de absorção pode ser utilizado para identificar o material. Muitos materiais podem ser identificados pelo espectro eletromagnético na faixa de microondas, utilizando as transições em nível rotacional. A presença de água é identificada principalmente pela energia rotacional e vibracional, nos espectros do infravermelho e do visível. A faixa translacional é muito estreita, para ser medida e a contribuição eletrônica está relacionada ao espectro ultravioleta (Young, 1991).

As propriedades dielétricas da maioria dos materiais variam com alguns fatores. Em materiais higroscópicos, como os produtos agrícolas, a quantidade de água é um fator dominante. As propriedades dielétricas também dependem da frequência do campo elétrico aplicado, da temperatura do material e de sua densidade e estrutura (Nelson, 1991).

O gráfico da figura 3.1 apresenta o modelo de Debye da constante dielétrica da água pura em relação à frequência, no qual é considerado apenas um mecanismo de dispersão (apenas uma frequência de relaxação), conforme visto em (Nelson, 1991). Neste gráfico, ϵ_s representa a permissividade estática (frequência $f = 0$ Hz) e ϵ_∞ representa a permissividade

para $f \rightarrow \infty$. O valor de ϵ_{∞} da água é praticamente constante (independente da temperatura), $\epsilon_{\infty} = 4,3$. Para a temperatura $T = 0^{\circ}\text{C}$, a frequência de relaxação (frequência em que ocorre a maior dissipação de energia) é $f_r = 8,89$ GHz e $\epsilon_s = 87,9$. Para a temperatura $T = 20^{\circ}\text{C}$, $f_r = 17,11$ GHz e $\epsilon_s = 80,2$ (Nelson, 1991). Utilizando-se estes valores, são calculados os valores da constante dielétrica da água para as frequências de 1,0GHz, 2,0GHz e a frequência de relaxação, nas temperaturas de $T = 0^{\circ}\text{C}$ e $T = 20^{\circ}\text{C}$, cujos resultados estão na tabela 3.1.

Tabela 3.1 – Constante dielétrica relativa da água para diferentes temperaturas e frequências

f [GHz]	$T = 0^{\circ}\text{C}$	$T = 20^{\circ}\text{C}$
1,0	$\epsilon_r = 86,9 - j 9,3$	$\epsilon_r = 79,9 - j 4,4$
2,0	$\epsilon_r = 83,9 - j 17,9$	$\epsilon_r = 79,3 - j 8,8$
f_r	$\epsilon_r = 46,1 - j 41,8$	$\epsilon_r = 42,2 - j 37,9$

O gráfico de Cole-Cole é um método frequentemente utilizado para analisar a resposta dielétrica de materiais (Trabelsi, 2006), o qual representa a relação entre ϵ' e ϵ'' para uma ampla faixa de frequências. Para uma única constante de relaxação, o gráfico de Cole-Cole é um semi-círculo com centro no eixo ϵ' . A figura 3.2 mostra um gráfico de Cole-Cole para a água pura, a 20°C , com as mesmas características da representação da figura 3.1.

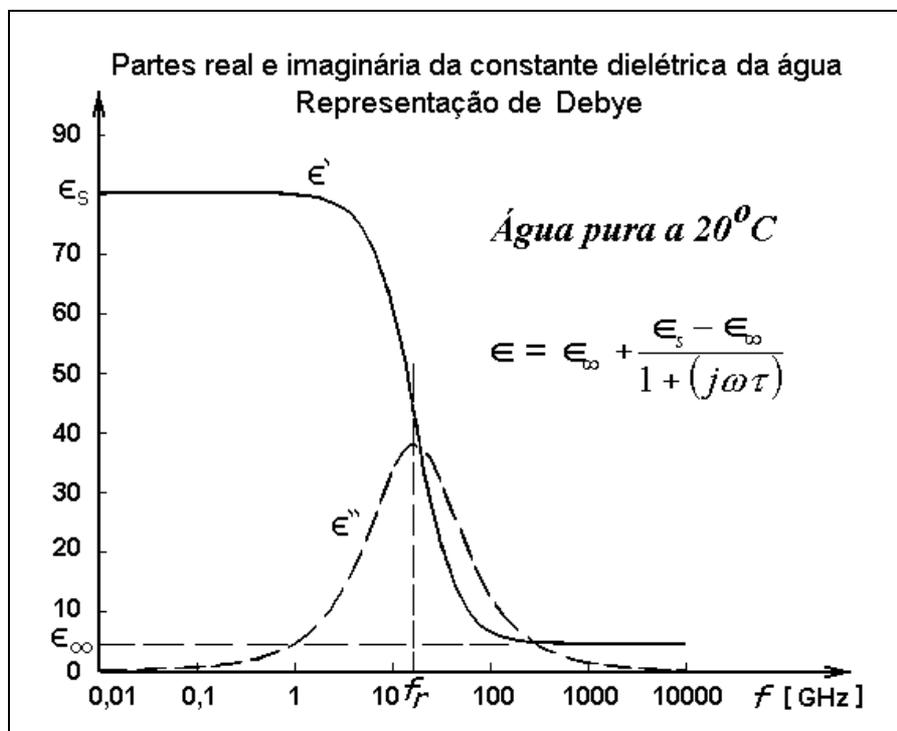


Figura 3.1 – Curvas dos fatores de espalhamento e absorção representando o modelo de Debye para a água, considerando apenas a uma constante de relaxação ($\alpha = 0$)

A equação empírica de Cole-Cole é (Trabelsi, 2006):

$$\epsilon = \epsilon_{\infty} + \frac{\epsilon_s - \epsilon_{\infty}}{1 + (j\omega\tau)^{(1-\alpha)}} \quad (3.4)$$

onde τ é o tempo de relaxação médio, ou constante de relaxação, e α representa o espalhamento dos tempos de relaxação ($0 \leq \alpha < 1$). Na figura 3.2, existe apenas uma constante de relaxação, então $\alpha = 0$.

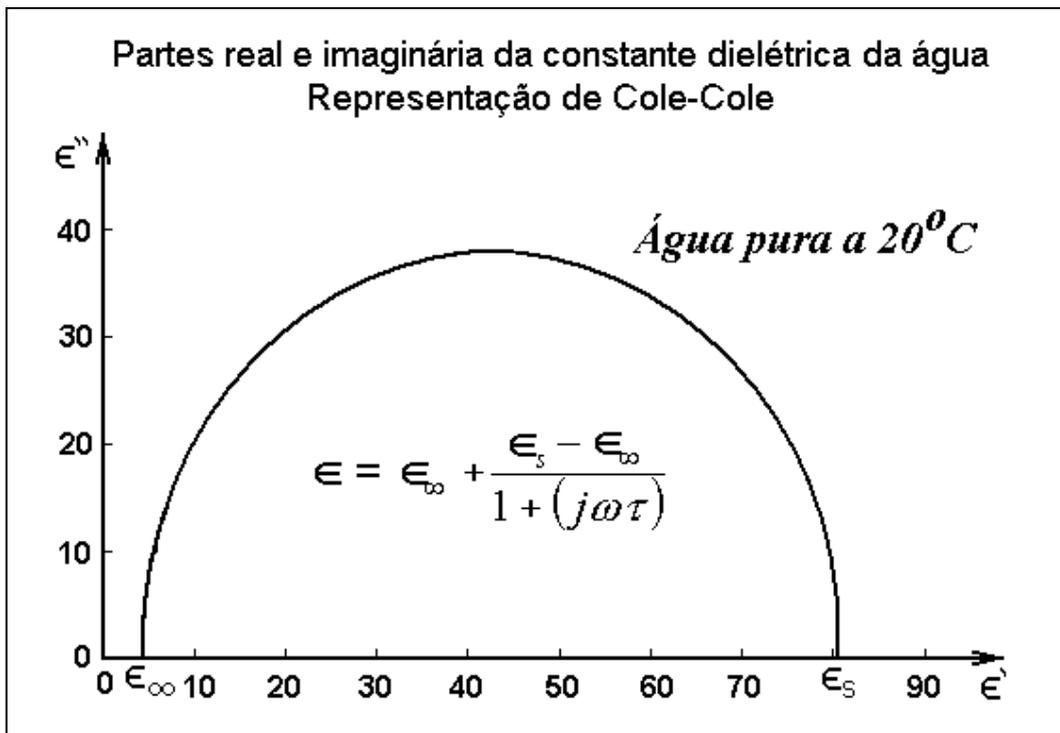


Figura 3.2 – Curvas de Cole-Cole representando o modelo de Debye para a água, considerando apenas a uma constante de relaxação ($\alpha = 0$)

O cálculo da constante dielétrica da água livre tem pouco valor para a radiometria de produtos agrícolas, visto que nestes a maior parte da água está presente em suas capilaridades ou cavidades, ou ligada quimicamente a outras moléculas. As relaxações dielétricas da água contida no interior das plantas ocorrem em frequências mais distintas daquela da água livre, fato devido à presença de água ligada (*bound water*) no interior da plantas (Nelson, 1991; Attema, 1978; Ulaby, 1987; Mironov, 2004). Além disso, os íons presentes na água fazem aumentar a absorção da energia eletromagnética na região das frequências baixas. A figura 3.3 apresenta um gráfico de Cole-Cole ajustado para valores medidos da constante dielétrica de uma amostra de trigo com teor de umidade de 23,6% e para diferentes

temperaturas. Foi calculado um fator de dispersão $\alpha = 0,42$. Observa-se que a relação entre ϵ' e ϵ'' permanece constante, mesmo com variação de temperatura, diferentemente do que seria esperado para a água pura. Atribui-se este fato à presença de água ligada (*bound water*) no interior dos grãos de trigo.

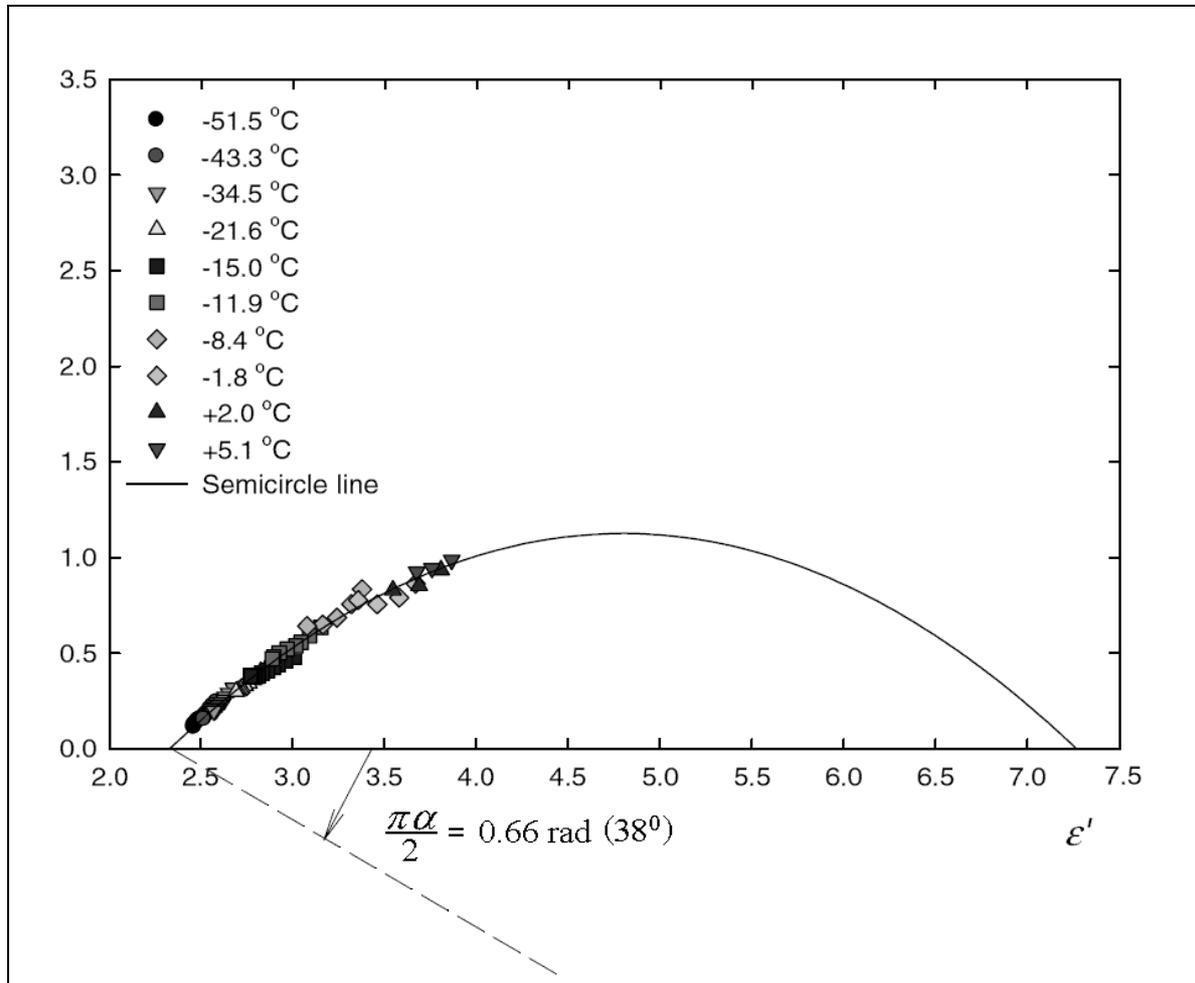


Figura 3.3 – Gráfico de Cole-Cole para uma amostra de trigo com 23,6% de teor de água e densidade de 0,815g/cm³. O ângulo entre o eixo ϵ' e o raio do semicírculo fornece o parâmetro α ($= 0,42$) que indica o espalhamento das constantes de relaxação (Trabelsi, 2006)

A figura 3.4 apresenta os gráficos de ϵ' e ϵ'' , para uma solução de NaCl em água a 3,5%. Observa-se um comportamento de ϵ'' diferente do que ocorreu para a água pura (mostrado na figura 3.1). Esta característica de ϵ'' indica que haverá um aumento na dissipação de energia eletromagnética, nas frequências mais baixas, quando for diluído sal na água.

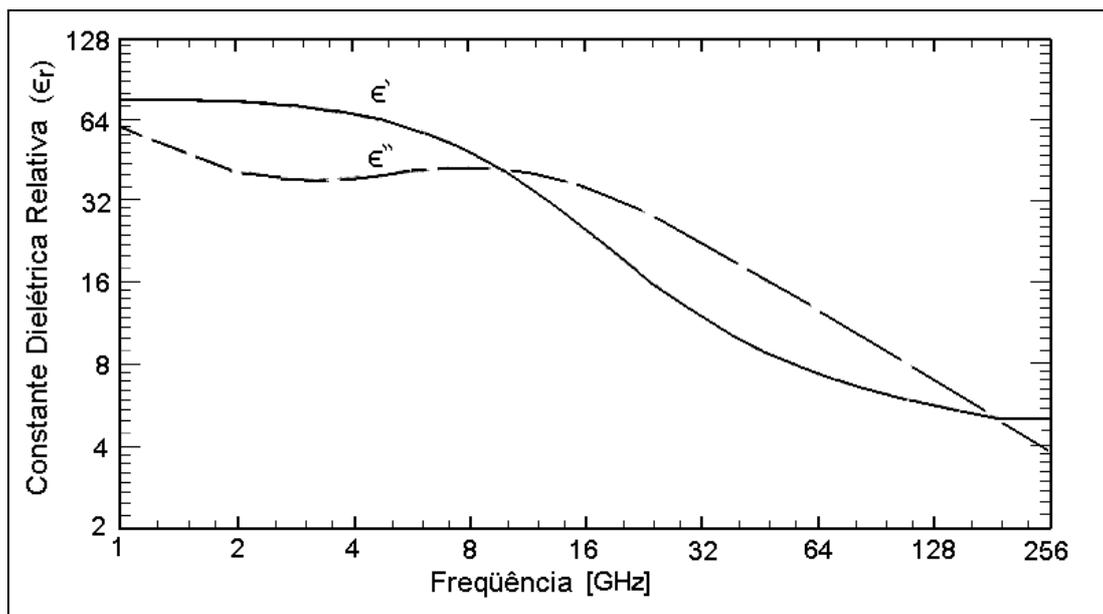


Figura 3.4 – Partes real (ϵ') e imaginária (ϵ'') da permissividade relativa da solução de NaCl em água a 3,5% (Meissner, 2004)

Os modelos e resultados experimentais apresentados mostraram que, embora a água livre cause maior dissipação de energia em ondas eletromagnéticas de frequências em torno de 20 GHz, muito acima da banda L (1 a 2 GHz), as ondas nesta faixa de frequências sofrerão maior atenuação pelos meios vegetais devido à presença da chamada água presa (*bound water*). Este fato foi utilizado na elaboração dos modelos que serão apresentados nas seções seguintes.

3.3 – MODELAGEM DA PROPAGAÇÃO DE MICROONDAS PELA VEGETAÇÃO

Na teoria da radiometria de vegetação por microondas, modelos teóricos têm sido desenvolvidos para interpretar as relações existentes entre as observações radiométricas e os parâmetros da vegetação, como IAF (índice de área foliar), biomassa, conteúdo de água da planta, umidade do solo, etc. A maioria dos modelos usados são modelos físicos baseados no cálculo das interações do campo eletromagnético com o docel da vegetação (Karam, 1997). Cada elemento do docel (parte folhada) atenua e espalha o campo eletromagnético incidente de uma forma que depende do tamanho da partícula, da sua densidade, da localização, do conteúdo de água, da frequência e da polarização do campo (Fung, 1979; Ulaby, 1979; Lang, 1981; Tavakoli, 1991; LeVine, 1996). Os modelos são diferentes para cada tipo de vegetação

(coníferas, árvores com troncos e galhos grossos, culturas agrícolas, etc) e envolvem uma série de simplificações para cada tipo. As folhas largas da vegetação decídua, normalmente, são modeladas como finos discos dielétricos enquanto as folhas de coníferas são modeladas como cilindros finos e longos (agulhas), e cilindros finitos são usados para modelar os galhos na vegetação desfolhada (Karam, 1988; Koh, 2003).

Vários modelos baseados na teoria da transferência da radiação (Maity, 2004) têm sido validados para diferentes culturas, como trigo, milho, arroz, etc. Segundo Fung & Fung (1977), o docel da vegetação pode ser modelado como um conjunto de folhas (meios dispersivos) localizadas em pontos discretos do espaço, distribuídos aleatoriamente, ou como um meio contínuo e não homogêneo com uma função de dielétrico que varia em torno de um valor médio. No primeiro caso, os elementos dispersores são considerados uniformes em tamanho e em constante dielétrica (Lang, 1981; Touré, 1994), uniformemente distribuídos (Al-Nuaimi, 1994), sendo aplicável a teoria de múltiplas camadas de dispersores, a qual demanda uma grande complexidade computacional. Na modelagem por meio não homogêneo, considera-se a média ponderada das contribuições da vegetação e do ar, que compõem o docel.

Entre os modelos mais conhecidos e utilizados, estão o modelo do meio contínuo de Fung & Fung (Fung, 1977; Fung, 1979; Zuniga, 1979; Schmugge, 1992; Macelloni, 2001), o modelo da nuvem de água, proposto por Attema e Ulaby (Attema, 1978) e o MIMICS (*Michigan Microwave Canopy Scattering*) proposto por Ulaby (Maity, 2004; Touré, 1994).

A seguir são apresentados o modelo do espaço médio de Fung (1977), que estabelece uma forma de calcular a constante dielétrica da vegetação, e o modelo linear de Jackson (1990), que relaciona a atenuação das ondas eletromagnéticas ao teor de água da vegetação.

3.3.1 – O modelo do espaço médio e outros

Para obter o modelo do meio contínuo não homogêneo, Fung (1977) propôs o método da renormalização de primeira ordem, o qual foi utilizado por ele e por outros pesquisadores posteriormente (Fung, 1978; Ulaby, 1979; Zuniga, 1979). Neste modelo o docel da vegetação é considerado como uma camada contínua de dielétrico cujas características são obtidas pela média ponderada das contribuições das plantas e do ar. A permissividade relativa do docel (ϵ_d) é calculada conforme o volume ocupado pela vegetação (V_p) e pelo ar (V_a):

$$\epsilon_d = (\epsilon_p V_p + V_a) / V \quad (3.5)$$

onde V é o volume total do docel, ϵ_p é a permissividade relativa da vegetação (plantas) e ϵ_d é um valor complexo. A permissividade relativa do ar é considerada unitária.

De acordo com o método da renormalização de primeira ordem (Fung, 1977), o campo médio existente na camada não homogênea pode ser visto como um plano de propagação de ondas em um efetivo meio dissipativo (com perdas) homogêneo. A atenuação e o espalhamento do campo no docel da vegetação depende da frequência das ondas incidentes, da temperatura, da umidade das plantas, do volume relativo das plantas (V_p/V) e da altura do docel.

Devido à complexidade do meio vegetal, visto como um dielétrico para a propagação das ondas eletromagnéticas, algumas considerações devem ser feitas a fim de se conseguir simplificações para se estabelecer um modelo matemático (Maity, 2004):

- docel da vegetação é um meio equivalente com uma constante dielétrica complexa homogênea ($\epsilon_d = \epsilon_d' - j\epsilon_d''$). Onde ϵ_d' e ϵ_d'' são as partes real e imaginária da constante dielétrica equivalente do docel;
- As inclusões são consideradas pequenas em relação ao comprimento de onda; portanto as perdas por espalhamento são mínimas e a atenuação será devida apenas às perdas por absorção.

A maior parte do docel da vegetação é ocupada por ar, e menos de 1% é ocupado pelas folhas e galhos (Fung, 1977; Schmugge, 1992). Como o teor de água na vegetação é alto (>50%) e a parte imaginária da constante dielétrica da água é muito maior que da matéria seca, a constante dielétrica das folhas é governada pelo seu conteúdo de água (Ulaby, 1981b). Medições em folhas de milho e algodão, com teores de água variando de $m_g = 0,54$ g/g a $m_g = 0,66$ g/g, indicam valores de ϵ'' (que é a parte da constante dielétrica ligada às perdas) entre 5,2 e 6,6. Na cultura de algodão, foi encontrado um coeficiente de perda de 0,39 Np/m, o que significa uma atenuação de 1,7dB por metro, ou 17dB a cada 10 metros (Maity, 2004).

Fung & Ulaby (1978), estenderam o modelo do espaço médio para uma vegetação foliada e testaram o modelo para culturas de alfafa, soja e milho. Fung (1979) utilizou seu modelo do espaço médio para estudar o efeito da cobertura vegetal sobre as ondas eletromagnéticas que incidem em direção ao solo. O docel da vegetação foi modelado como uma camada plana e homogênea situada entre o ar e o solo. Testes feitos com alfafa e soja

demonstraram que os efeitos de espalhamento e atenuação são acentuados para os ângulos de incidência mais abertos em relação à reta normal ao solo. Zuniga (1979) usou o método do campo médio (Fung, 1977) para modelar o espalhamento (*backscattering*) das ondas eletromagnéticas em múltiplas camadas de vegetação. Este modelo seria aplicado em casos como o de florestas, onde a camada de folhas estaria sobre a camada de troncos.

Ulaby (1979) indicou que culturas vegetais, como milho, soja e trigo causam uma atenuação nas microondas que pode ser modelada como uma exponencial decrescente ($e^{-2\alpha d}$), em função da distância (d) percorrida pela onda. O fator de atenuação (α) é, em geral, uma função dos parâmetros da vegetação (altura das plantas, densidade, conteúdo de água e perfil da cobertura) e dos parâmetros da onda eletromagnética incidente (frequência, ângulo de incidência e polarização do campo elétrico).

Segundo Macelloni (2001) a banda-L tem a faixa de frequências mais convenientes para estudar vegetações com folhas grandes (ex. milho) enquanto a banda C é mais adequada para vegetação com folhas pequenas.

A influência da polarização na atenuação das ondas eletromagnéticas em culturas com presença de talos, foi também estudada por Tavakoli (1991). Nesse trabalho, foi desenvolvido um modelo para a propagação horizontal das ondas eletromagnéticas, atravessando uma plantação de milho perpendicularmente aos caules. Diferentemente do modelo do meio contínuo de Fung (1977), que considera a vegetação como uma distribuição aleatória de elementos dispersivos, o modelo de Tavakoli (1991) considera a vegetação como uma distribuição determinística, com alguma flutuação. Tavakoli realizou medições de atenuação do sinal eletromagnético no caminho de propagação (*PL – path loss*) em um campo de milho composto por sete fileiras igualmente espaçadas. Foram obtidos os seguintes resultados: $PL = 17,2 \pm 2,9$ dB para polarização vertical e $PL = 5,5 \pm 0,4$ dB para polarização horizontal. A maior atenuação verificada na polarização vertical se deve ao alinhamento do campo elétrico com os talos das plantas.

3.3.2 – O modelo linear de Jackson

Posteriormente aos trabalhos de Fung (1977, 1978, 1979) e Ulaby (1979), Jackson (1990) propôs um modelo simples que relaciona o conteúdo de água do docel às perdas de propagação das ondas eletromagnéticas através da vegetação. De acordo com Jackson a profundidade ótica da vegetação é expressa como o produto de um parâmetro, b , pelo conteúdo de água da vegetação (W) (Jackson, 1990; Schmugge, 1992):

$$\tau = b \cdot W. \quad (3.6)$$

W é o conteúdo de água do docel da vegetação por unidade de área (kg/m^2), e é calculado pelo produto da umidade gravimétrica (m_g), a altura do docel (H) e a relação de ocupação volumétrica (V_p/V). V_p é o volume de plantas e V é o volume total do docel (Schmugge, 1992):

$$W = m_g \cdot H \cdot V_p/V \text{ (kg/m}^2\text{)} \quad (3.7)$$

O parâmetro b depende principalmente do tipo de cultura e da frequência das ondas incidentes. Para frequências da banda-L, um valor de $b = 0,15$ tem sido considerado adequado para a maioria das culturas agrícolas (Wigneron, 2004). Schmugge & Jackson (1992) propuseram dois modelos para o cálculo de b em função da constante dielétrica da vegetação. Para o cálculo dessa constante dielétrica eles se basearam no modelo do espaço médio de Fung (1977).

A profundidade ótica está relacionada à transmissividade do meio, ou seja, à energia eletromagnética que o atravessa em relação à energia incidente (Jackson, 1990):

$$\gamma = \frac{P_R}{P_T} = e^{-\tau \cdot \sec \theta}. \quad (3.8)$$

onde θ é o ângulo de incidência da onda sobre a camada de dielétrico (vegetação).

Considerando que a incidência é perpendicular à camada do docel e que apenas a absorção de energia contribui para a redução da potência da onda eletromagnética que atravessa a vegetação, podemos relacionar a profundidade ótica, e a umidade das plantas à atenuação da onda:

$$e^{-\tau} = \frac{P_R}{P_T} = e^{-2 \cdot \alpha \cdot d} \quad (3.9)$$

$$2 \cdot \alpha \cdot d = \tau = b \cdot W = b \cdot m_g \cdot \frac{V_p}{V} \cdot d \quad (3.10)$$

$$m_g = \frac{2 \cdot \alpha}{b} \cdot \frac{V_p}{V} \quad (3.11)$$

Schmugge & Jackson (1992) estudaram a adaptação de dois modelos para a estimação do parâmetro b : o modelo linear e o modelo refrativo, ou da raiz quadrada. Foi encontrado que, para comprimentos de onda longos ($\lambda > 5\text{cm}$) o modelo refrativo é mais adequado, conforme se verifica no gráfico da figura 3.5. Nesta categoria estão as faixas ISM de 2,4GHz ($\lambda \cong 12,5\text{ cm}$), que é livre de licença em todo o mundo, e de 916MHz ($\lambda \cong 33\text{ cm}$), livre de licença no Brasil (ANATEL, 2006) e em outros países.

Os gráficos dos dois modelos apresentados na figura 3.5 indicam que a vegetação é um meio absorptivo (dissipativo) e que a constante b sofre pouca influência do conteúdo de água.

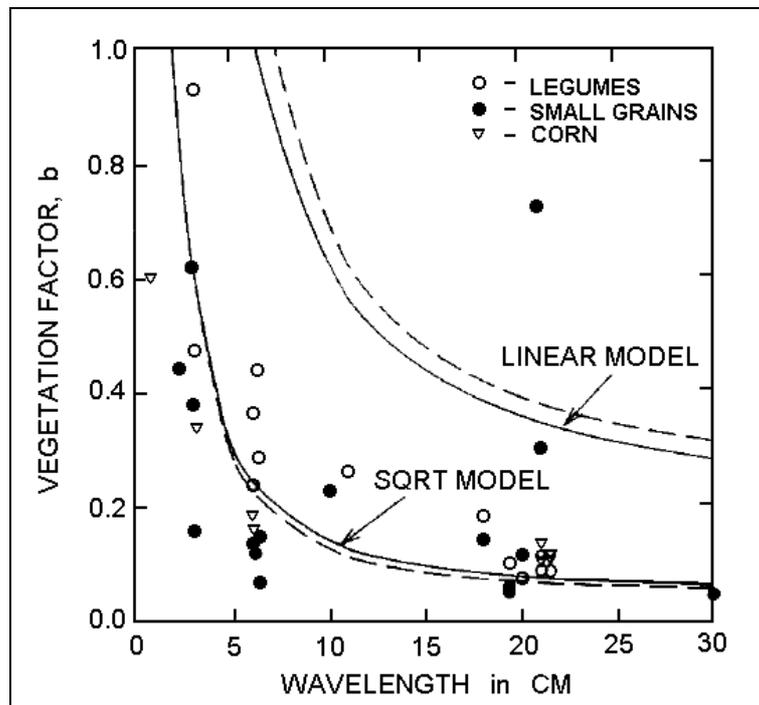


Figura 3.5 – Comparações dos valores de b , medidos e calculados pelos modelos linear e da raiz quadrada (refrativo), para $m_g = 0,6\text{ g/g}$ (linha contínua) e $m_g = 0,8\text{ g/g}$ (linha tracejada). Os respectivos valores de W são $2,4\text{ kg/m}^2$ e $3,2\text{ kg/m}^2$ (Schmugge, 1992)

Em culturas com talos verticais, como trigo, milho e sorgo, o parâmetro b depende significativamente da polarização da onda eletromagnética, sendo maior na polarização vertical ($b_v > b_h$) (Wigneron, 2004). Isto ocorre porque na vertical o campo elétrico tem uma componente paralela às estruturas dominantes (talos) (Schmugge, 1992). A figura 3.6 mostra os valores medidos e calculados das perdas nos dois sentidos de polarização em 3 bandas (L, C, X) para a cultura do trigo. Observa-se uma relação próxima da linear, na banda-L ($\lambda = 15\sim 30$ cm), entre a atenuação (perdas) e o conteúdo de água do docel, embora o modelo utilizado para a polarização vertical tenha se distanciado dos valores medidos.

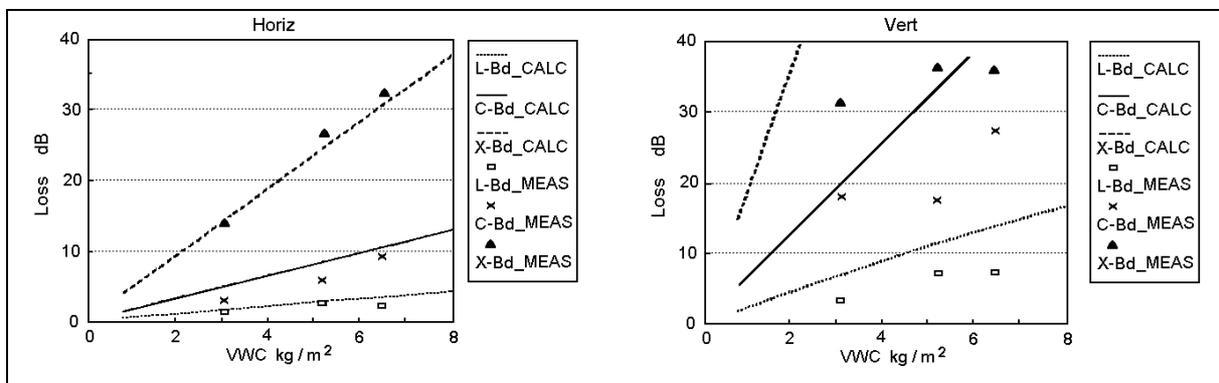


Figura 3.6 – Comparações entre valores medidos dos fatores de perdas e modelos propostos. Ângulo de incidência de 56° em cultura de trigo. Modelo para polarização vertical se distanciou dos valores medidos. (Schmugge, 1992)

Outros pesquisadores, como Le Vine & Karam (Le Vine, 1996) e Wigneron (2004), seguiram o modelo de Jackson (Jackson, 1990; Schmugge, 1992). Os primeiros estudaram a atenuação de ondas eletromagnéticas em plantações de soja e milho, e propuseram modelos para o parâmetro b , para os dois tipos de cultura. A figura 3.7 apresenta a relação entre a atenuação e a frequência da onda, para cultura de milho. No caso do milho, observa-se um rápido crescimento da atenuação nas frequências mais baixas, dando ao gráfico um perfil pouco suave entre 0 e 3 GHz. Observa-se também uma grande diferença entre atenuações nas polarizações horizontal e vertical.

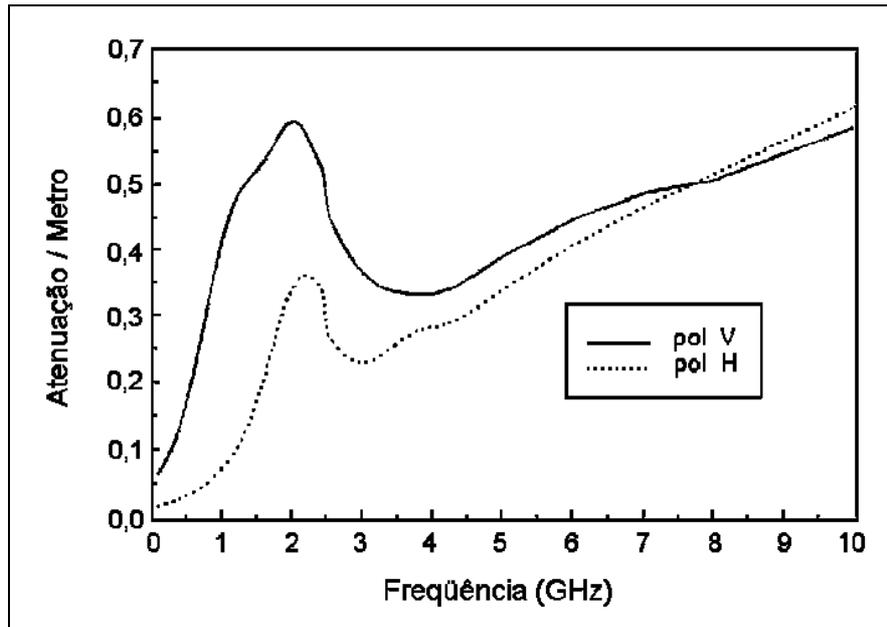


Figura 3.7 – Atenuação/metro para docel de milho como função da frequência. Ângulo de incidência de 40° e umidade $m_g = 60\%$. (Le Vine, 1996)

Wigneron (2004) apresentou um estudo sobre o parâmetro b do modelo de Jackson, e chegou às seguintes conclusões:

- O principal determinante dos valores de b parece ser o tipo de cultura: os valores médios de b foram próximos de 0,5 para docéis de herbáceas, 0,2 a 0,3 para soja, e 0,15 a 0,20 para milho;
- A dependência do parâmetro b é significativa em culturas com presença de talos, como trigo e milho;
- Excluindo a fase inicial do desenvolvimento da vegetação, o parâmetro b varia muito pouco ao longo do tempo.

3.4 – MODELAGEM DA PROPAGAÇÃO DE MICROONDAS EM DUPLO CAMINHO

Os rádios utilizados neste trabalho empregam antenas omnidirecionais, as quais transmitem e recebem sinais eletromagnéticos em praticamente todas as direções. O modelo de propagação desenvolvido aqui considera, não apenas a atenuação das ondas de rádio causada pela vegetação, mas também a dispersão em função da distância entre as antenas e o efeito de múltiplos caminhos. Neste modelo são considerados cinco parâmetros que influenciam intensidade do sinal eletromagnético que atinge o receptor, quais sejam, a distância entre os elementos, a altura em relação ao solo, a diretividade da antena, a reflectividade do solo e o fator de absorção de energia eletromagnética pela vegetação. Nesta seção será apresentado o modelo de propagação de duplo caminho (raio duplo) em área livre. Na seção 3.5, este modelo será acrescido dos fatores relativos à interação das ondas eletromagnéticas com a vegetação.

Existem muitos modelos matemáticos para perdas de propagação de sinais de rádio, desde modelos puramente empíricos, baseados em inúmeras medições de perdas, até modelos semi-empíricos, que utilizam considerações teóricas para prever efeitos de propagação baseados em medições de parâmetros físicos, ao invés da medição da própria perda de propagação. Em geral, um modelo é mais útil se formula a perda de propagação em termos de alguns parâmetros cujos valores podem ser considerados específicos de uma dada situação (NIST, 2006). A perda de sinal no caminho de propagação (*path loss*) se refere à redução na potência da onda eletromagnética emitida por um transmissor de rádio (Tx), e normalmente é modelada como uma função exponencial da distância (Seidel & Rappaport, 1992): $P = P_0/d^n$; onde d é a distância entre transmissor e receptor, e n é denominado expoente de perda. Em áreas livres, é usual utilizarem-se valores entre 2 e 4 para n , sendo que 2 é o valor representativo para a propagação no espaço livre (Rappaport, 2002).

Os transmissores (Tx) e receptores (Rx) utilizados neste trabalho são rádios pequenos e simples que operam na faixa de microondas e empregam antenas monopolo omnidirecionais, as quais irradiam em quase todas as direções. A diretividade é máxima em qualquer direção sobre o plano perpendicular à antena que atravessa seu ponto médio e se reduz a zero nos pontos situados sobre o eixo da antena. Portanto, quando Tx e Rx são colocados próximos ao solo ou a qualquer outra superfície refletora, uma parte do sinal eletromagnético que sai de Tx em direção ao solo será refletido na direção de Rx, conforme indicado na figura 3.8. Rx perceberá um campo elétrico E_r de intensidade E_r proveniente deste caminho de propagação.

Um outro campo elétrico oriundo do sinal de Tx será percebido por Rx, o qual é proveniente da propagação em linha de visada (LOS – *line of sight*), este será simbolizado por E_d e tem intensidade E_d . A interação destes dois campos elétricos resulta no campo elétrico total, E_t , atuante sobre a antena de Rx, cuja intensidade é E_r . Considerando que ambos os campos elétricos, E_d e E_r , são senoidais no tempo, haverá um defasamento entre estes, devido principalmente à diferença nos comprimentos dos caminhos percorridos, o qual é indicado pelo ângulo δ na figura 3.9.

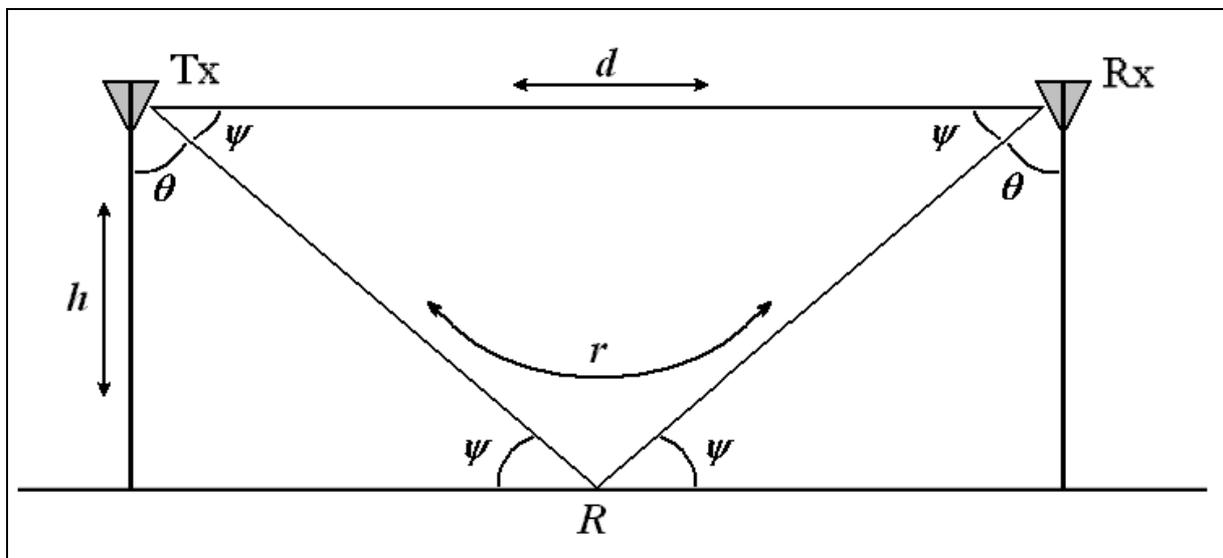


Figura 3.8 – Esquema de propagação em caminho duplo, considerando transmissor (Tx) e receptor (Rx) separados por uma distância d , e a alturas h em relação ao solo

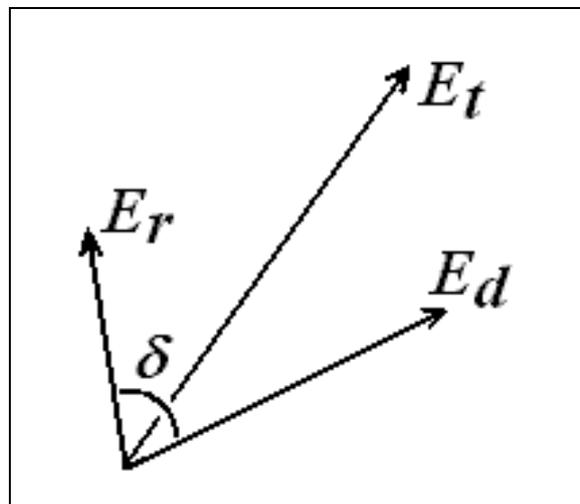


Figura 3.9 – Interação entre campos elétricos

A intensidade do campo elétrico do sinal emitido pela antena do transmissor segue, de forma aproximada, o modelo de uma antena do tipo dipolo curto, sendo uma função da direção de propagação em relação à antena (θ) e da distância em relação ao centro da antena (d) (Ulaby, 1981a):

$$\mathbf{E} = j \frac{k \cdot I_0 \cdot l}{4\pi \cdot d} \cdot \text{sen}(\theta) \cdot e^{-j \cdot k \cdot r} \cdot \mathbf{e} \quad (3.12)$$

onde o vetor unitário \mathbf{e} indica a direção do vetor campo elétrico \mathbf{E} , o qual é perpendicular à direção propagação da onda, k é o número de onda ($k = 2\pi/\lambda$) e l é o comprimento da antena. Para campos distantes, as demais componentes do campo elétrico são desprezíveis. Portanto, a intensidade do campo elétrico pode ser descrita como:

$$E = \frac{E_0}{d} \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.13)$$

No caso representado na figura 3.8, a componente do campo elétrico relativa à propagação em caminho direto será a de máxima intensidade, uma vez que a direção de propagação é perpendicular à antena:

$$E_d = \frac{E_0}{d} \quad (3.14)$$

O campo elétrico do sinal refletido no solo, medido no ponto onde se encontra a antena do receptor, dependerá não só da direção de propagação, mas também da reflectividade (\mathbf{R}) do solo no ponto de reflexão:

$$E_r' = \frac{E_0}{r} \cdot R \cdot \text{sen}(\theta) \quad (3.15)$$

O ângulo θ indica a direção de propagação do sinal em relação à direção paralela à antena do transmissor. \mathbf{R} é uma grandeza complexa de módulo R e ângulo ξ . r é a distância percorrida pelo sinal refletido no solo, e é função da distância entre Tx e Rx e de suas alturas em relação ao solo:

$$r = \sqrt{d^2 + (2h)^2} \quad (3.16)$$

Considerando o caso particular representado na figura 3.8, em que as antenas do transmissor e do receptor estão posicionadas paralelas entre si e à mesma altura, a influência que o campo elétrico E_r exercerá sobre a antena do receptor, será uma função do ângulo de ataque, o qual é igual a θ (por simetria). Portanto, Rx estará sob a influência de um campo elétrico efetivo dado por:

$$E_r = \frac{E_0}{r} \cdot R \cdot \text{sen}^2(\theta) \quad (3.17)$$

O campo magnético (H) tem direção perpendicular ao campo elétrico e ao vetor unitário r (direção de propagação). Sua intensidade é proporcional à do campo elétrico:

$$H = \frac{E}{\eta} \quad (3.18)$$

onde η é a impedância intrínseca do meio.

O sinal irradiado pelo transmissor chegará ao receptor com uma potência que é função do produto vetorial dos campos elétrico e magnético. Se a propagação ocorre no espaço livre, o valor da potência recebida pode ser calculado pela fórmula de Friis (Ulaby, 1981a; Rappaport, 2002; Balanis, 2005):

$$\frac{P_R}{P_T} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R = \frac{1}{L_{FS}} G_T \cdot G_R \quad (3.19)$$

onde P_R e P_T são as potências recebida e transmitida, G_T e G_R são os ganhos das antenas do transmissor e do receptor, λ é o comprimento de onda e d é a distância entre o transmissor e o receptor. G_T e G_R dependem do ângulo de propagação da onda e da eficiência da antena. L_{FS} é denominada “perda de transmissão no espaço livre” (*free space transmission loss*).

Para o caso da propagação perpendicular à antena (caminho direto na figura 3.8), mantendo-se constante a potência transmitida, a potência recebida será uma função do inverso do quadrado da distância entre Tx e Rx:

$$\frac{P_{Rd}}{P_0} = \frac{1}{d^2} \quad (3.20)$$

onde P_0 é um valor de referência que depende da potência transmitida (P_T), do comprimento da onda e das características do transmissor e do receptor:

$$P_0 = \left(\frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \cdot G_T \cdot G_R \quad (3.21)$$

No caso do caminho do sinal refletido no solo, a potência recebida será proporcional ao quadrado da intensidade do campo elétrico, indicado na equação (3.17):

$$\frac{P_{Rr}}{P_0} = \frac{1}{r^2} \cdot R^2 \cdot \text{sen}^4(\theta) = \frac{1}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2(\theta) \quad (3.22)$$

A função $D(\theta)$ é denominada diretividade da antena, e representa a relação entre a potência irradiada em uma certa direção relativamente à máxima potência irradiada. No caso de uma antena dipolo, a direção de máxima potência corresponde ao plano perpendicular à antena, o qual a intercepta ao centro. Portanto, a diretividade é calculada em relação à potência irradiada na direção perpendicular à antena. Em (3.22) a potência recebida é função do produto da diretividade da antena do transmissor e do receptor, que, por serem posicionadas simetricamente, têm o mesmo valor $D(\theta)$.

A reflectividade (R) é uma função do ângulo (ψ) de incidência da onda eletromagnética, da polarização da onda em relação ao solo (vertical ou horizontal) e da constante dielétrica do solo (ϵ_s). A reflectividade é modelada pela função de Fresnell (Balanis, 2005):

$$R(\epsilon_s, \psi, p) = \frac{\text{sen}(\psi) - Z}{\text{sen}(\psi) + Z} \quad (3.23)$$

onde Z é a impedância do solo, relacionada a ϵ_s :

$$Z = \sqrt{\epsilon_s - \cos^2(\psi)} \quad (\text{p} = \text{Horiz.}); \quad Z = \frac{\sqrt{\epsilon_s - \cos^2(\psi)}}{\epsilon_s} \quad (\text{p} = \text{Vert.})$$

A reflectividade é influenciada pela rugosidade do solo, sendo que seu valor será maior do que aquele predito por (3.23) quanto maior forem as ondulações na superfície do solo. Numa abordagem simples, pode-se considerar que a reflectividade da superfície aumenta na proporção de uma função exponencial da altura média das ondulações do solo (Jackson, 1989). Porém, modelar o efeito da rugosidade do solo sobre a reflectividade é uma tarefa

difícil, desde que não existe relação quantitativa entre o parâmetro empírico de rugosidade e as características de rugosidade superficial mensuráveis usadas comumente, tal como o valor rms da altura, comprimento de autocorrelação, e função de autocorrelação (Ulaby, 1981b; Shi, 2002). Por outro lado, a superfície pode ser considerada lisa (altura média da ondulação igual a zero) quando o comprimento de onda utilizado for maior que o dobro da altura efetiva da rugosidade (Hornbuckle, 2003).

A potência total percebida na antena do receptor será uma função do campo elétrico total, o qual é uma resultante da interação dos campos elétricos de caminho direto e de caminho refletido. O campo elétrico total é calculado pela decomposição dos campos E_d e E_r em coordenadas perpendiculares, em que uma das coordenadas segue a direção de E_d :

$$E_t = \sqrt{(E_d + E_r \cdot \cos(\delta))^2 + (E_r \cdot \sin(\delta))^2} \quad (3.24)$$

Aqui o ângulo δ indica a defasagem entre os campos elétricos de caminho direto (E_d) e de caminho refletido no solo (E_r), conforme mostrado na figura 3.8. Este ângulo é resultado da soma do ângulo ξ relacionado à reflectividade do solo e o desvio de fase devido à diferença entre os comprimentos dos dois caminhos. Em um sentido prático, o ângulo ξ pode ser desprezado, uma vez que a parte real da impedância do solo (Z) sempre predomina sobre a parte imaginária, resultando em uma componente imaginária de R muito pequena ($\xi \cong 0$). Portanto, o deslocamento em fase entre E_d e E_r pode ser descrito como:

$$\delta = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot (r - d) \quad (3.25)$$

A potência total do sinal recebido por Rx é calculada a partir do campo elétrico total:

$$E_t^2 = (E_d + E_r \cdot \cos(\delta))^2 + (E_r \cdot \sin(\delta))^2 \quad (3.26)$$

$$E_t^2 = E_d^2 + E_r^2 + 2 \cdot E_d \cdot E_r \cdot \cos(\delta) \quad (3.27)$$

$$E_t^2 = E_0^2 \cdot \left[\frac{1}{d^2} + \frac{1}{r^2} \cdot R^2 \cdot \sin^4(\theta) + 2 \cdot \frac{1}{d \cdot r} \cdot R \cdot \sin^2(\theta) \cdot \cos(\delta) \right] \quad (3.28)$$

$$P_R = P_0 \cdot \left[\frac{1}{d^2} + \frac{1}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{1}{d \cdot r} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] \quad (3.29)$$

A figura 3.10 apresenta os gráficos de potência total recebida em função da distância entre Tx e Rx, para duas alturas diferentes ($h = 1,0\text{m}$ e $h = 1,5\text{m}$) em relação ao solo. A linha tracejada indica a potência que seria recebida se a comunicação ocorresse em espaço livre.

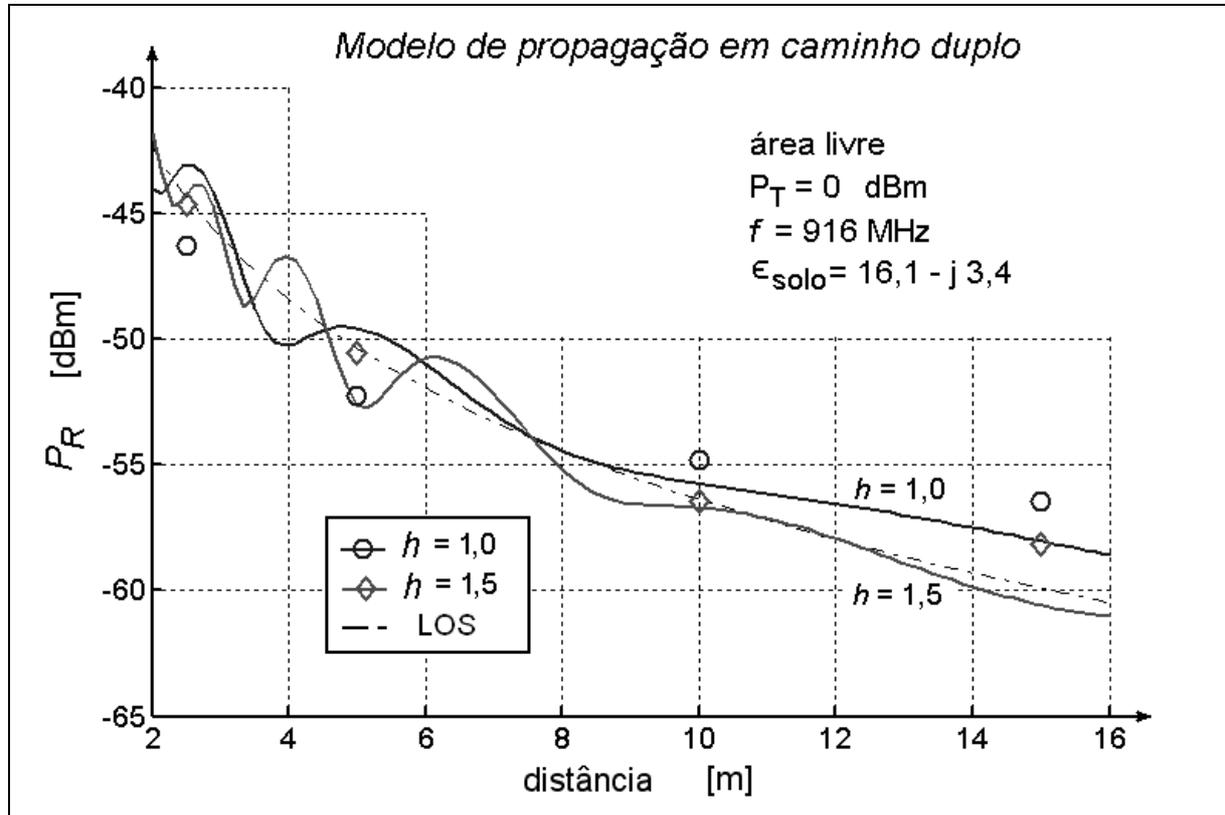


Figura 3.10 – Perda de propagação em área livre. Modelos de caminho duplo ($R^2 = 0,87$) e caminho direto ($R^2 = 0,91$). Medições feitas no CPDEE-UFMG em maio de 2006, considerando alturas de 1,0 m e 1,5 m. Solo úmido, argiloso.

Foi considerado um valor representativo de reflectividade de solo úmido ($\epsilon_s = 16 - j3$), conforme (Chauhan, 1994). São apresentados alguns pontos obtidos de medições em campo, as quais foram conduzidas em área livre, sobre terra nua, no CPDEE (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica) da UFMG, em maio de 2006. O modelo utilizado se ajustou adequadamente aos valores obtidos experimentalmente, embora maiores desvios sejam observados nos pontos correspondentes às menores distâncias. Para o modelo que considera apenas comunicação em linha de visada (LOS) foi encontrado um coeficiente de determinação $R^2 = 0,91$, enquanto que para o modelo que considera propagação em caminho múltiplo foi encontrado $R^2 = 0,87$. Não se pode afirmar, com base nos valores dos coeficientes de determinação, que um modelo seja superior ao outro, uma vez que os valores obtidos experimentalmente têm uma incerteza superior a 4%. Os desvios padrões obtidos nas

medições foram todos superiores a 1,0 dB. Outro fator que contribui com as incertezas do modelo de caminho duplo é a variação na altura efetiva das antenas em relação ao ponto de reflexão no solo, conforme sugerido em Rogers (2002). O modelo do caminho duplo será utilizado neste trabalho, em detrimento do modelo de caminho direto, por ser um modelo que utiliza mais informações das componentes que influenciam a propagação dos sinais de comunicação entre os nós da rede de sensores sem fios.

3.5 – INFLUÊNCIA DA VEGETAÇÃO

Quando a comunicação entre o transmissor e o receptor de rádio ocorrer em meio à vegetação, esta atenuará as ondas eletromagnéticas, causando uma redução na potência do sinal recebido por Rx. A utilização de microondas é preferível sobre a radiação nas faixas de infravermelho e visível por diversos motivos. As microondas são insensíveis à presença de nuvens, atravessam grandes quantidades de vegetação e são parcialmente absorvidas pela água contida nas plantas e no solo (Hornbuckle, 2003). Quando o comprimento de onda for superior às dimensões das plantas, como é o caso de microondas da banda L (1 a 2 GHz), o espalhamento (*scattering*) causado pela vegetação terá uma influência muito menor que a absorção das ondas (Schmugge, 1992; Fung, 1979; Ulaby, 1981b). Portanto, apenas o efeito de absorção é considerado no estudo da perda de energia das microondas com comprimentos em torno de 10 cm ou maiores. Isto é válido para a maioria das culturas vegetais. A atenuação causada pela vegetação sobre as microondas é modelada como uma função exponencial de um parâmetro denominado fator de absorção (α), o qual depende da frequência da onda e das características da planta, principalmente de seu teor de água (Jackson, 1991).

A água contida na vegetação e no solo são os maiores responsáveis pela absorção de microondas (Ulaby, 1987; El-Rayes, 1987). A água pura tem pouca influência sobre as ondas eletromagnéticas de frequências próximas da faixa de 1 a 2 GHz (Banda L), visto que sua frequência de relaxação situa-se próxima de 20GHz, à temperatura ambiente. Mas a água absorvida pelas plantas e pelo solo, tal como por qualquer outro material poroso, não está livre, encontrando-se ligada às paredes dos capilares (água ligada – *bound water*) ou associada a íons (Peplinski, 1995; Trabelsi, 2006). A constante dielétrica da água ligada das plantas situa-se próximo a $\epsilon_{bw} = 35 - j15$ (Jackson, 1989), para uma frequência de 1,4 GHz, enquanto, para a água livre, seria de $\epsilon_{fw} = 80 - j6$.

O fator de absorção (α) é introduzido no modelo de propagação por caminho duplo como uma exponencial decrescente, que é função de α e da distância entre o transmissor e o receptor de rádio:

$$E_d = \frac{E_0}{d} \cdot e^{-\alpha \cdot d} \quad (3.30)$$

e

$$E_r = \frac{E_0}{r} \cdot R \cdot \text{sen}^2(\theta) \cdot e^{-\alpha \cdot r} \quad (3.31)$$

Isto resulta numa função de potência recebida expressa por:

$$P_R = P_0 \cdot \left[\frac{e^{-2\alpha \cdot d}}{d^2} + \frac{e^{-2\alpha \cdot r}}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-\alpha \cdot (d+r)}}{d \cdot r} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] \quad (3.32)$$

Schmugge & Jackson (1992) propuseram um modelo de atenuação de microondas causada pela vegetação o qual leva em conta o alinhamento do campo elétrico com as estruturas longitudinais dominantes (colmo, ou talo) em plantas como o trigo e o milho. Neste tipo de vegetação é observado um fator de absorção (atenuação) maior para ondas com campo elétrico vertical (alinhado com os caules das plantas) do que para ondas polarizadas horizontalmente. Os autores propuseram uma formulação para o cálculo do fator de absorção, conforme indicado em (3.33) e (3.34):

$$\alpha_v = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left[\cos^2(\theta) \left| \text{Im} \sqrt{\epsilon_x} \right| + \text{sen}^2(\theta) \left| \text{Im} \sqrt{\epsilon_z} \right| \right] \quad (3.33)$$

$$\alpha_h = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot \left| \text{Im} \sqrt{\epsilon_x} \right| \quad (3.34)$$

onde α_v é o fator de absorção da vegetação para ondas polarizadas verticalmente, α_h é o fator de absorção para polarização horizontal, ϵ_x é a constante dielétrica da vegetação para polarização horizontal, ϵ_z é a constante dielétrica para polarização vertical, e θ é o ângulo de incidência da onda eletromagnética sobre a vegetação medido em relação à reta normal à superfície do solo. “Im” indica a componente imaginária de um valor complexo. ϵ_x e ϵ_z são calculados em função da constante dielétrica das plantas (ϵ_p) e da razão volumétrica de ocupação destas no docel (V_p/V), conforme sugerido por Fung (1977).

Schmugge e Jackson (1992) relataram que os valores de atenuação obtidos pelo modelo proposto apresentaram boa correlação com os valores medidos, no caso de polarização horizontal, mas as estimativas para polarização vertical excederam os valores obtidos experimentalmente. Nesse trabalho, os valores de α_v e α_h foram utilizados na estimativa do parâmetro b , que relaciona a profundidade ótica (τ) ao conteúdo de água da vegetação (W), conforme descrito na equação (3.6).

Utilizando os dados indicados por Schmugge & Jackson (1992) para cultura de milho, foram calculados os fatores de absorção $\alpha_v = k \cdot 0,014$ e $\alpha_h = k \cdot 0,003$. Sendo $k = 2\pi/\lambda$. Utilizando estes valores e considerando uma onda de comprimento $\lambda = 0,33\text{m}$ ($f = 916\text{MHz}$), foram traçados os gráficos de P_R da figura 3.11 para α_v e para α_h . Foram mantidos os valores utilizados para os gráficos da figura 3.10. Considera-se que o fator de absorção da cultura de milho, para ondas polarizadas verticalmente, seja um valor situado entre α_v e α_h , o que indica que a potência do sinal recebido esteja entre as curvas referentes a estes dois valores.

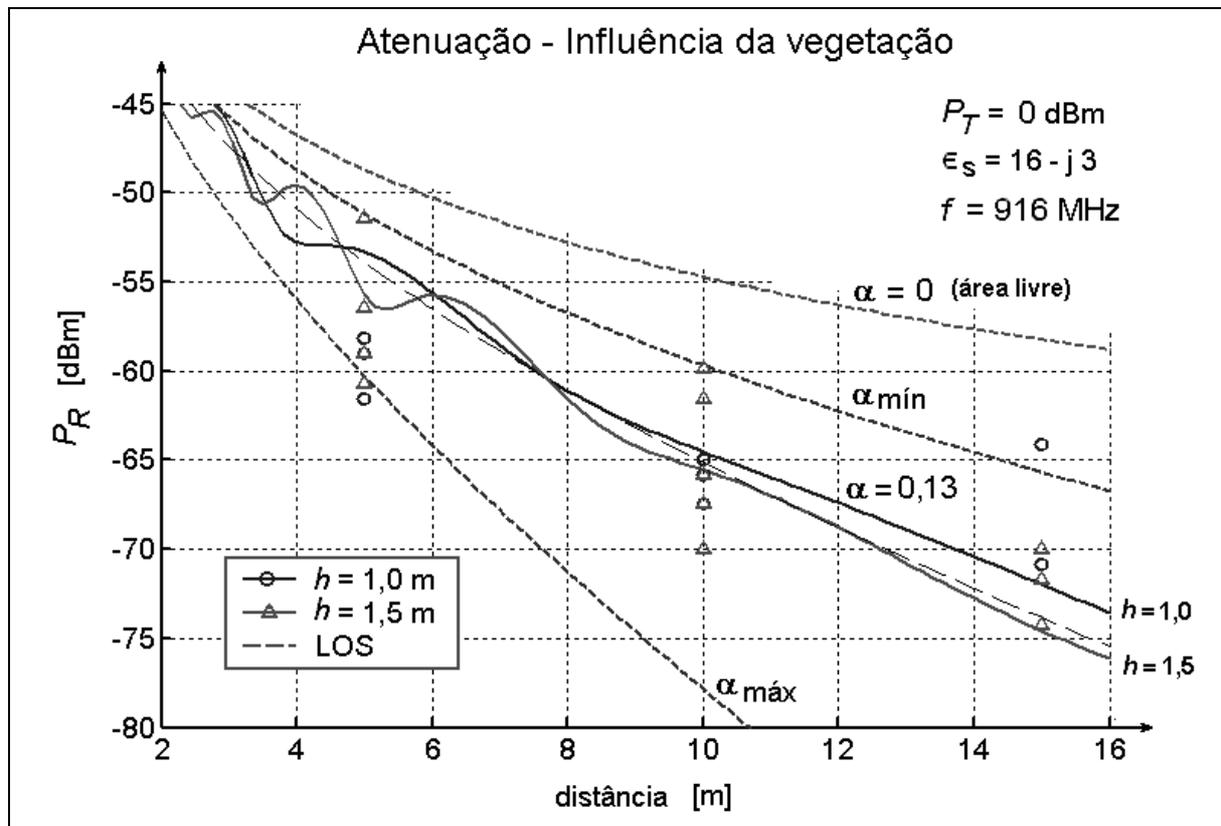


Figura 3.11 – Atenuação causada pela vegetação. Medições feitas em culturas de milho utilizando polarização vertical. Modelo de caminho duplo que utiliza $\alpha = 0,13$ (melhor ajuste para pontos medidos). Coeficiente de determinação: $R^2 = 0,64$.

Na figura 3.11 são mostrados alguns pontos obtidos de medições em campo, e é apresentado um gráfico de potência recebida calculado conforme (3.29) utilizando-se um valor ajustado para o fator de absorção. O fator de absorção $\alpha = 0,13$ foi o que resultou em menor desvio médio entre o modelo de caminho duplo e os valores medidos experimentalmente. Pode ser observado no gráfico o aumento na atenuação devido à presença da vegetação. A linha cheia associada a $\alpha = 0$ é o modelo de propagação em LOS para área livre, tal como mostrado na figura 3.10. As linhas tracejadas se referem à atenuação causada pela vegetação utilizando os valores mínimo e máximo do fator de absorção calculados segundo Schmugge & Jackson (1992) para uma cultura de milho com teor de umidade de 70%. Os pontos discretos foram obtidos de medições em diferentes culturas de milho sadias (adequadamente nutridas e irrigadas). Porém não foram medidas a umidade do solo, o teor de água das plantas, nem a razão de ocupação das plantas no docel. O conhecimento desses fatores poderia conduzir a um coeficiente de determinação melhor que $R^2 = 0,64$.

O modelo de propagação em caminho duplo, considerando apenas o efeito absorção do sinal eletromagnético pelas plantas (desprezando espalhamento), será utilizado neste trabalho com o objetivo de se desenvolver um método de estimação do teor de água de culturas vegetais.

3.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi mostrado que a atenuação sofrida pelas ondas eletromagnéticas, na faixa de microondas, quando atravessam meios vegetais, se deve principalmente à presença da chamada água ligada (*bound water*), a qual faz deslocar a frequência de máxima dissipação de energia para valores muito abaixo ($\cong 1/10$) da frequência de ressonância da água livre (em torno de 20 GHz). Este fato foi utilizado como base para o desenvolvimento do modelo de atenuação proposto por Jackson, o qual foi utilizado no modelo de propagação. O modelo de propagação desenvolvido aqui considerou não somente a interação das microondas com a vegetação mas também o efeito de propagação por caminho duplo e a dispersão das ondas devida à distância entre os rádios comunicadores. Os valores obtidos experimentalmente tiveram uma boa correlação ($R^2 > 0,6$) com o modelo desenvolvido. O capítulo 4 apresentará um modelo de medição baseado no modelo de propagação elaborado aqui.

CAPÍTULO 4

MODELO DE MEDIÇÃO

Neste capítulo é desenvolvido um modelo de medição do fator de absorção (α) de ondas eletromagnéticas pela vegetação, o qual é utilizado na estimação do teor de umidade das plantas. Será apresentada a formulação que relaciona o teor de água das plantas ao fator de absorção e à atenuação da potência do sinal eletromagnético que propaga através da vegetação. Serão discutidos dois métodos de estimação de α pela medição de P_R . Um estudo da propagação de incertezas de medição será apresentado.

4.1 – RELAÇÃO ENTRE TEOR DE ÁGUA DA VEGETAÇÃO E FATOR DE ABSORÇÃO

O fator de absorção (α) das ondas eletromagnéticas pela vegetação pode ser modelado como uma função linear do teor de água das plantas, quando se trabalha com frequências próximas da banda-L (1 a 2 GHz) (Jackson, 1990; Schmugge, 1992). Conforme apresentado no capítulo 3, a atenuação causada pela vegetação sobre uma onda eletromagnética plana é uma função exponencial da profundidade ótica (τ), a qual é expressa como uma função linear do conteúdo de água da vegetação (W). A atenuação pode ser também expressa como função do fator de absorção (α) do meio de propagação e da distância:

$$2 \cdot \alpha \cdot d = \tau = b \cdot W = b \cdot m_g \cdot V_r \cdot d \quad (4.1)$$

Portanto, o fator de absorção pode ser expresso como uma função linear da umidade gravimétrica das plantas (m_g [%]):

$$2 \cdot \alpha = b \cdot V_r \cdot m_g \quad (4.2)$$

onde b é um parâmetro que depende apenas do tipo de vegetação (Schmugge, 1992) e V_r é o fator de ocupação volumétrico das plantas no docel da vegetação ($V_r = V_p/V$).

A razão de ocupação (V_r) e o parâmetro b apresentam variação muito pequena para plantas adultas (Wigner, 2004). Portanto as mudanças na umidade gravimétrica das plantas será a responsável pelas variações no fator de absorção e , conseqüentemente, na atenuação do sinal eletromagnético. Para que se possa estimar a umidade gravimétrica das plantas, ou seu teor de água, o fator de absorção deverá ser medido, utilizando-se a medição de potência do sinal eletromagnético.

4.2 – MEDIÇÃO DO FATOR DE ABSORÇÃO

O fator de absorção (α) pode ser calculado a partir da medição da atenuação do sinal eletromagnético utilizado na comunicação entre um transmissor e um receptor de rádio. Este parâmetro é fortemente influenciado pelo conteúdo de água do meio vegetal por onde passam as ondas de rádio (Jackson, 1990; Schmugge, 1992). Segundo Fung (1977), o docel (parte foliada) da vegetação é ocupado em sua maior parte por ar, e a menor parte por plantas (aproximadamente 1% do volume total). Mas são as plantas que influenciam a propagação das ondas eletromagnéticas através do docel, visto que sua constante dielétrica tem valor muito superior à do ar. Enquanto a constante dielétrica do ar é $\epsilon_a = 1 - j0$, tem-se um exemplo das plantas de milho cuja constante dielétrica é $\epsilon_p = 23 - j7$ (Chauhan, 1994), obtido para um teor de umidade de 60%, e faixa de frequências de 1 a 2 GHz (banda-L). Um outro exemplo é relatado por Ulaby (1985), que indica $\epsilon_p = 27 - j10$ para plantas de trigo, em frequências da banda-L. A absorção da energia eletromagnética pela vegetação está diretamente associada ao conteúdo de água, visto que este é o principal componente das plantas (Maity, 2004).

Conhecendo-se a função que modela a influência do fator de absorção sobre a atenuação das ondas eletromagnéticas, pode-se estimar seu valor a partir da medição da diferença entre a potência transmitida e a potência recebida em uma comunicação de rádio. Quando esta relação não for linear, deverá ser utilizado um método iterativo para se calcular α , ou algum procedimento de linearização deverá ser seguido. O fator de absorção pode ser calculado utilizando-se a formulação desenvolvida no capítulo 3.

No capítulo 3 foi proposto um modelo que relaciona a perda de potência eletromagnética ao fator de absorção de uma cultura vegetal:

$$\frac{P_R}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} + \frac{e^{-2\alpha r}}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-\alpha(d+r)}}{d \cdot r} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \quad (4.3)$$

Conhecendo-se a potência de referência (P_0), as distâncias d e r , o comprimento de onda, λ , e a diretividade das antenas, D , bastará medir a potência recebida, P_R , e o índice de reflexão do solo, R , para que se possa determinar o fator de absorção, α . O fator de absorção, na faixa de microondas, é linearmente dependente do conteúdo de água da vegetação (Jackson, 1990; Schmugge, 1992). Portanto, o teor de água das plantas pode ser estimado a partir da determinação de α . A potência de referência, P_0 , depende apenas da potência de transmissão do sinal, P_T , e das características construtivas dos rádios. A diretividade, D , a distância, r , e o ângulo de defasagem, δ , dependem da distância, d , entre transmissor e receptor, das alturas destes em relação ao solo, h , do comprimento das antenas utilizadas, l , e da frequência de operação. A reflectividade do solo, R , depende de sua constante dielétrica, ϵ_s , a qual varia com a umidade.

4.2.1 – Cálculo iterativo do fator de absorção

Utilizando-se (4.3) para calcular α , um método iterativo deverá ser aplicado. A primeira escolha é pelo método das derivadas de Newton. Porém um método alternativo é proposto aqui. Uma simples transformação algébrica em (4.3) conduz a:

$$\frac{P_R}{P_0} = e^{-2\alpha d} \cdot \left[\frac{1}{d^2} + \frac{e^{-2\alpha(r-d)}}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-\alpha(r-d)}}{d \cdot r} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] \quad (4.4)$$

Partindo-se de um valor inicial de $\alpha_0 = 0$, a primeira exponencial é utilizada para atualizar o valor de α , em função dos demais termos de (4.4).

$$\frac{P_R}{P_0} = e^{-2d\alpha_{k+1}} \cdot \left[\frac{1}{d^2} + \frac{e^{-2(r-d)\alpha_k}}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-(r-d)\alpha_k}}{d \cdot r} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] \quad (4.5)$$

$$\alpha_{k+1} = \frac{1}{2d} \cdot \ln \left(\frac{P_0}{P_R} \cdot \left[\frac{1}{d^2} + \frac{e^{-2(r-d)\alpha_k}}{r^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-(r-d)\alpha_k}}{r \cdot d} \cdot D \cdot R \cdot \cos(\delta) \right] \right) \quad (4.6)$$

Este método, aqui denominado “método do logaritmo”, necessita de um número menor de cálculos do que o método de Newton, uma vez que elimina o cálculo da derivada da função descrita em (4.3). Além disso, ele permite uma convergência mais rápida do que seria alcançado com o método de Newton, nos casos em que o valor inicial de α não for próximo do valor verdadeiro. Enquanto o método de Newton promove uma aproximação linear, o método do logaritmo promove uma aproximação exponencial, quando o valor estimado estiver distante da raiz. Estes fatos são importantes de se observar quando se desejar calcular o fator de absorção localmente, no processador do nó sensor, uma vez que a programação dos nós sensores é direcionada à redução no consumo de energia, como mostrado no capítulo 2.

Esta série é convergente e se aproxima da série obtida pelo método de Newton, quando α_k se aproxima do valor correto, ou seja, quando $(\alpha_k - \alpha_{k-1}) \rightarrow 0$.

A figura 4.1 mostra o resultado do cálculo iterativo do fator de absorção (α), para a condição em que $d \gg h$ (o que faz r ter valor próximo de d), e para os seguintes parâmetros: $\alpha = 0,150$; ($\lambda = 0,33$ m ($f = 916$ MHz); l (compr. Antena) = $(\lambda/4$; antena dipolo); $\epsilon_s = 16,1 - j3,4$ (Chauhan, 1994).

Foi estabelecida a condição de parada em função do módulo do erro relativo de estimação da potência recebida:

$$e = \left| \frac{P_R^* - P_{Rk}}{P_R^*} \right| < e_{limite} \quad (4.7)$$

onde P_R^* é o valor calculado utilizando-se o valor correto de α , e P_{Rk} é o valor estimado utilizando-se α_k . O valor final de α foi atingido em 7 passos de iteração, $\alpha_7 = \alpha = 0,150$, e a seqüência de erros relativos obtidos foi:

$$e_k = [89,7 ; 8,08 \times 10^{-3} ; 14,5 \times 10^{-6} ; 25,8 \times 10^{-9} ; 46,1 \times 10^{-12} ; 82,7 \times 10^{-15} ; 0,177 \times 10^{-15}].$$

Utilizando-se o método de Newton, sob as mesmas condições, a mesma condição de parada foi atingida com 10 iterações. A condição inicial, $\alpha = 0$, foi escolhida por ser a condição básica para o sistema de medição, a qual é encontrada quando não houver vegetação no caminho de propagação.

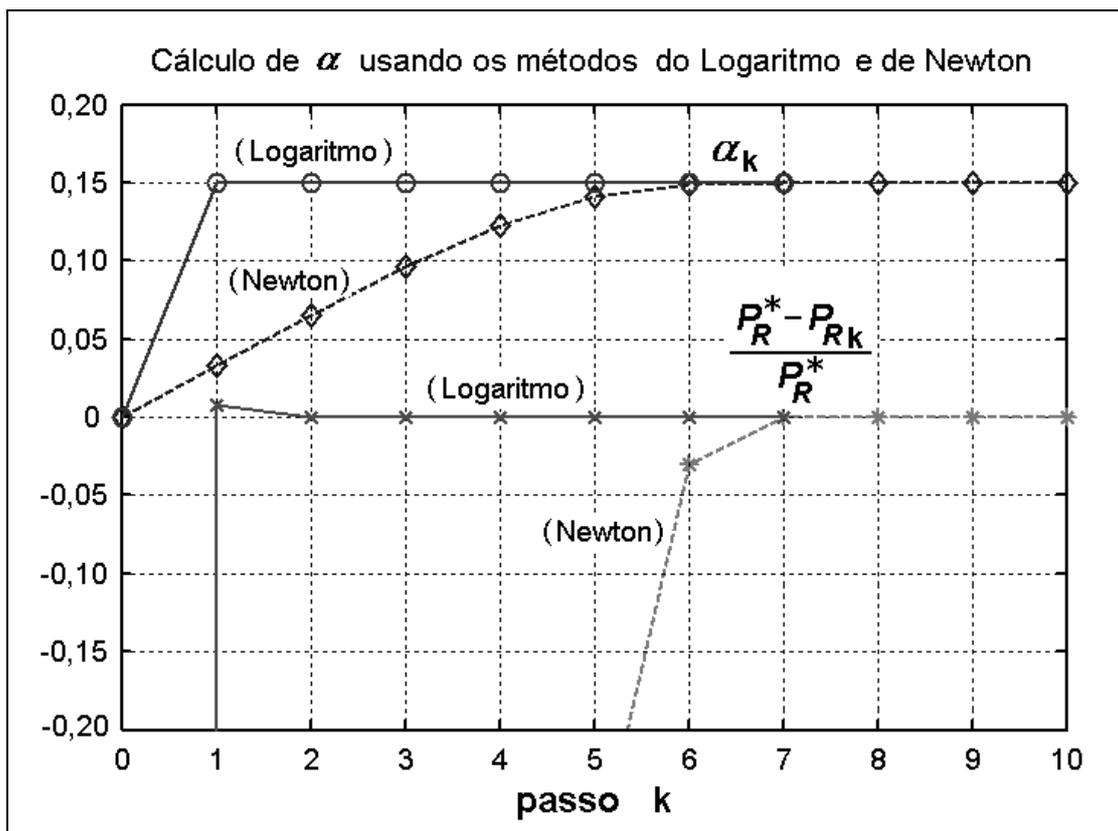


Figura 4.1 – Comparação entre dois métodos iterativos (Exponencial e Newton) para cálculo de α utilizando o conhecimento do valor de potência recebida (P_R^*), tendo as seguintes condições: $d = 15\text{m}$; $h = 1,0\text{m}$; $D = 0,99$; $R = -0,29$; $\cos(\delta) = -0,84$; $\alpha^* = 0,15$. Foram gastos 7 passos, com o método do Logaritmo, para se atingir a condição de parada: $(P_R^* - P_{Rk})/P_R^* < 10^{-14}$

4.2.2 – Simplificações para o cálculo do fator de absorção

A fim de se reduzirem os cálculos necessários à obtenção do valor final de α , duas simplificações no modelo são propostas. A redução na quantidade de cálculos é necessária quando se deseja executar o processamento localmente, nos nós sensores. Cálculos mais extensos devem ser deixados para a central de processamento de dados, de modo se proporcionar economia de energia dos nós sensores.

Utilizando como base o modelo de atenuação de sinal eletromagnético descrito no capítulo 3, algumas simplificações podem ser propostas para facilitar o cálculo do fator de absorção, desde que certas restrições sejam obedecidas. Inicialmente, pode-se reescrever o modelo com um produto de dois termos:

$$\frac{P_R}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot \left[1 + \frac{e^{-2\alpha(r-d)}}{(r/d)^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-\alpha(r-d)}}{r/d} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot T \quad (4.8)$$

onde T é uma função de cinco fatores independentes:

$$T(\alpha, d, r(d, h), R(d, h, \epsilon_s), D(d, h), \delta(d, h, \lambda)) = T(\alpha, d, h, \epsilon_s, \lambda) \quad (4.9)$$

4.2.2.1 – Redução das exponenciais ao valor unitário

O cálculo da função $T(\alpha, d, h, \epsilon_s, \lambda)$ pode ser simplificado quando a diferença entre as distâncias r e d forem pequenas o suficiente para aproximar as exponenciais pelo valor unitário, sem que isto represente um grande desvio no valor total de T . Três exemplos numéricos são apresentados aqui, considerando os valores extremos de $\cos(\delta)$, e utilizando-se três distâncias diferentes: 5 m, 10 m e 15 m. Um valor médio de fator de absorção para cultura de milho será utilizado, baseado nos modelos de Schmugge & Jackson (1992): $\alpha = 0,15$. Neste exemplo é considerado o comprimento de onda $\lambda = 0,33$ m ($f = 916$ MHz).

$$\cos(\delta) = \pm 1 \Rightarrow \delta = \frac{2\pi(r-d)}{\lambda} = n \cdot \pi \Rightarrow r-d = \frac{n \cdot \lambda}{2} = n \cdot 0,165 \quad (4.10)$$

A tabela 4.1 apresenta os resultados numéricos para este exemplo, considerando os três primeiros valores de n (número de meios comprimentos de onda). Foram calculadas as alturas necessárias para que as diferenças entre os comprimentos dos caminhos direto (d) e refletido (r) resultassem em valores correspondentes aos ângulos de defasagem desejados. As duas últimas linhas da tabela apresentam os desvios obtidos quando se consideram unitários os valores das exponenciais. Juntamente aos valores dos desvios são apresentados os percentuais correspondentes.

Tabela 4.1 – Aproximação dos termos exponenciais pelo valor unitário, considerando diferentes ângulos de defasagem (δ) entre os campos elétricos, E_d e E_r .

Ângulo de defasagem	δ ($\cos \delta = \pm 1$)	π	2π	3π
Difer. nos percursos	$r-d$	0,165 m	0,330 m	0,495 m
Alturas consideradas para cada distância e cada δ	$d = 5$ m	$h = 0,64$ m	$h = 0,90$ m	$h = 1,1$ m
	$d = 10$ m	$h = 0,90$ m	$h = 1,3$ m	$h = 1,6$ m
	$d = 15$ m	$h = 1,1$ m	$h = 1,6$ m	$h = 1,9$ m
Exponencial real	$e^{-\alpha(r-d)}$	0,975	0,952	0,928
Erros de aproximação	$e^0 - e^{-\alpha(r-d)}$	0,024 (+2%)	0,048 (+5%)	0,072 (+8%)
	$e^0 - e^{-2\alpha(r-d)}$	0,048 (+5%)	0,094 (+10%)	0,138 (+16%)

Os resultados apresentados na tabela 4.1 indicam que a aproximação proposta se torna razoável à medida que se reduz a relação entre altura e distância ($h/d \rightarrow 0$). Quando esta relação diminui, verifica-se uma redução nos valores percentuais indicados na tabela, diferença entre cálculo aproximado e exato da exponencial. Em uma cultura de milho, a altura dos dispositivos de rádio em relação ao solo não deverá exceder $h = 2,0$ m, sob pena de não haver vegetação no caminho de propagação das ondas.

Esta aproximação no modelo permite que o fator de absorção seja calculado como função direta dos demais fatores, evitando-se o método iterativo. Neste caso:

$$\frac{P_R}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot \left[1 + \frac{1}{(r/d)^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{1}{r/d} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot T(d, h, \lambda, \epsilon_s) \quad (4.11)$$

Se a relação entre P_R e P_0 for medida decibéis, (4.11) se transforma em:

$$\frac{P_R}{P_0} [dB] = -8,68 \cdot \alpha \cdot d - 20 \log(d) + 10 \log(T) \quad (4.12)$$

e o valor do fator de absorção é diretamente calculado:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \cdot \left[-\frac{P_R}{P_0} [dB] - 20 \log(d) + 10 \log(T) \right] \quad (4.13)$$

4.2.2.2 – Redução da reflectividade do solo ao valor unitário

Conforme descrito neste capítulo, além da medição da potência total recebida (P_R), deve-se medir o índice de reflexão do solo, para que o valor do fator de absorção (α) possa ser calculado, e para que o teor de água das plantas possa ser estimado. A medição da reflectividade do solo exigiria um complexo sistema de medição por radiometria, o que anularia o mérito deste trabalho. Este índice de reflexão poderia ser estimado utilizando-se o modelo de Fresnell descrito no capítulo 3, mas ainda haveria a necessidade de se medir a constante dielétrica do solo, a qual varia em função da umidade do solo.

Uma forma de se obter uma simplificação na medição do fator de absorção é encontrada quando o índice de reflexão do solo é aproximado por um valor constante, $R = -1$. Isto é razoável quando o ângulo de incidência (ψ) do sinal eletromagnético sobre o solo for próximo de zero, ou seja, quando se reduz a relação entre altura e distância ($h/d \rightarrow 0$). A tabela 4.2

apresenta resultados numéricos obtidos para o cálculo do índice de reflexão para dois diferentes valores de constante dielétrica do solo e para dois valores diferentes para a razão h/d . Os cálculos foram feitos apenas para polarização vertical do campo elétrico. Os exemplos de constante dielétrica do solo foram obtidos em Chauhan (1994), para solo seco ($\epsilon_s = 4,3-j0,6$) e solo úmido ($\epsilon_s = 16,1-j3,4$). Os resultados demonstram que desvios superiores a 10% na avaliação de R são obtidos mesmo para pequenas relações entre altura e distância, $h/d = 1\%$. Estas diferenças entre valor aproximado e de referência da reflectividade indicam que esta não é uma aproximação razoável no cálculo do fator de absorção. Diferenças de 10% no valor de R resultará em desvios de aproximadamente 3% nos calculados de α .

Tabela 4.2 – Avaliação da reflectividade do solo para diferentes valores de ψ e ϵ_s

altura/dist	Ângulo de incidência	Reflectividade para solo seco		reflectividade para solo úmido	
		R ($\epsilon_s = 4,3-j0,6$)	desvio [$R-(-1)$]	R ($\epsilon_s = 16,1-j3,4$)	desvio
h/d	ψ				
0,10	11,3°	- 0,37	0,63	- 0,10	0,90
0,01	1,14°	- 0,91	0,09	- 0,85	0,15

4.2.2.3 – Estimação da reflectividade do solo

O conhecimento valor da reflectividade do solo será importante quando a relação entre altura e distância entre rádios comunicadores for superior a 1%. Este valor pode ser estimado através da medição da umidade do solo. Existem alguns modelos desenvolvidos empiricamente, os quais relacionam umidade com constante dielétrica do solo. Um dos modelos mais conhecidos foi desenvolvido por G. C. Topp (Noborio, 2001):

$$\theta[m^3 / m^3] = -5,3 \cdot 10^{-2} + 2,92 \cdot 10^{-2} \cdot \epsilon - 5,5 \cdot 10^{-4} \cdot \epsilon^2 + 4,3 \cdot 10^{-6} \cdot \epsilon^3 \quad (4.14)$$

$$\theta[\%] = 0,00043 \cdot \epsilon^3 - 0,055 \cdot \epsilon^2 + 2,92 \cdot \epsilon - 5,3 \quad (4.15)$$

cujos desvios na estimação da umidade é de aproximadamente $\pm 3\%$. Em (4.14) e (4.15), θ representa a umidade e ϵ representa a constante dielétrica do solo.

Na literatura são encontrados modelos propostos por outros autores, como Malicki (Noborio, 2001) e Curtis (Curtis, 2001).

4.2.3 – Estimação do fator de absorção independente da reflectividade

O índice de reflexão do solo (R) varia em função da umidade, influenciando a atenuação do sinal eletromagnético utilizado na comunicação de duas estações de rádio situadas próximas do solo e em meio à vegetação. A medição deste parâmetro, ou mesmo sua estimação, é uma tarefa difícil. Portanto, é apropriado se utilizar um método de medição do fator de absorção que seja insensível à variação de R .

Este método é baseado em duas medições independentes, as quais envolvem duas variáveis desconhecidas. Este método conduz a um sistema não linear de duas equações e duas incógnitas: α e R . Considerando que ambos os fatores são constantes para as duas equações obtidas, o sistema de equações permite obter o valor de α sem a necessidade de se determinar o índice de reflexão.

Neste método, são feitas medições de atenuação de microondas utilizando-se dois conjuntos de transmissor (Tx) e receptor (Rx) separados por distâncias diferentes. d_1 é a distância que separa Tx₁ de Rx₁, d_2 separa Tx₂ de Rx₂. Os rádios utilizados têm as mesmas características nominais. As medições são feitas em uma mesma região, de modo que o fator de absorção seja o mesmo para os dois conjuntos. Considerando que os transmissores estejam operando à mesma potência ($P_T = \text{constante}$), a potência recebida em cada Rx (receptor) será:

$$\frac{P_{R1}}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d_1}}{d_1^2} \cdot T(d_1, h_1, \lambda, \epsilon_s) = \frac{e^{-2\alpha d_1}}{d_1^2} \cdot T_1 \quad (4.16)$$

$$\frac{P_{R2}}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d_2}}{d_2^2} \cdot T(d_2, h_2, \lambda, \epsilon_s) = \frac{e^{-2\alpha d_2}}{d_2^2} \cdot T_2 \quad (4.17)$$

Dividindo-se (4.17) por (4.16), obtém-se (4.18):

$$\frac{P_{R2}}{P_{R1}} = \frac{e^{-2\alpha d_2}}{e^{-2\alpha d_1}} \cdot \frac{d_1^2}{d_2^2} \cdot \frac{T_2}{T_1} \quad (4.18)$$

Quando os valores de potências recebidas são expressos em decibéis, obtém-se:

$$P_{R2} - P_{R1} = -8,68 \cdot \alpha \cdot (d_2 - d_1) + 20 \log\left(\frac{d_1}{d_2}\right) + 10 \log\left(\frac{T_2}{T_1}\right) \quad (4.19)$$

Donde se pode calcular o valor do fator de absorção:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot (d_2 - d_1)} \left[P_{R1} - P_{R2} - 20 \log \left(\frac{d_2}{d_1} \right) + 10 \log \left(\frac{T_2}{T_1} \right) \right] \quad (4.20)$$

Podem ser definidas posições adequadas para os conjuntos de Tx e Rx tal que a relação T_1/T_2 se mantenha inalterada mesmo sob variações da reflectividade do solo. Desta forma, o fator de absorção (α) se torna uma função linear da diferença das potências recebidas em R_{X1} e R_{X2} .

A figura 4.2 mostra um exemplo de variação da perda de potência na comunicação entre Tx e Rx, para diferentes distâncias e diferentes constantes dielétricas do solo: $\epsilon_s = 4,3-j0,6$ (solo seco) e $\epsilon_s = 28,2-j5,2$ (solo muito úmido, $\theta = 29\%$), conforme exemplos citados em (Chauhan, 1994). Foram utilizados os seguintes valores na elaboração dos gráficos: $h = 1,0$ m, $\lambda = 0,33$ m. Observa-se que, para as distâncias maiores que $d = 10$ m as variações de perda de potência são similares, o que manteria constante a diferença entre as potências recebidas P_{R1} e P_{R2} quando d_1 e d_2 estivessem além dessa marca.

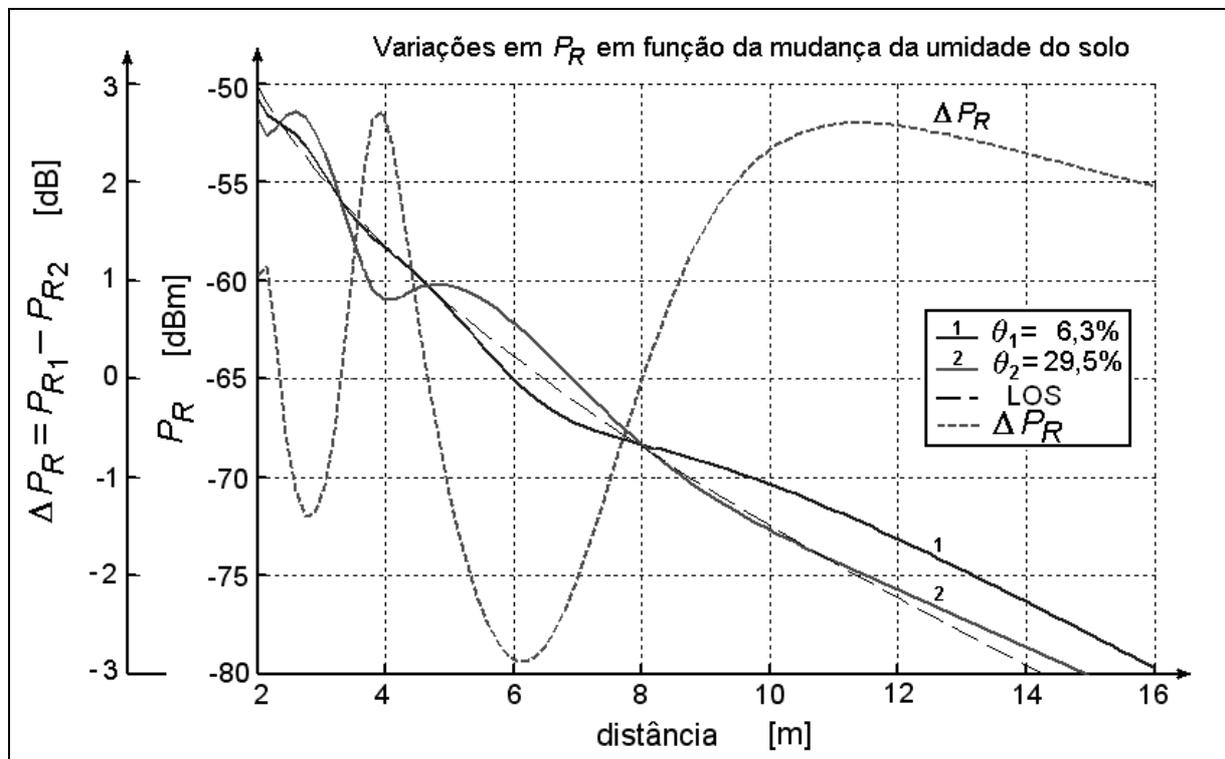


Figura 4.2 – Variação da atenuação em função da mudança na constante dielétrica do solo. Solo seco ($\epsilon_{s1} = 4,3-j0,6$) e solo muito úmido ($\epsilon_{s2} = 28,2-j5,2$).

Na figura 4.2 é apresentado um gráfico da diferença ocorrida na potência recebida (consequentemente na atenuação) devido à diferença na constante dielétrica do solo, causada pela variação na umidade (θ). Para distâncias maiores que $d = 10$ m, a diferença ΔP_R se mantém próxima de 2 dB (decaimento de 0,1 dB/metro para distâncias entre 12 e 16 metros). O aumento da atenuação para distâncias além de 12 metros é de 1,7 dB/metro. A variação (ΔP_R) na atenuação do sinal recebido se deve à variação na função $T(\alpha, d, h, \lambda, \epsilon_s)$. A aproximação feita, onde se considera constante a variação na função T , para diferentes distâncias, é razoável apenas para distâncias longas ($d \gg h$). No exemplo da figura 4.2, esta aproximação é adequada apenas para distâncias maiores que 10 m ($d > 10$ m).

A função $T(\alpha, d, h, \lambda, \epsilon_s)$ indicada em (4.8) foi calculada para as seguintes condições: $\alpha = 0,13$, $h = 1,0$ m, $\lambda = 0,33$ m, $d_1 = 10$ m, $d_2 = 15$ m, $\epsilon_{s1} = 4,3-j0,6$ e $\epsilon_{s2} = 16,1-j3,4$. Os resultados são apresentados na tabela 4.3.

Tabela 4.3 – Variações na relação T_1/T_2 relativas às mudanças na constante dielétrica do solo

	$T_1 (d_1 = 10\text{m})$	$T_2 (d_2 = 15\text{m})$	T_1 / T_2	$10\log(T_1 / T_2)$
$\epsilon_{s1} = 4,3-j0,6$	1,661	2,072	0,802	-0,959
$\epsilon_{s2} = 16,1-j3,4$	1,156	1,528	0,756	-1,212

Verifica-se uma variação na função $10\log(T_1/T_2)$ de 0,25, o que resultará em um desvio de 4% no valor de $\alpha (= 0,13)$. Este desvio deve ser considerado na avaliação da viabilidade de se adotar o método de medição em distância dupla (DD).

4.3 – CONTRIBUIÇÕES PARA A INCERTEZA DO FATOR DE ABSORÇÃO

A medição do fator de absorção, α , através da medição da atenuação das ondas eletromagnéticas, terá uma incerteza associada, a qual dependerá das contribuições dos diversos fatores envolvidos. O conhecimento das contribuições de cada um desses fatores é necessário para que se possam propor melhorias do processo de medição.

4.3.1 – Lei Generalizada de Propagação de Incertezas

A Lei Generalizada de Propagação de Incertezas (GLPU – *Generalized Law of Propagation of Uncertainties*) estabelece que se existe um conjunto de variáveis \mathbf{Q} cujos valores se deseja estimar em função de um outro conjunto, \mathbf{Z} , de variáveis conhecidas, as incertezas associadas a \mathbf{Q} podem ser calculadas em função das incertezas associadas ao conjunto \mathbf{Z} (Lira, 2002). Para tal, deverá haver um conjunto de equações que associa as variáveis q e z . Aqui, tal conjunto de equações, M_i , é representado na forma de um vetor:

$$M(\mathbf{Z}, \mathbf{Q}) = 0 \quad (4.21)$$

onde \mathbf{Z} é o vetor de variáveis conhecidas (entradas) e \mathbf{Q} é o vetor de variáveis que se deseja calcular (saídas).

O número de equações $M_i(\mathbf{Z}, \mathbf{Q})$ deverá ser igual ou maior ao número de variáveis q_i que se deseja calcular. Quando o número de equações for igual ao número de incógnitas (saídas), as variáveis q_i podem ser calculadas por uma forma direta, ou através de um método iterativo. Quando o número de equações for maior que o número de saídas, as variáveis q_i deverão ser calculadas pelo método dos mínimos quadrados, o que é feito empregando-se a pseudo-inversa.

As incertezas associadas às saídas (q_i) são calculadas em função das incertezas associadas às entradas (z_i) utilizando-se a GLPU. Para igual número de saídas e equações, a GLPU é expressa como:

$$\mathbf{u}_q^2 = \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_z^2 \cdot \mathbf{S}^T \quad (4.22)$$

onde \mathbf{u}_q^2 é a matriz de incertezas de saída e \mathbf{u}_z^2 é a matriz de incertezas de entrada. A matriz \mathbf{S} é calculada em função das matrizes de sensibilidade das funções de $\mathbf{M}(\mathbf{Z}, \mathbf{Q})$ em relação às variáveis dos vetores \mathbf{Z} e \mathbf{Q} :

$$\mathbf{S} = -(\mathbf{S}_q)^{-1} \cdot \mathbf{S}_z \quad (4.23)$$

As matrizes de sensibilidade, \mathbf{S}_z e \mathbf{S}_q , são calculadas pelas derivadas parciais do vetor de equações, $\mathbf{M}(\mathbf{Z}, \mathbf{Q})$, em relação às variáveis z_i e q_i .

Em particular, quando se tem apenas uma variável no vetor \mathbf{Q} , apenas uma equação, a matriz \mathbf{S} é calculada como:

$$\mathbf{S} = -\frac{1}{c_{q1}} \cdot \mathbf{S}_z \quad (4.24)$$

onde:

$$c_{q1} = \frac{\partial M_1(q_1, \mathbf{Z})}{\partial q_1} \quad (4.25)$$

Se as variáveis de entrada são independentes entre si, a matriz de sensibilidade \mathbf{S}_z será diagonal, sendo seus elementos:

$$c_z(i, j) = \begin{cases} \frac{\partial M_1(q_1, \mathbf{Z})}{\partial z_i} & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases} \quad (4.26)$$

Neste caso, a incerteza associada à variável de saída é calculada por:

$$\mathbf{u}_q^2 = -\frac{1}{c_q^2} \cdot \sum_{i=1}^{nz} c_{zi}^2 \cdot \mathbf{u}_z^2 \quad (4.27)$$

4.3.2 – Aplicação da GLPU para calcular a incerteza associada a α

A GLPU pode ser usada para calcular a incerteza associada à variável de saída, α , em função das incertezas associadas às demais variáveis envolvidas no modelo de propagação.

4.3.2.1 – Modelo que utiliza medição em uma única distância

Um dos métodos propostos para identificar o fator de absorção através da medição da intensidade do sinal de rádio utiliza o modelo descrito pela equação (4.8):

$$\frac{P_R}{P_0} = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot \left[1 + \frac{e^{-2\alpha(r-d)}}{(r/d)^2} \cdot R^2 \cdot D^2 + 2 \cdot \frac{e^{-\alpha(r-d)}}{r/d} \cdot R \cdot D \cdot \cos(\delta) \right] = \frac{e^{-2\alpha d}}{d^2} \cdot T \quad (4.8)$$

Expressando a relação P_R/P_0 de (4.8) em decibéis, tem-se:

$$P_R - P_0 = -8,68 \cdot \alpha \cdot d - 20 \cdot \log(d) + 10 \cdot \log(T) \quad (4.28)$$

$$M = P_R - P_0 + 8,68 \cdot \alpha \cdot d + 20 \cdot \log(d) - 10 \cdot \log(T) = 0 \quad (4.29)$$

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \cdot [-P_R + P_0 - 20 \cdot \log(d) + 10 \cdot \log(T)] \quad (4.30)$$

Considerando-se que as variáveis d , h , λ , ϵ_s , P_R e P_0 , não sejam correlacionadas, aplica-se a GLPU à função (4.29) para calcular a incerteza associada à variável α :

$$c_\alpha^2 \cdot u_\alpha^2 = c_d^2 \cdot u_d^2 + c_h^2 \cdot u_h^2 + c_\lambda^2 \cdot u_\lambda^2 + c_{\epsilon_s}^2 \cdot u_{\epsilon_s}^2 + c_{P_R}^2 \cdot u_{P_R}^2 + c_{P_0}^2 \cdot u_{P_0}^2 \quad (4.31)$$

$$u_\alpha^2 = \frac{1}{c_\alpha^2} \left(c_d^2 \cdot u_d^2 + c_h^2 \cdot u_h^2 + c_\lambda^2 \cdot u_\lambda^2 + c_{\epsilon_s}^2 \cdot u_{\epsilon_s}^2 + c_{P_R}^2 \cdot u_{P_R}^2 + c_{P_0}^2 \cdot u_{P_0}^2 \right) \quad (4.32)$$

Cada um dos coeficientes de sensibilidade, c_x , é calculado pela derivada parcial da função M em relação a cada uma das variáveis, avaliada em certo ponto (um conjunto determinado de valores das variáveis). As expressões dos coeficientes de sensibilidade são descritas a seguir.

$$c_{\alpha} = \frac{\partial M}{\partial \alpha} = 8,68 \cdot d + \frac{\partial[10 \cdot \log(T)]}{\partial \alpha} \quad (4.33)$$

À medida que a distância, d , aumenta, a relação entre altura e distância diminui ($h/d \rightarrow 0$), a derivada de $10 \cdot \log(T)$ em relação a α se torna desprezível em relação ao termo $8,68 \cdot d$. Portanto, (4.33) se aproxima de:

$$c_{\alpha} = \frac{\partial M}{\partial \alpha} = 8,68 \cdot d \quad (4.34)$$

$$c_{PR} = \frac{\partial M}{\partial P_R} = 1 \quad (4.35)$$

$$c_{P_0} = \frac{\partial M}{\partial P_0} = -1 \quad (4.36)$$

$$c_d = \frac{\partial M}{\partial d} = 8,68 \cdot \left(\alpha + \frac{1}{d} - \frac{1}{2T} \cdot \frac{\partial T}{\partial d} \right) \quad (4.37)$$

$$c_h = \frac{\partial M}{\partial h} = -8,68 \cdot \frac{1}{2T} \cdot \frac{\partial T}{\partial h} \quad (4.38)$$

$$c_{\lambda} = \frac{\partial M}{\partial h} = -8,68 \cdot \frac{1}{2T} \cdot \frac{\partial T}{\partial \lambda} \quad (4.39)$$

$$c_{\epsilon_s} = \frac{\partial M}{\partial h} = -8,68 \cdot \frac{1}{2T} \cdot \frac{\partial T}{\partial \epsilon_s} \quad (4.40)$$

Aplicando (4.34) em (4.32) conclui-se que a incerteza na medição do fator de absorção é reduzida à medida que se aumenta a distância de propagação do sinal eletromagnético.

Um exemplo numérico é apresentado aqui para as seguintes condições: $\epsilon_s = 4,3-j0,6$, $d = 10$ m, $h = 1,0$ m, $\alpha = 0,13$, $\lambda = 0,33$ m. Utilizando-se estes valores, foram calculados:

$T = 1,66$, $D = 0,96$, $R = -0,37$, $\cos \delta = -0,81$ e $\frac{e^{-\alpha(r-d)}}{r/d} = 0,98$. As derivadas da função T

foram calculadas:

$$\frac{\partial T}{\partial d} = 0,25 \quad \frac{\partial T}{\partial h} = 2,11 \quad \frac{\partial T}{\partial \epsilon_s} = 0,06 \quad \frac{\partial T}{\partial \lambda} = 4,55$$

e os coeficientes de sensibilidade:

$$c_{\alpha} = 86,8; c_{PR} = -c_{P_0} = 1; c_d = 1,34; c_h = -5,51; c_{\lambda} = -11,9; c_{\epsilon_s} = -0,71.$$

Então a incerteza associada ao fator de absorção pode ser calculada por (4.32):

$$u_{\alpha}^2 = (0,015)^2 \cdot u_d^2 + (0,063)^2 \cdot u_h^2 + (0,137)^2 \cdot u_{\lambda}^2 + (0,008)^2 \cdot u_{\epsilon_s}^2 + (0,011)^2 \cdot (u_{PR}^2 + u_{P_0}^2)$$

Algumas simplificações podem ser feitas nesta expressão quando se faz uma avaliação de ordem prática. O coeficiente de sensibilidade da constante dielétrica indica que a incerteza associada a esta variável é a de menor importância na avaliação da incerteza de α , podendo então ser desprezada. Embora o coeficiente de sensibilidade do comprimento de onda seja de uma ordem de grandeza superior aos demais, a incerteza associada a esta variável é de várias ordens de grandeza menor que as demais. Os rádios utilizados nos equipamentos de comunicação de dados empregam osciladores baseados em cristal de quartzo, o que lhes fornecem estabilidade de frequência. O desvio de frequência desses osciladores é menor que ± 20 ppm ($\pm 0,002\%$) (Bohren, 2005; Hellan, 2007). Portanto a contribuição desta componente de incerteza também pode ser desprezada. A incerteza associada à potência de referência é muito menor que a incerteza associada à medição da potência recebida (P_R), o que permite eliminar a componente associada a P_0 . Para as condições apresentadas, realizando-se as simplificações propostas, a incerteza na medição do fator de absorção será expressa como:

$$u_{\alpha}^2 = (0,015)^2 \cdot u_d^2 + (0,063)^2 \cdot u_h^2 + (0,011)^2 \cdot u_{PR}^2$$

As contribuições das incertezas de distância e de potência recebida podem ser reduzidas se medidores de qualidade forem utilizados. Porém a incerteza associada à altura não depende apenas do instrumento utilizado na medição, mas também das características do solo (composição, densidade, rugosidade, etc). As ondas eletromagnéticas que atingem o solo, penetram a uma certa profundidade durante o processo de reflexão (Ulaby, 1981b). Não é possível definir com exatidão uma profundidade que represente o ponto de reflexão. Alguns autores indicam profundidades em torno de 3 a 5 cm, para microondas na faixa de frequências da banda-L (Jackson, 1989), podendo atingir valores superiores a 10 cm, em solos muito secos (Ulaby, 1981b).

4.3.2.2 – Modelo que utiliza medição em duas distâncias

A fim de se eliminar a necessidade da medição da constante dielétrica do solo, utilizada para calcular a reflectividade, R , foi proposto um sistema de medição que emprega dois conjuntos de estações de rádio, cada um tendo uma distância própria de separação entre Rx e Tx. A função M que relaciona a variável de saída (α) às demais variáveis envolvidas é derivada da expressão (4.19):

$$P_{R2} - P_{R1} = -8,68 \cdot \alpha \cdot (d_2 - d_1) + 20 \log\left(\frac{d_1}{d_2}\right) + 10 \log\left(\frac{T_2}{T_1}\right) \quad (4.19)$$

$$M = P_{R1} - P_{R2} - 8,68 \cdot \alpha \cdot (d_2 - d_1) + 20 \log\left(\frac{d_1}{d_2}\right) + 10 \log\left(\frac{T_2}{T_1}\right) = 0 \quad (4.41)$$

Pequenas variações em α e ϵ_s têm pouca influência sobre o termo $T_r = T_1/T_2$, podendo este ser considerado constante. Esta é uma aproximação possível para a condição em que a relação $h/d \rightarrow 0$. As derivadas parciais de T_r em relação a essas duas variáveis serão, portanto, nulas:

$$\frac{\partial T_r}{\partial \alpha} = \frac{\partial T_r}{\partial \epsilon_s} = 0 \quad (4.42)$$

Então são derivadas as expressões dos coeficientes de sensibilidade:

$$c_\alpha = \frac{\partial M}{\partial \alpha} = -8,68 \cdot (d_2 - d_1) \quad (4.43)$$

$$c_{PR1} = \frac{\partial M}{\partial P_{R1}} = 1 \quad (4.44)$$

$$c_{PR2} = \frac{\partial M}{\partial P_{R2}} = -1 \quad (4.45)$$

$$c_{d1} = \frac{\partial M}{\partial d_1} = 8,68 \cdot \left(\alpha + \frac{1}{d_1} - \frac{1}{2T_1} \cdot \frac{\partial T_1}{\partial d_1} \right) \quad (4.46)$$

$$c_{d2} = \frac{\partial M}{\partial d_2} = -8,68 \cdot \left(\alpha + \frac{1}{d_2} - \frac{1}{2T_2} \cdot \frac{\partial T_2}{\partial d_2} \right) \quad (4.47)$$

Será verificada ainda a contribuição das incertezas das alturas sobre a incerteza do fator de absorção. Embora tenha sido considerada apenas uma altura para todas as antenas, as incertezas associadas a cada par individual são independentes entre si. Então serão consideradas as incertezas das alturas do primeiro par e do segundo par de comunicadores, independentemente: u_{h1} e u_{h2} .

$$c_{h1} = \frac{\partial M}{\partial h_1} = \frac{\partial M}{\partial T_r} \cdot \frac{\partial T_r}{\partial T_1} \cdot \frac{\partial T_1}{\partial h_1} = -\frac{8,68}{2T_1} \cdot \frac{\partial T_1}{\partial h_1} \quad (4.48)$$

$$c_{h2} = \frac{\partial M}{\partial h_2} = \frac{\partial M}{\partial T_r} \cdot \frac{\partial T_r}{\partial T_2} \cdot \frac{\partial T_2}{\partial h_2} = \frac{8,68}{2T_2} \cdot \frac{\partial T_2}{\partial h_2} \quad (4.49)$$

Um exemplo numérico é apresentado aqui para as seguintes condições: $\epsilon_s = 4,3-j0,6$, $d_1 = 10\text{m}$, $d_2 = 15\text{m}$, $h = 1,0\text{m}$, $\alpha = 0,13$, $\lambda = 0,33\text{m}$. Utilizando-se estes valores, foram calculados: $T_1 = 1,66$, $T_2 = 2,07$. As derivadas das funções T foram calculadas:

$$\frac{\partial T_1}{\partial d_1} = 0,25 \quad \frac{\partial T_1}{\partial h_1} = 2,11 \quad \frac{\partial T_2}{\partial d_2} = -0,03 \quad \frac{\partial T_2}{\partial h_2} = -3,79$$

e os coeficientes de sensibilidade:

$$c_\alpha = -43,4; \quad c_{PR1} = -c_{PR2} = 1; \quad c_{d1} = 1,34; \quad c_{d2} = 1,77; \quad c_{h1} = -5,51; \quad c_{h2} = -7,94.$$

Então, desprezando-se as contribuições das incertezas associadas ao comprimento de onda e à constante dielétrica do solo, a incerteza associada ao fator de absorção pode ser calculado por :

$$u_\alpha^2 = -\frac{1}{c_\alpha^2} \left[(c_{d1}^2 + c_{d2}^2) \cdot u_d^2 + (c_{h1}^2 + c_{h2}^2) \cdot u_h^2 + (c_{PR1}^2 + c_{PR2}^2) \cdot u_{PR}^2 \right]$$

$$u_\alpha^2 = 0,0026 \cdot u_d^2 + 0,050 \cdot u_h^2 + 0,0011 \cdot u_{PR}^2$$

Se for admitida uma incerteza de α de até 10% de seu valor, então $u_\alpha = 0,013$. Isto limitaria as incertezas de distância, altura e potência recebida, respectivamente em: $u_d = 0,25\text{m}$, $u_h = 0,06\text{m}$, $u_{PR} = 0,39\text{dB}$.

4.4 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foi desenvolvido um modelo de medição do fator de absorção (α), baseado no valor medido da atenuação das ondas de RF utilizadas na comunicação de dois rádios comunicadores. O fator de absorção caracteriza a atenuação das ondas eletromagnéticas, na faixa de frequências de microondas, causada pela vegetação, e está relacionado ao conteúdo de água das plantas, como mostrado no capítulo 3.

Foi feito um estudo da propagação de incertezas associadas aos fatores envolvidos no cálculo do fator de absorção, o qual demonstrou que alguns cuidados podem ser tomados para se reduzir a incerteza desta medição. Se for utilizado o método de medição com distância única (DU) deve-se cuidar para que a distância entre o transmissor e o receptor de rádio sejam as maiores possíveis. Se for utilizado o método de medição com distância dupla (DD) deve-se cuidar para que a diferença entre as distâncias d_1 e d_2 seja grande. Foi demonstrado também que, as principais contribuições para a incerteza da medição de α são as incertezas da medição de potência recebida (P_R) e da altura (h) dos nós sensores em relação ao ponto de reflexão no solo. Realizando-se um grande número de medições de atenuação de sinal eletromagnético em diferentes pontos da região onde se deseja conhecer o fator de absorção, consegue-se uma redução da incerteza, conforme estabelecido pelo teorema do limite central (McClave, 2000). Portanto, utilizando-se um sistema de medição distribuída para este fim, será possível obter uma informação mais confiável sobre o teor de água da vegetação.

Os resultados obtidos neste capítulo servirão de base para a metodologia proposta no capítulo 5, a seguir.

CAPÍTULO 5

MEDIÇÃO DISTRIBUÍDA DO TEOR DE ÁGUA DE UMA CULTURA AGRÍCOLA UTILIZANDO UMA REDE DE SENSORES SEM FIOS

Este capítulo apresenta a necessidade de se utilizar um sistema de medição distribuída para a estimação do teor de água da vegetação de uma cultura agrícola. É sugerida a utilização de uma Rede de Sensores Sem Fios (RSSF) como instrumento de coleta de dados em campos agrícolas e sua utilização como radiômetro. Uma metodologia para instalação e utilização da RSSF como medidor de teor de água da vegetação é apresentada.

5.1 – VARIABILIDADE DAS CARACTERÍSTICAS DA VEGETAÇÃO

Os modelos apresentados no capítulo 3, os quais associam a atenuação das ondas eletromagnéticas ao fator de absorção (α) são baseados nos trabalhos de Fung (1977,1978,1979) onde a vegetação é representada por uma camada de dielétrico homogêneo, não uniforme. Neste modelo, o valor da constante dielétrica do docel da vegetação flutua em torno de um valor médio, apresentando uma certa dispersão. Portanto, deve ser esperado que medições de atenuação de ondas eletromagnéticas resultem em valores diferentes para diferentes percursos (ou direções) de propagação dentro da vegetação, embora estes valores possam apresentar uma distribuição normal em torno de um valor médio.

Wigneron (2004) apresentou um estudo sobre o efeito da polarização e do ângulo de observação sobre a atenuação e reflexão das ondas eletromagnéticas pela vegetação. Foram empregadas ondas de frequências da banda-L (1 a 2 GHz), e o modelo $\tau = b.W$ foi utilizado para o estudo da atenuação. Nas medições feitas sobre um campo de milho foi identificada uma variação no valor do parâmetro b , dependente do ângulo de observação (ver figura 5.1).

Embora os valores médios de b obtidos tenham sido próximos, ocorreu uma variância maior para o ângulo de observação paralelo às linhas de plantio.

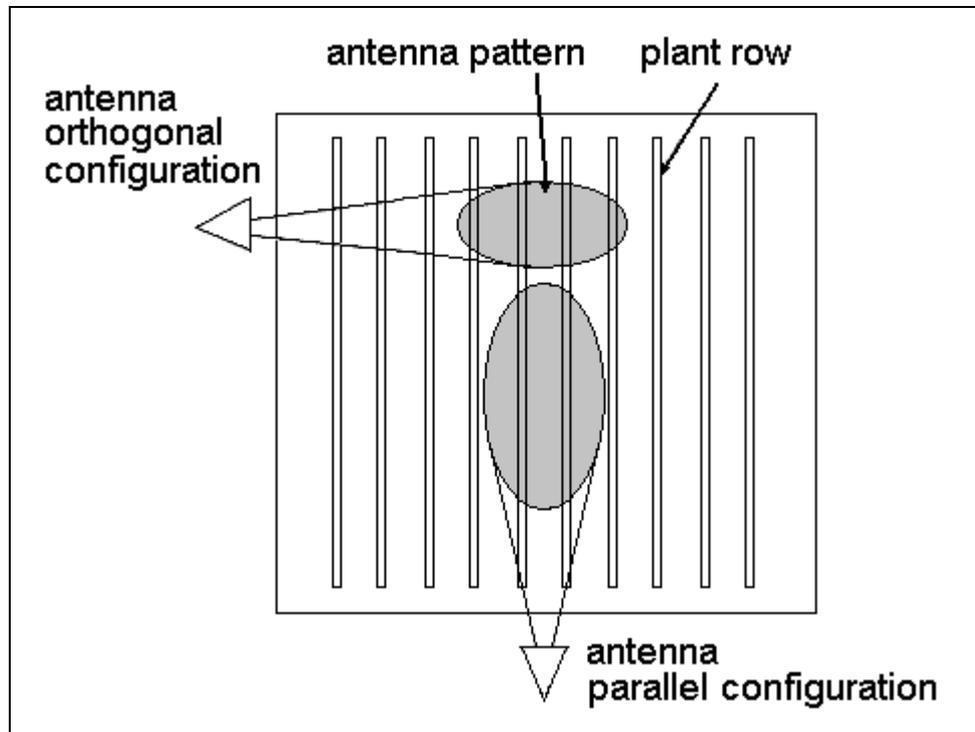


Figura 5.1 – Ângulo de observação de uma plantação em linhas, conforme apresentado em (Wigneron, 2004)

Ulaby e Wilson (1985) apresentaram um estudo sobre a atenuação de ondas eletromagnéticas pela vegetação, considerando diferentes faixas de frequência: banda-L, banda-C, e banda-X. As frequências utilizadas foram 1,55GHz, 4,75GHz e 10,2GHz, respectivamente. Para cada frequência utilizada, foi realizada uma série de medições de atenuação de sinal, enquanto o transmissor e o receptor se deslocavam ao longo da plantação, conforme indicado na figura 5.2. Foram feitos testes para soja e trigo. Todas as medições apresentaram desvio padrão superior a 10% do valor médio. Por exemplo, para as medições feitas em trigo, na frequência de 1,55GHz, com ângulo de incidência de 56° em relação à vertical, foram apresentados os seguintes resultados: $PL(\text{dB}) = 7,1 \pm 1,1$ (pol. vert.) e $PL(\text{dB}) = 2,6 \pm 0,9$ (pol. hor.).

Tavakoli (1991) realizou medições em campos de milho, de modo similar ao trabalho de Ulaby (1985), encontrando os seguintes resultados: $PL(\text{dB}) = 17,2 \pm 2,9$ (pol. vert.) e $PL(\text{dB}) = 5,5 \pm 0,4$ (pol. hor.).

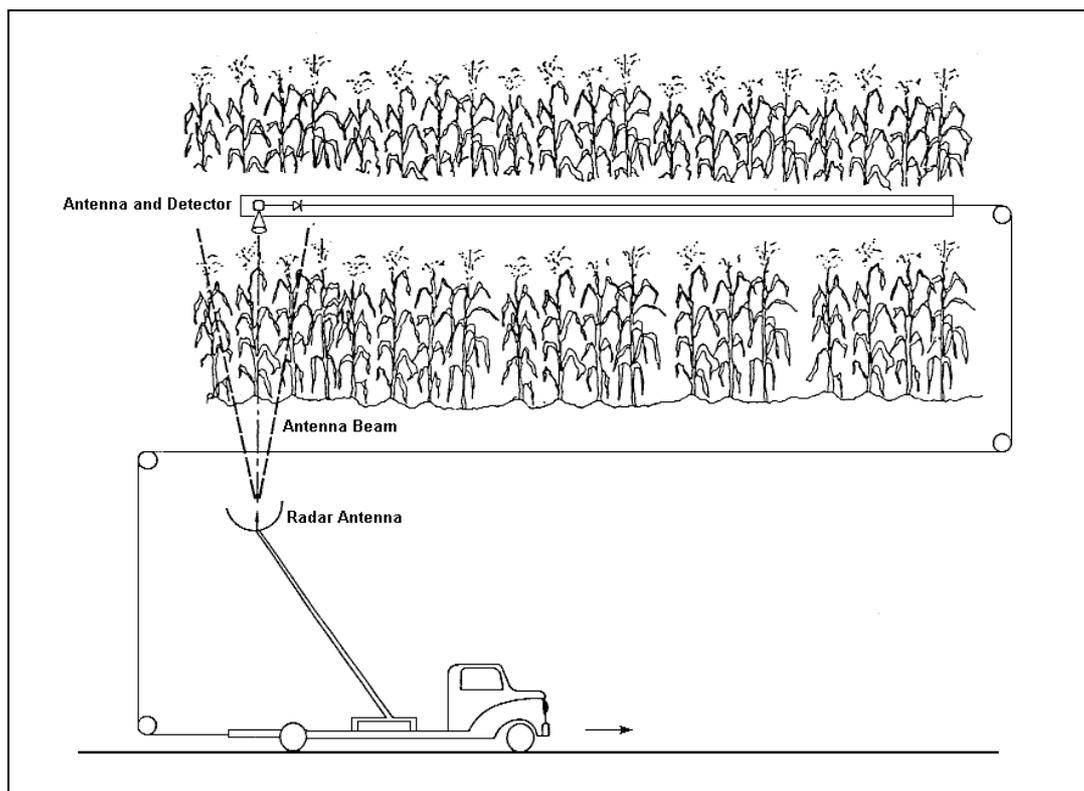


Figura 5.2 – Esquema de medição de atenuação de microondas, apresentado em (Ulaby, 1985)

Todos estes resultados demonstram que, embora as plantas individualmente tenham características similares, sua distribuição não uniforme no campo torna o docel da vegetação um meio não uniforme. Na abordagem apresentada por Fung (1977) o docel é modelado como uma camada contínua de material dielétrico, cuja constante dielétrica é calculada como uma média ponderada entre as contribuições do ar e das plantas. As flutuações no valor desta constante dielétrica, em torno do valor médio, resultam nas variações (próximas de 10%) nas atenuações apresentadas nos exemplos acima.

Para se obter um resultado representativo do teor de água da vegetação, utilizando-se o método de medição da atenuação do sinal de comunicação entre rádios de um sistema de comunicação de dados, deverão ser feitas várias medições espalhadas pelo campo e o valor médio obtido deverá ser considerado. O resultado desta medição é utilizado no auxílio à tomada de decisão sobre a atuação no campo de produção. Desta forma, um sistema distribuído de medição deve ser utilizado para a coleta de dados do campo de produção agrícola. Para se estimar o teor de água da vegetação em um certa região do campo, vários pares de transmissor (Tx) e receptor (Rx) deverão ser espalhados naquela região, de forma a medir a atenuação dos sinais eletromagnéticos por diferentes amostras de plantas e em diferentes ângulos de observação em relação às linhas de plantio.

5.2 – VARIABILIDADE NA ATENUAÇÃO EM ÁREA LIVRE

Conforme descrito no capítulo 4, a atenuação do sinal eletromagnético utilizado na comunicação entre Tx e Rx é susceptível à variação da altura de suas antenas em relação ao ponto de reflexão no solo. A medida da altura deve levar em conta não somente a distância entre a antena e a superfície, mas também a profundidade que a onda penetra no solo. Esta medida não é conhecida, embora existam indicações de profundidades em torno de 10 cm (Ulaby, 1981b), para microondas de frequências próximas às da banda-L (1 a 2 GHz). Além disso, o perfil da superfície (rugosidade e ondulações) dificulta a determinação da altura. Esta variação na altura das antenas faz variar a atenuação do sinal de comunicação, principalmente devido às mudanças na interação entre os campos elétricos direto e refletido. Outros fatores como a variação na constante dielétrica do solo também causam variações na atenuação do sinal de comunicação. As incertezas na determinação das alturas dos rádios comunicadores em relação ao ponto de reflexão no solo refletirão em incertezas de medições feitas a partir da medição de intensidade de sinal.

Um experimento foi realizado no CPDEE (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica) da UFMG (Universidade Federal de Minas Gerais) com o intuito de estudar essas variações da atenuação devido às variações nas características do solo. Foram colocados três rádios comunicadores em um campo de terra, posicionados como vértices de um triângulo equilátero. Todos foram colocados a alturas iguais ($h = 1,0\text{m}$). Todos três realizavam transmissão e recepção, sendo que as transmissões eram feitas com potência $P_T = 0$ dBm. Foram realizadas 5 séries de medições, variando-se a distância entre os rádios: $d = 4,50\text{m}$, $d = 4,75\text{m}$, $d = 5,00\text{m}$, $d = 5,25\text{m}$ e $d = 5,50\text{m}$. Neste procedimento, um elemento era mantido fixo e os demais eram deslocados, conforme indicado na figura 5.3.

Os resultados obtidos são apresentados nos gráficos da figura 5.4. Os três primeiros gráficos mostram as medidas obtidas em cada direção de comunicação (cada aresta do triângulo). Observa-se que ocorreram variações na atenuação dos sinais para as diferentes distâncias. As variações observadas são comuns para sinais de um mesmo par de transceptores de rádio, mas não há correlação entre as variações de potência para sinais de pares distintos. Isto sugere que tais variações na potência recebida pode ser atribuída a variações nas características do solo, uma vez que mudaram os pontos de reflexão. O quarto gráfico apresenta as médias dos valores obtidos para cada distância. Observa-se apenas uma pequena variação na potência recebida, atribuída à variação da distância. Estes resultados

indicam que existe um valor médio representativo para as características do solo naquela região.

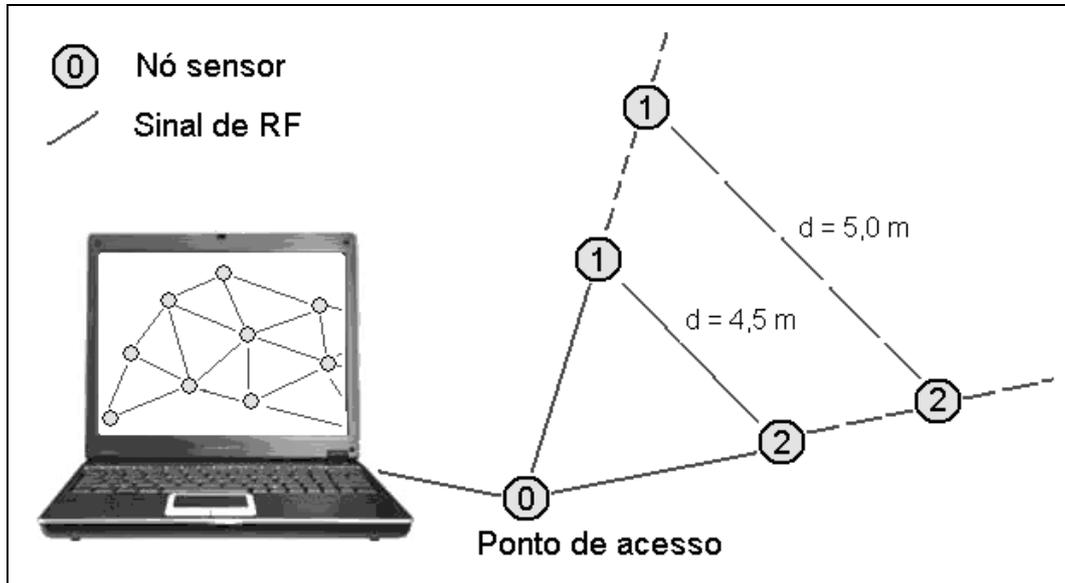


Figura 5.3 – Esquema do procedimento para medição de atenuação com distância variável

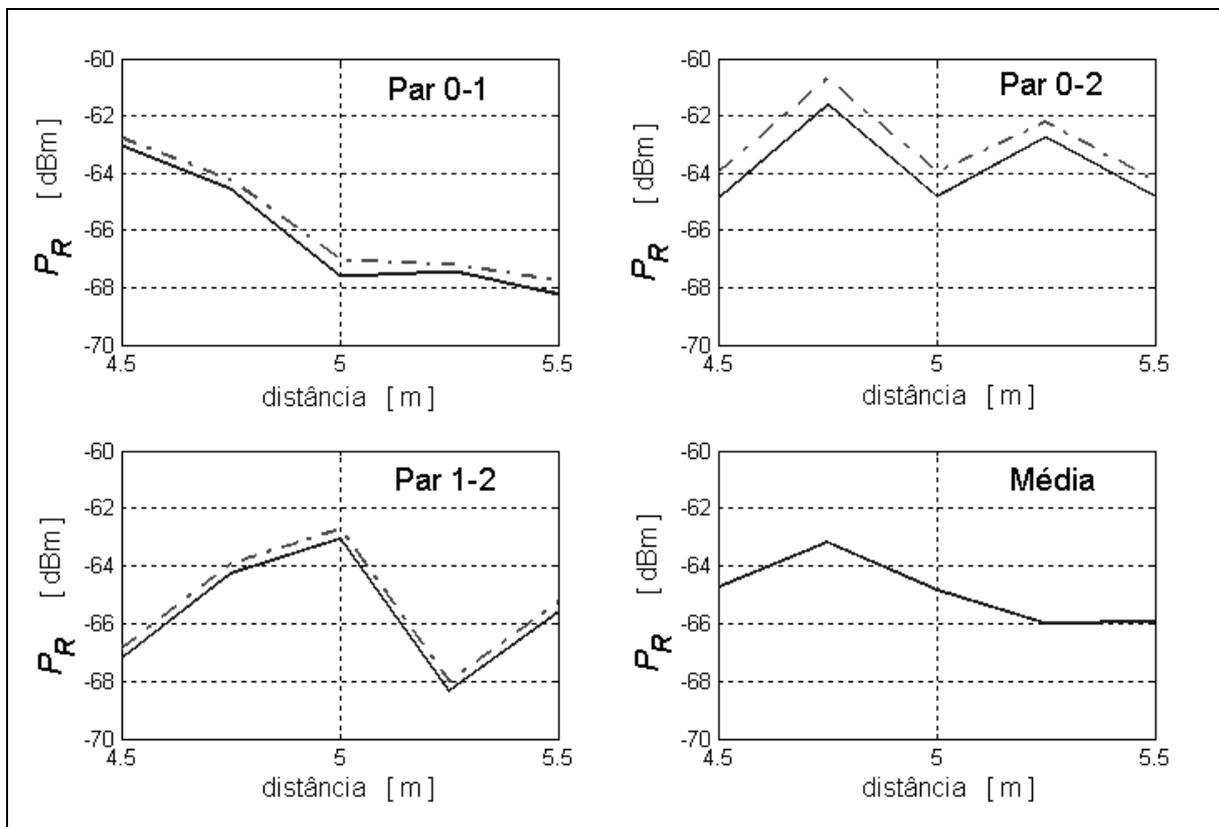


Figura 5.4 – Efeito da variação da distância entre rádios sobre a atenuação em área livre em três vias (ligações entre rádios) distintas

5.3 – MEDIÇÃO DISTRIBUÍDA DE VARIÁVEIS AGRÍCOLAS

A medição distribuída envolve elementos de teste e medição fisicamente remotos entre si e o usuário (Georg, 2000), utilizando-se alguma forma de comunicação entre os elementos sensores e o centro de coordenação e controle. No estudo de variáveis de campos agrícolas, um sistema de medição distribuída é utilizado para se obter dados de vários pontos do campo e enviá-los para uma estação concentradora remota, onde um especialista (ou uma equipe) deverá analisá-los para tomar decisões sobre atitudes a serem tomadas para a condução do processo de produção. As decisões são normalmente baseadas nos valores médios das variáveis obtidas em cada região do campo de cultivo, visto que é economicamente inviável se tratar cada planta separadamente.

A média é utilizada como valor representativo de uma amostra por ser o valor que minimiza o desvio padrão. A média de uma amostra é o valor que possui a menor distância média quadrática em relação ao conjunto de valores da amostra, sendo portanto obtida pelo método de estimação de “mínimos quadrados” (Weisberg, 1985). O desvio padrão de uma amostra, V , de valores, relativamente a um valor v , será mínimo quando $v = v_m$, onde v_m é a média de V . Este valor médio é calculado pela esperança da amostra (Lira, 2002):

$$v_m = E[V] \quad (5.1)$$

Desta forma, justifica-se tomar a média das amostras de uma variável em uma região de um campo agrícola como valor representativo para aquela região.

À medida que se aumenta o número de medições, em variados locais e diferentes vias (ligações entre rádios comunicadores) dentro de uma região do campo, obtém-se um valor médio da variável que está sendo medida cada vez mais próximo da média global, portanto mais representativo para aquela região. Este fato é explicado pelo teorema do limite central (McClave, 2000). Como consequência, reduz-se a incerteza da medição.

Um sistema de medição distribuída pode ser utilizado no controle da irrigação de um campo agrícola, utilizando-se como variável de controle, a umidade do solo. Medidores de umidade do solo são espalhados pelo campo e realizam amostras periódicas. Os dados são transmitidos até um ponto de coleta e análise. A transmissão deve ser feita, preferivelmente de uma forma não guiada (*wireless*). Assim é possível, de forma automática, fazer-se um mapeamento da umidade do solo por todo o campo. Este sistema de medição de umidade é

parte integrante de um sistema de irrigação, o qual é utilizado no controle da produção. Os medidores de campo com capacidade de processamento local são preferíveis, porque podem realizar o controle da coleta e da transmissão de dados, entre outras funções. Uma rede de comunicação de dados poderá ser projetada para integrar todas essas unidades de medição. Uma rede deste tipo é chamada Rede de Sensores Sem Fios (RSSF), ou em inglês, *Wireless Sensor Network* (WSN).

5.4 – ESTIMAÇÃO DO TEOR DE ÁGUA DA VEGETAÇÃO UTILIZANDO UMA RSSF

Uma das aplicações das redes de sensores sem fios é o monitoramento ambiental e de culturas agrícolas (Cerpa, 2001; Mainwaring, 2002; Beckwith, 2004), podendo contribuir no processo da agricultura de precisão. Uma RSSF instalada em um campo agrícola permite que sejam feitas medições em vários pontos do campo, fornecendo ao agricultor informações periódicas detalhadas das variáveis de solo e de clima.

Características de culturas agrícolas, como milho, trigo e algodão, podem ser identificadas através da medição da perda de potência do sinal de rádio utilizado na comunicação dos nós de uma rede de sensores sem fios. A agregação de um grande número de medições conduz a um conhecimento mais adequado da vegetação, em uma certa região, do que seria conseguido com poucas medições feitas por um equipamento de excelente qualidade (Min, 2000; Culler, 2004a). A figura 5.5 é um esquema hipotético de uma distribuição de nós sensores através de um campo agrícola.

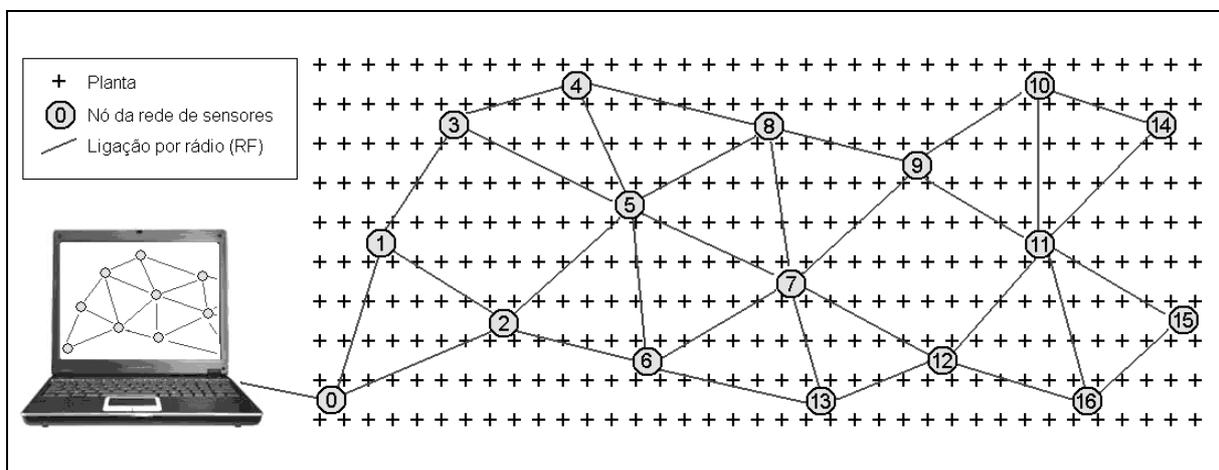


Figura 5.5 – Rede de Sensores Sem Fios em um campo agrícola

No esquema da figura 5.5, os 17 nós realizam medições no campo e se comunicam em rede para transmitir para o nó zero (0) as informações obtidas das medições. A comunicação é feita por múltiplos saltos (trechos do percurso total, compreendido entre dois nós da rede) e os sinais de comunicação passam por quantidades variadas de plantas em cada trecho. O nó 0 se comunica diretamente com o ponto de coleta de dados (ponto de acesso).

Os nós de uma rede de sensores em um campo agrícola ficarão imóveis e poderão ter suas posições determinadas durante a deposição, isto é, terão localização espacial fixa e conhecida. Desta forma, a atenuação do sinal de comunicação entre os nós dependerá do meio (condições ambientais e vegetação) e a medição da potência do sinal de RF recebido poderá ser utilizada para estimar variáveis da cultura (estágio de crescimento, densidade de folhas, umidade, etc).

5.5 – METODOLOGIA

Para realizar as medições de atenuação de potência dos sinais de rádio da RSSF, a fim de estimar o teor de água da vegetação, alguns cuidados devem ser tomados. A metodologia proposta aqui se refere aos cuidados que se deve ter ao se instalar a rede de sensores em um campo agrícola a fim de se facilitar a estimativa do teor de água das plantas utilizando-se a medição de intensidade de sinais das comunicações entre os nós sensores.

5.5.1 – Deposição

Os nós sensores devem ser instalados a iguais alturas e de acordo com um padrão regular (triângulo ou quadrado), resultando em distâncias iguais entre vizinhos. Desta forma, consegue-se maior facilidade para instalação e maior simplicidade nos cálculos de estimativa de teor de água. Os nós sensores deverão ser separados por distâncias longas, mas dentro do limite do alcance de comunicação entre vizinhos. Conforme demonstrado no capítulo 4, o aumento da distância entre nós sensores reduz a incerteza do cálculo do fator de absorção, utilizado para estimar o teor de água das plantas. A instalação da rede de sensores em meio à vegetação deve ser feita de forma que nós vizinhos não estejam na mesma fileira de plantas, para evitar ausência de plantas na via de comunicação (trecho de ligação da rede). Um exemplo hipotético de distribuição de nós sensores em um campo de milho é mostrado no esquema da figura 5.6.

Os receptores e os transmissores deverão ser calibrados e as transmissões serão feitas à mesma potência, tipicamente 0dBm.

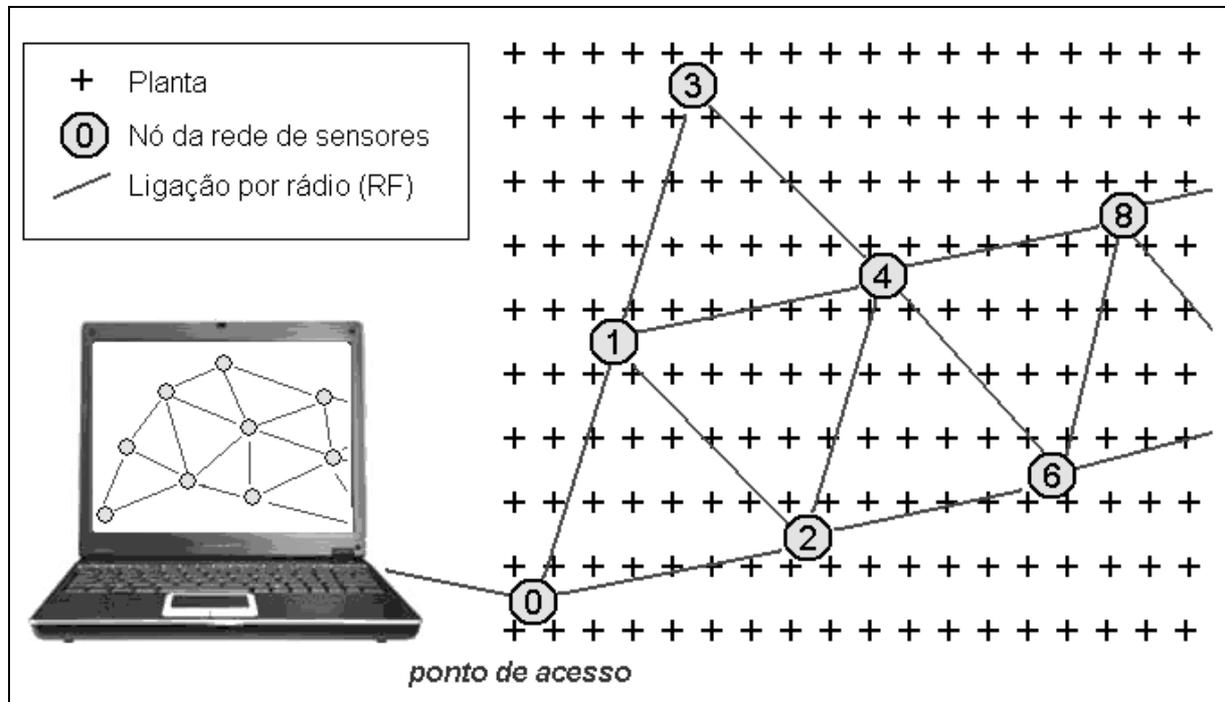


Figura 5.6 – Arranjo triangular de nós sensores em um campo agrícola

5.5.2 – Séries de medições

Como visto na figura 5.6, a distribuição das plantas pelos vários trechos de propagação não é uniforme. Por isso, é necessário se fazerem medições em diferentes trechos, em uma mesma região (por exemplo, nas ligações correspondentes aos três lados de um triângulo). Considerar-se-á como valor representativo para cálculo do fator de atenuação, a média dos valores de atenuação medidos nos diferentes trechos de propagação de uma mesma região. Em cada trecho, uma série de medições de intensidade de sinal recebido deverá ser executada, a fim de se obter um valor representativo da atenuação naquele trecho. Sugerem-se séries com mais de 30 medições, de forma a se obter uma amostra com distribuição mais próxima da distribuição do universo de valores de atenuação (McClave, 2000). As medições de intensidade de sinal recebido serão feitas em todas as transmissões realizadas na rede, sempre que os dados colhidos no campo forem transmitidos. Não há necessidade de se fazerem transmissões exclusivamente para medição de atenuação.

5.5.3 – Cálculo do fator de absorção

Embora os nós sensores tenham habilidade de processamento local, os dados devem ser transmitidos para uma estação concentradora remota, onde os cálculos serão realizados. A complexidade dos cálculos necessários para a obtenção dos valores de teor de água das plantas exigiria um gasto de energia tal que reduziria o tempo de vida dos nós sensores.

Para se calcular o teor de água da vegetação, ou a umidade gravimétrica das plantas, deve-se obter o valor do fator de absorção (α). O fator de absorção é calculado utilizando-se as medidas das atenuações dos sinais de rádio utilizados nas comunicações entre os nós da rede de sensores, os quais estejam na região de interesse. Estes valores são calculados a partir das médias das séries de medições de atenuação feitas para cada par de nó sensor.

Para se calcular o valor de α para uma região do campo, deve-se utilizar um dos métodos desenvolvidos no capítulo 4: “distância única” ou “distância dupla”.

No método de “distância única”, é utilizada a aproximação que considera a função T independente do fator de absorção:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \left[-\frac{P_R}{P_0} - 20 \log(d) + 10 \log(T) \right] \quad (4.13)$$

A relação P_R/P_0 é dada em decibéis (dB), sendo P_0 determinado previamente.

Para se determinar o valor de P_0 , um conjunto de medições de potência deve ser feito em área livre, na ausência de plantas. Isto pode ser feito com a rede de comunicação de dados instalada no campo, em um período imediatamente posterior à deposição das sementes. Na ausência de plantas, o fator de absorção será nulo. A potência de referência é calculada a partir do valor medido da potência recebida:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \left[-\frac{P_R}{P_0} - 20 \log(d) + 10 \log(T) \right] = 0$$
$$P_0 [dBm] = P_R [dBm] + 20 \log(d) - 10 \log(T) \quad (5.2)$$

Portanto, o fator de absorção será calculado como:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \left[-P_{Rv} [dBm] + P_0 [dBm] - 20 \log(d) + 10 \log(T) \right] \quad (5.3)$$

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} [-P_{Rv}[dBm] + P_{Rl}[dBm] - 10\log(T_l) + 10\log(T_v)]$$

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot d} \left[-P_{Rv}[dBm] + P_0[dBm] + 10\log\left(\frac{T_v}{T_l}\right) \right] \quad (5.4)$$

onde P_{Rl} é a potência medida em área livre e P_{Rv} é a potência medida em área com vegetação, T_l é a função T calculada para as condições em que foi feita a medição de P_{Rl} e T_v é a função T para as condições em que se realizou a medição de P_{Rv} .

No método de medição de “distância dupla”, o fator de absorção é calculado como uma função linear:

$$\alpha = \frac{1}{8,68 \cdot (d_2 - d_1)} \left[P_{R1} - P_{R2} - 20\log\left(\frac{d_2}{d_1}\right) + 10\log\left(\frac{T_2}{T_1}\right) \right] \quad (4.20)$$

$$\alpha = A \cdot \Delta P + B \quad (5.5)$$

A constante B pode ser determinada a partir de um conjunto de medições de potência feitos em área livre, sem plantas. Neste caso $\alpha = 0$:

$$\alpha = A \cdot \Delta P_{livre} + B = 0$$

$$B = -A \cdot \Delta P_{livre} \quad (5.6)$$

O fator de absorção será então calculado como:

$$\alpha = A \cdot \left[\Delta P + \frac{B}{A} \right] = \frac{1}{8,68 \cdot (d_2 - d_1)} \cdot [(P_{R1} - P_{R2}) - \Delta P_{livre}] \quad (5.7)$$

5.5.4 – Cálculo do teor de água da vegetação

Tendo sido determinado o valor do fator de absorção, a umidade gravimétrica das plantas é estimada utilizando-se o modelo linear de Jackson (1990), conforme mostrado no capítulo 3:

$$m_g = \frac{2 \cdot \alpha}{b} \left/ \frac{V_p}{V} \right. \quad (3.11)$$

O conteúdo de água do docel é calculado como uma função direta do fator de absorção:

$$m_{g(\text{docel})} = \frac{2 \cdot \alpha}{b} \quad (5.8)$$

5.6 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foi demonstrada a necessidade de se fazer medição distribuída para a identificação do teor de água de uma cultura agrícola, baseado no fato de que este parâmetro apresenta uma certa variabilidade em torno de um valor médio, como identificado em trabalhos anteriores (Ulaby, 1985; Wigneron, 2004). A necessidade de medição distribuída torna vantajosa a utilização dos sinais de comunicação das redes de sensores sem fios na estimação do teor de água das culturas agrícolas. Associado a isto, deve-se salientar o fato de que este dado é conseguido sem a necessidade de se utilizar um sensor adicional específico para esta finalidade, a medição é feita utilizando-se os sinais de comunicação já existentes na rede. Além da variabilidade inerente da cultura agrícola foi identificada uma variação no valor da potência recebida devida às variações nas características do solo. Este fato deve ser considerado neste trabalho, uma vez que são empregadas antenas omnidirecionais, diferentemente das antenas direcionais utilizadas em trabalhos anteriores.

A utilização da RSSF como instrumento radiométrico para medição de teor de água de culturas agrícolas requer um conhecimento das características dos transmissores e dos receptores de rádio, bem como dos medidores de intensidade de sinal recebido (RSS). O capítulo seguinte descreve as características da rede de sensores empregada neste trabalho, bem como as características dos equipamentos utilizados.

Capítulo 6

A Rede de Sensores Sem Fios

Neste capítulo é feita uma descrição da rede de comunicação de dados utilizada como instrumento de medição. Os experimentos foram realizados com dois tipos diferentes de nós sensores, cujos rádios operam em faixas ISM (livre de licença), ambos fabricados pela Crossbow (Crossbow, 2006a). O primeiro, Mica2 (Crossbow, 2006b), opera na faixa de 916MHz, enquanto o segundo, MicaZ (Crossbow, 2006c), opera na faixa de 2,4GHz. Estes nós sensores foram escolhidos por serem de uso geral, e foram desenvolvidos para o desenvolvimento de aplicativos e pesquisa em RSSF.

As bandas ISM são preferíveis neste tipo de aplicação porque não há exigência das autoridades de telecomunicações por licença de operação de aparelhos nessas faixas de frequências. No Brasil, as bandas de 916 MHz e de 2,4 GHz são destinadas a aplicações ISM (industriais, científicas e médicas), sendo que a primeira cobre a faixa de 902-928 MHz e a segunda a faixa de 2400-2500MHz (ANATEL, 2006). A banda de 2,4 GHz é dedicada às aplicações ISM em quase todo o mundo, e coincide com a frequência de operação dos fornos de microondas.

6.1 – CARACTERIZAÇÃO DA REDE

Nos experimentos realizados neste trabalho foram utilizadas redes de sensores sem fios organizadas de forma plana (não hierarquizada) com comunicação ponto-a-ponto (*peer-to-peer*). Os nós sensores tinham igual configuração, dando uma característica homogênea à rede. Os nós foram distribuídos de forma regular em um perfil triangular, permanecendo sobre os vértices de triângulos equiláteros, conforme a metodologia apresentada no capítulo 5. A programação dos nós sensores foi feita utilizando-se o sistema operacional Tiny-OS (TinyOS, 2007) e a linguagem de programação nesC (Levis, 2006), descritos no capítulo 2.

Não foi utilizado nenhum protocolo da camada de Rede neste trabalho porque todos os nós remotos se comunicavam diretamente com o nó base (ponto de acesso). O nó base funcionava como ponto de acesso, mantendo comunicação com um microcomputador, onde todas as informações foram armazenadas. Para o controle de acesso ao meio foi utilizado o protocolo B-MAC (Polastre, 2004). Este protocolo de acesso ao meio utiliza o método CSMA/CA (*carrier sense multiple access with collision avoidance*) (Rajendran, 2006; IEEE,1999; Tanenbaum, 2003) para ocupação do canal de comunicação. O protocolo B-MAC permite a configuração de 7 modos de operação do rádio, a fim de se economizar energia. Neste trabalho foi utilizado o modo zero (0) no qual o rádio permanece ligado durante todo o tempo. As camadas superiores de protocolos de rede não foram definidas neste trabalho. A figura 6.1 apresenta os fluxogramas dos programas desenvolvidos para o nó base e para os nós remotos. Outros programas foram desenvolvidos durante a execução deste trabalho, mas todos seguiam o mesmo princípio mostrado nos fluxogramas da figura 6.1.

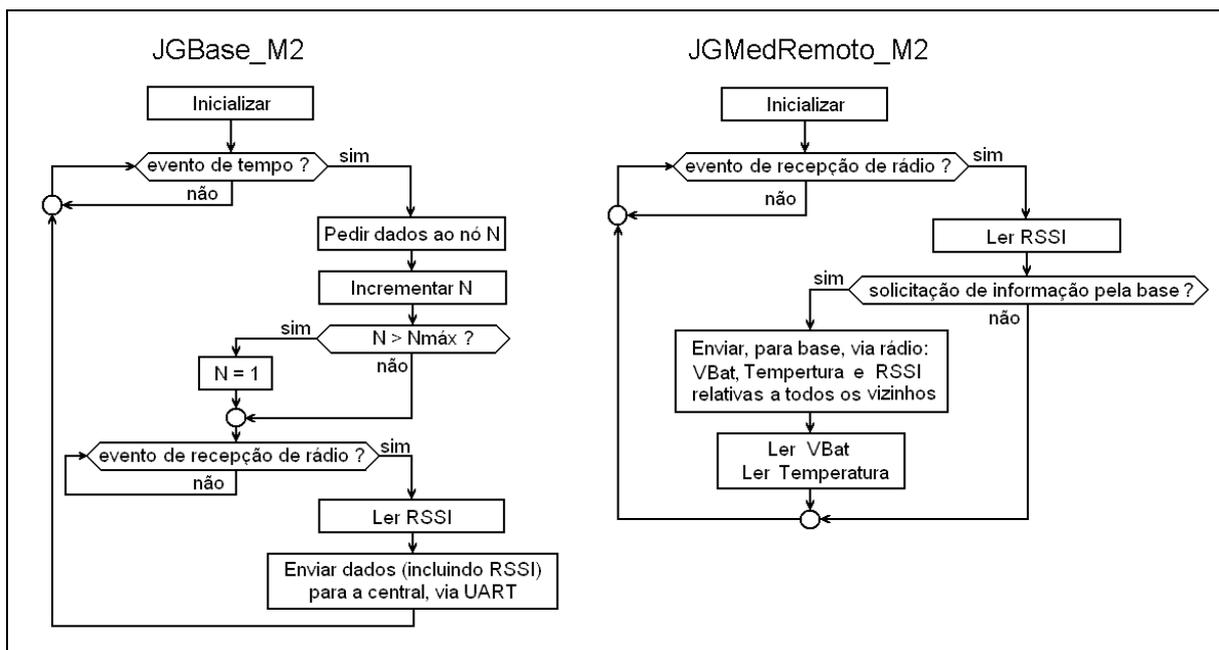


Figura 6.1 – Fluxogramas do programas desenvolvidos para o nó base e para os nós remotos

Todas as comunicações são iniciadas por uma mensagem enviada pelo nó base (zero) para um nó remoto e encerradas com a resposta deste para a base. Em todas as comunicações são realizadas medições de intensidade de sinal recebido (RSS). Os nós remotos realizam medições de temperatura ambiente e de tensão de alimentação (bateria). Cada nó remoto registra a RSSI de todos os sinais que recebe e envia esses dados para a base apenas quando recebe solicitação desta.

As figuras 6.2 e 6.3 apresentam parte das estruturas dos programas do nó base e dos nós remotos. Estas figuras fazem parte da documentação gerada pelo compilador nesC.

Foi desenvolvido um bloco funcional para controle de potência de transmissão do rádio, o qual não existia até a versão 7 do sistema operacional TinyOS (o bloco PotM não possui funções para modificar a potência de transmissão). A programação dos nós sensores utilizando a linguagem nesC é feita através de módulos, ou blocos funcionais. Cada módulo executa suas funções através de comandos (*command*) e tarefas (*task*). As tarefas são rotinas internas, enquanto os comandos são funções acessadas por blocos externos. A cada chamada de um comando, o módulo executa a função pertinente e retorna um resultado através de um evento (*event*). No diagrama da figura 6.3, JGMedRemotoM, ADCREFM e AMStandard são módulos. A ligação entre os módulos é determinada nos blocos de configuração e é feita através das interfaces existentes em cada módulo. ADCC e GenericComm são configurações do programa do nó remoto. O módulo JGMedRemotoM tem duas ligações ao módulo ADCREFM através das interfaces ADC, as quais são feitas por intermédio do bloco de configuração ADCC. Uma interface é dedicada à medição da temperatura ambiente e a outra para a tensão da bateria (VBat). Através da interface ADC, o módulo JGmedRemotoM pode solicitar ao módulo ADCREFM a leitura de VBat, o que é feito pela chamada ao comando `getData()`. Ao final da execução deste comando, o módulo JGmedRemotoM receberá do módulo ADCREFM um sinal *event*, através do qual será informado o resultado da operação.

Alguns blocos funcionais utilizados nos programas do nó base e dos nós remotos merecem destaque. TimerC é o bloco que fornece funções de marcação de tempo. Através da interface Timer, um evento `fired()` é anunciado a cada conclusão de um ciclo de tempo. O bloco CC1000RadioC fornece as funções de envio e recepção de mensagens através do rádio (CC1000). UART fornece as funções de envio e recepção de mensagens através da unidade de comunicação serial. ADCC fornece as funções de leitura de dados dos sensores, os quais são digitalizados por um conversor A/D. LedsC executa as funções de ligar e desligar três leds disponíveis nos nós sensores. O bloco UARTFramedPacket, presente no programa dos nós remotos não é utilizado, uma vez que estes não se comunicam através da UART. Este bloco encontra-se neste programa porque faz parte da configuração GenericComm. O bloco funcional JGBase_M2_M faz o controle do funcionamento do nó base, enquanto o bloco JGMedRemoto_M2 faz o controle do nó remoto.

Na seção 6.2 são apresentadas as características dos medidores de intensidade de sinal.

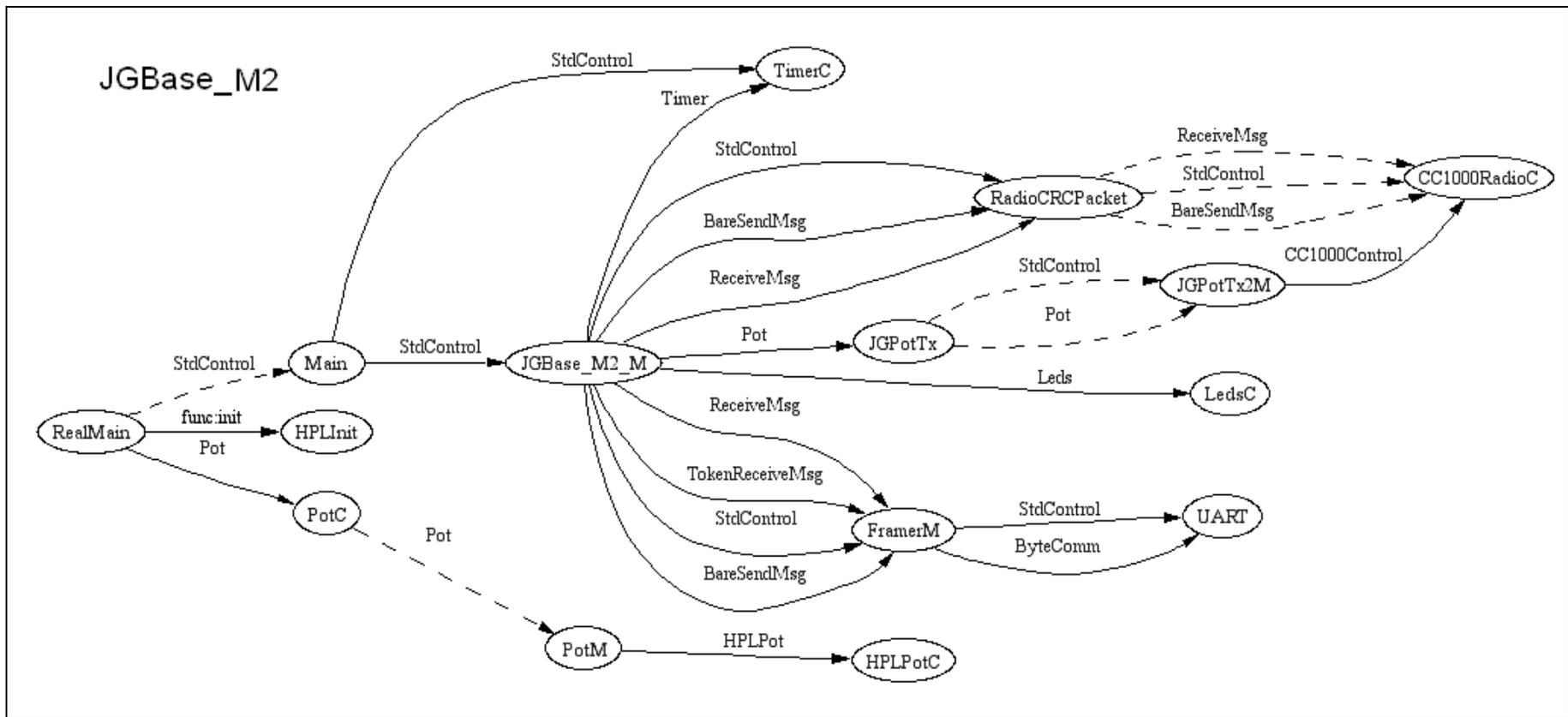


Figura 6.2 – Estrutura parcial do programa do nó base

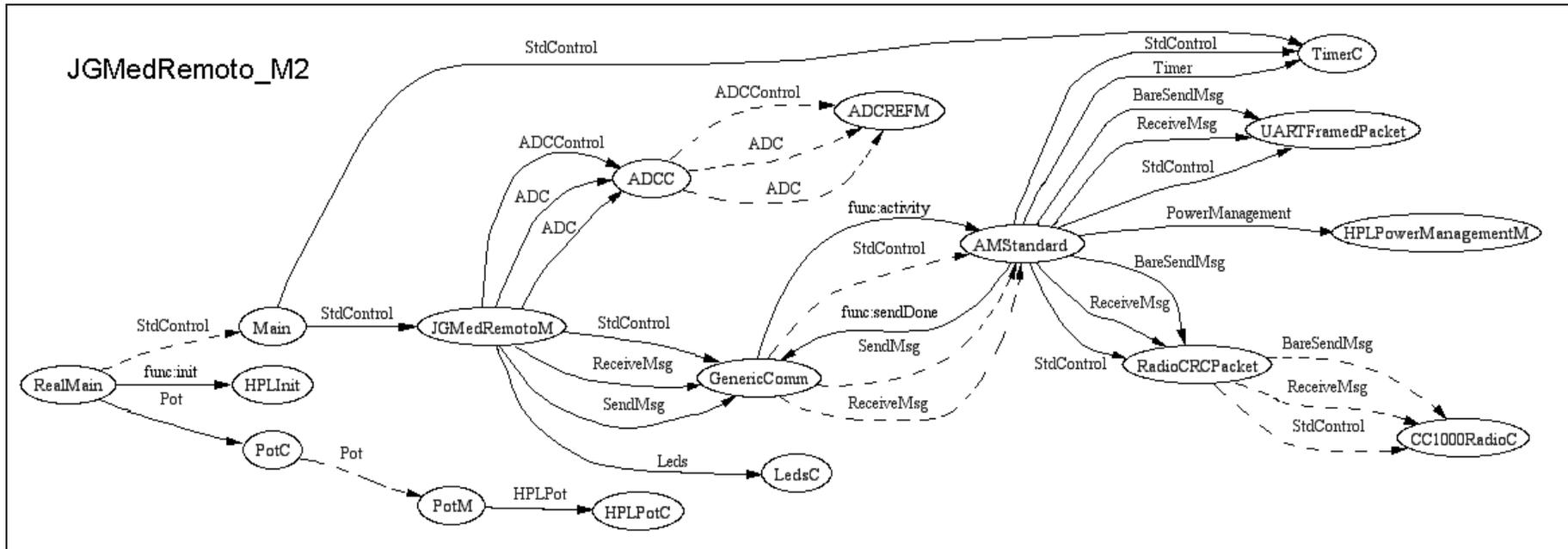


Figura 6.3 – Estrutura parcial do programa dos nós remotos

6.2 – CARACTERIZAÇÃO DOS RÁDIOS E DOS MEDIDORES DE RSS

Neste trabalho foram utilizadas duas plataformas de desenvolvimento de RSSF, quais sejam os nós sensores Mica2 (Crossbow, 2006b) e MicaZ (Crossbow, 2006c), fabricados e comercializados pela Crossbow Technology. Estes dispositivos utilizam como transceptor de RF os CIs CC1000 e CC2420 (Polastre, 2005), e como microcontrolador o ATMega128L da Atmel (Atmel, 2004). A programação destes nós sensores é baseada no sistema operacional TinyOS, de código aberto, desenvolvido e mantido pela universidade de Berkeley (TinyOS, 2005; Gay, 2005).

Os módulos MicaZ utilizam o rádio CC2420 da Chipcon (Chipcon, 2004a) (faixa ISM de 2,4 GHz), podendo atender as especificações IEEE 802.15.4 (IEEE, 2003) e ZigBee (ZigBee, 2007). Os módulos Mica2 são disponíveis nas configurações de faixas de frequências de 433 e 868/900MHz. Estes módulos fornecem um processador que executa os códigos baseados no sistema operacional TinyOS, opera o transceptor de RF nas duas direções, e gerencia uma memória para armazenar medições (Crossbow, 2006a).

Os transceptores utilizados pelos nós sensores são fabricados em um único circuito integrado (CI), utilizando a tecnologia CMOS. Isto é feito para se conseguir um dispositivo compacto e de muito baixa potência. São apresentadas aqui as características dos transceptores CC1000 (Chipcon, 2004c), que opera na banda ISM de 916 MHz, e CC2420 (Chipcon, 2004a), que opera na banda ISM de 2,4 GHz.

6.2.1 – O transceptor CC1000

O transceptor CC1000 é construído em um único circuito integrado, utilizando tecnologia CMOS de 0,35 μm . Este transceptor pode ser configurado para operar em frequências que vão de 300 a 1000 MHz. A potência de saída do transmissor pode ser programada para valores de -20 dBm até 10 dBm, e o receptor tem sensibilidade para captar sinais de até -110 dBm. É utilizada a codificação FSK, e taxas de transmissão de até 76,8 kbps (quilo-bits por segundo) podem ser alcançadas. O circuito integrado pode ser alimentado por tensões entre 2,1 e 3,6 V, faixa adequada para ligação por um par de pilhas. O consumo máximo de corrente é de 25,4 mA. A figura 6.4 apresenta um diagrama esquemático do transceptor CC1000.

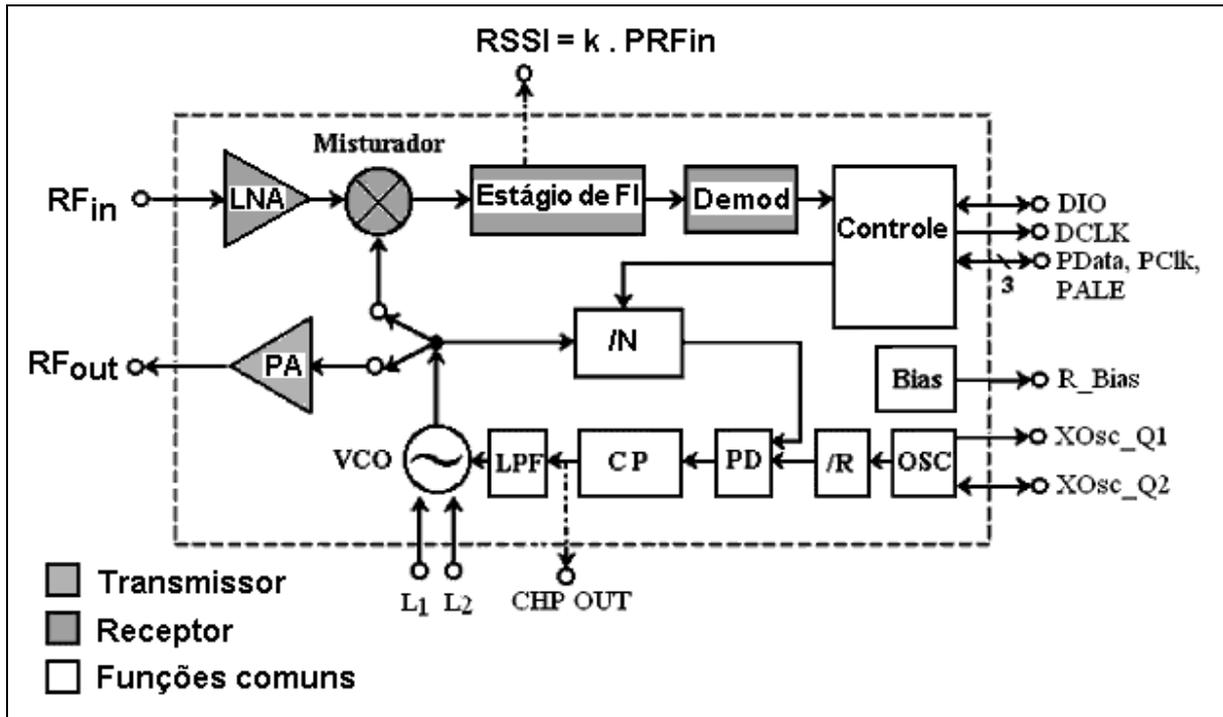


Figura 6.4 – Diagrama de blocos do transceptor CC1000 (Chipcon, 2004a)

Internamente, o CC1000 utiliza um amplificador logarítmico capaz de amplificar o sinal de entrada, entre -110 dBm e -20 dBm, para níveis de tensão da ordem de 1 V. Este amplificador encontra-se no estágio de FI (frequência intermediária). A medição da intensidade do sinal recebido é feita neste amplificador e é processada sobre 8 bytes. É especificado um desvio máximo de ± 6 dB no valor de RSSI informado pelo medidor. A RSSI é informada em um nível de tensão contínua (V_{RSSI}) cujo valor se situa entre 0 e 1,2V. V_{RSSI} varia linearmente em relação à potência (em dBm) do sinal de entrada. É indicado o ajuste de 50 dB/V, sendo que a potência do sinal recebido pode ser calculada como (Chipcon, 2004c):

$$P_R = -50 \cdot V_{RSSI} - 45,5 \quad [dBm] \quad (6.1)$$

O transceptor CC1000 pode operar ora como transmissor, ora como receptor de rádio, mas não é capaz de executar as duas funções ao mesmo tempo

6.2.2 – O transceptor CC2420

O transceptor CC2420 é construído em um único circuito integrado, utilizando tecnologia CMOS de 0,18 μm . Este transceptor foi projetado para operar na faixa de 2,4 GHz, atendendo à norma IEEE 802.15.4 (IEEE, 2003). A potência do transmissor pode ser programada para níveis entre -25 dBm e 0 dBm (1 mW). O receptor tem sensibilidade para sinais de até -94 dBm. É utilizada a modulação OQPSK (*offset quadrature phase-shift keying*) e a codificação em DSSS (espalhamento espectral em seqüência direta) (Savenhans, 1998; Prabakaran, 2003). A modulação OQPSK permite maior eficiência na transmissão, atingindo uma taxa de transferência de dados de 250 kbps, neste rádio (Chipcon, 2004b). O uso de DSSS dá mais robustez ao sinal de rádio, combatendo a interferência de sinais externos e os efeitos de propagação por caminhos múltiplos (*multi path*). A faixa de tensão de alimentação do CI é de 2,1 a 3,6 V e o consumo máximo de corrente é de 17,4 mA.

A detecção do sinal de RF é feita em duas etapas, uma analógica e uma digital. Na etapa analógica a informação é deslocada em frequência para uma FI (frequência intermediária) de 2 MHz. Após esta etapa, o sinal de FI é amplificado e digitalizado. Diferentemente do CC1000, o receptor do CC2420 utiliza um amplificador logarítmico de ganho programável digitalmente. A digitalização do sinal é feita por um ADC do tipo *pipeline* (estágios em cascata), o qual executa conversões em alta velocidade. Na etapa digital é feita a identificação da intensidade de sinal através do sistema de controle automático de ganho, que controla o amplificador logarítmico. Na etapa digital são também executadas as funções de filtragem do sinal e correlação (decodificação do espalhamento espectral e sincronização de bytes). A execução destas operações no domínio digital permite maior precisão e maior eficiência. Outras funções foram incluídas na etapa digital do CC2420, como geração de código CRC de erro e sua decodificação, criptografia de dados usando o padrão AES-128, e armazenamento em *buffers* de 128 bytes dos dados para transmissão e dos dados recebidos (Chipcon, 2004a).

A informação de intensidade de sinal recebido (RSSI) tem formato digital codificada em complemento de 2 de 8 bits. É especificado um desvio máximo de ± 6 dB no valor de RSSI dado pelo medidor. A intensidade do sinal recebido é calculada diretamente de acordo com:

$$P_r = \text{RSSI_DIG} + \text{RSSI_OFFSET} \quad [\text{dBm}] \quad (6.2)$$

onde *RSSI_DIG* é o valor digital indicado na forma de complemento de 2 e *RSSI_OFFSET* tem um o valor de -45 dBm (Chipcon, 2004a).

6.3 – MEDIÇÃO DA POTÊNCIA RECEBIDA

Com o intuito de se conhecer a qualidade da medição de RSSI dos rádios integrados CC1000 e CC2420 foram feitas medições desses valores durante a transmissão de pacotes em uma rede de sensores. Para a rede de 916 MHz foram utilizados nós sensores Mica2, da Crossbow (Crossbow, 2006b), os quais empregam o transceptor CC1000. Para a rede de 2,4 GHz foram utilizados nós sensores MicaZ, da Crossbow (Crossbow, 2006c), os quais empregam o transceptor CC2420. Os experimentos foram conduzidos em dois ambientes distintos: área livre (sem obstáculos), e área ocupada com uma cultura vegetal (milho).

Os nós foram colocados a distâncias fixas de 10 metros entre si, distantes 1,0 metro do solo. As transmissões foram feitas sempre a 0 dBm (1 mW). Foram feitas séries de 100 medições de RSSI, e registradas as distribuições de seus valores.

6.3.1 – Medições com o transceptor de 916 MHz

Os nós sensores Mica2, construídos com o CC1000, empregam conversores A/D de 10 bits, para o qual o fabricante especifica uma incerteza correspondente a 1 LSB (bit menos significativo). Segundo o fabricante do nó sensor, a intensidade de sinal recebido pode ser calculada a partir do valor digital apresentado, conforme indicado abaixo (Chipcon, 2004a):

$$P_R = -50 \cdot \frac{RSSI_DIG}{1024} \cdot V_{BAT} - 45,5 \quad [dBm] \quad (6.3)$$

onde $RSSI_DIG$ é o valor indicado pelo conversor analógico/digital (ADC) e V_{BAT} a tensão de alimentação do nó sensor. Durante o experimento realizado, as tensões das baterias dos nós sensores foram medidas, sendo encontrado $V_{BAT} = 3,12V \pm 0,01V$.

A figura 6.5 apresenta a distribuição de valores de RSSI obtidos de duas séries de medições de intensidade de sinal de RF de um par de nós sensores que utilizam o rádio CC1000. A primeira série foi realizada com comunicação em caminho livre, sem obstáculos. A segunda série foi realizada com os nós sensores instalados em meio à vegetação, uma cultura de milho neste caso. A altura média das plantas era superior a 2 metros. Sobre os histogramas foram traçadas curvas de distribuição normal correspondentes aos valores médios e aos desvios padrões (DP) encontrados em cada amostra. A média de valores de RSSI da

primeira série foi maior que a média da segunda série, resultando em uma diferença aproximada de 10 dB.

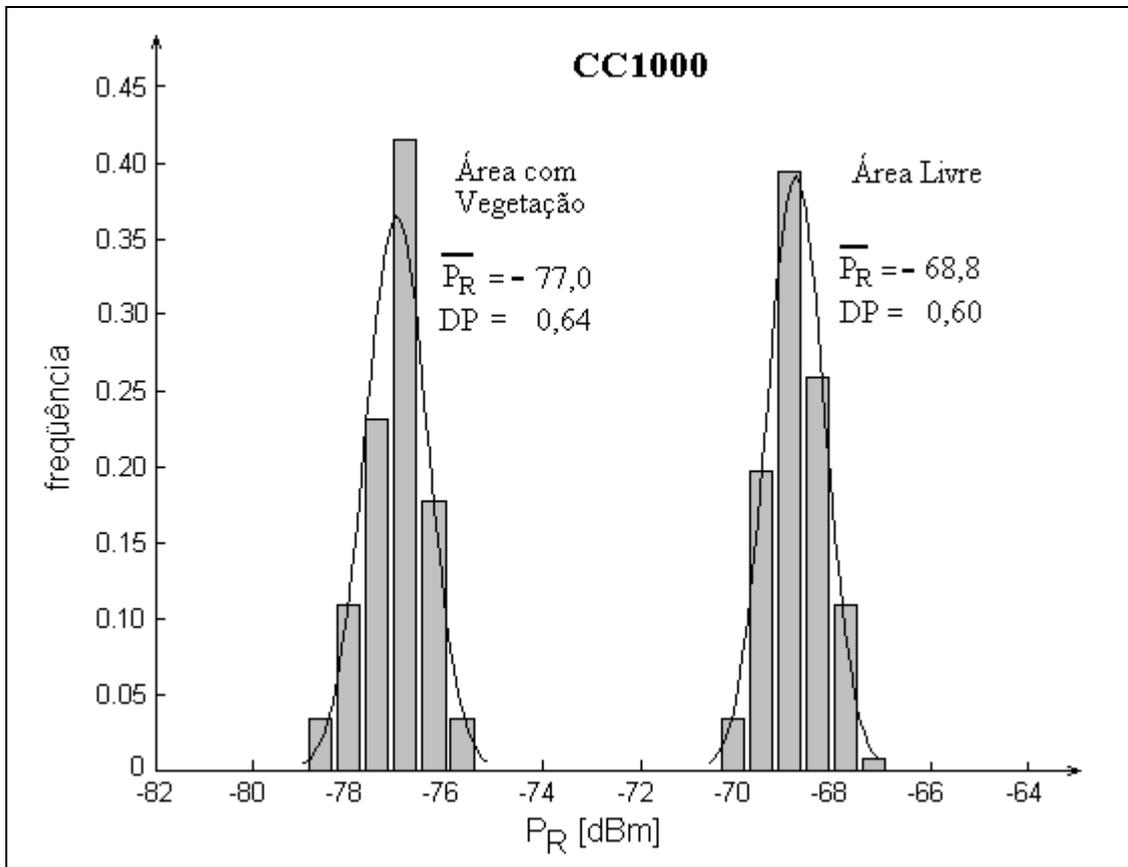


Figura 6.5 – Medições de potência recebida com CC1000

6.3.2 – Medições com o transceptor de 2,4 GHz

Os nós sensores MicaZ utilizam o rádio CC2420 para comunicação. A intensidade do sinal recebido é informada através de um sinal de RSSI digital e 8 bits, em complemento de 2 (Chipcon, 2004b):

$$P_R = \text{RSSI_DIG} - 45 \quad [\text{dBm}] \quad (6.4)$$

A figura 6.6 apresenta a distribuição de valores de RSSI obtidos de duas séries de medições de intensidade de sinal de RF de um par de nós sensores MicaZ. A primeira série foi realizada com comunicação em caminho livre, sem obstáculos. A segunda série foi realizada com os nós sensores instalados em meio a uma cultura de milho, cuja altura média era superior a 2 metros. Sobre os histogramas foram traçadas curvas de distribuição normal correspondentes aos valores médios e aos desvios padrões (DP) encontrados em cada amostra. A média de valores de RSSI da primeira série foi maior que a média da segunda série, resultando em uma diferença aproximada de 16 dB.

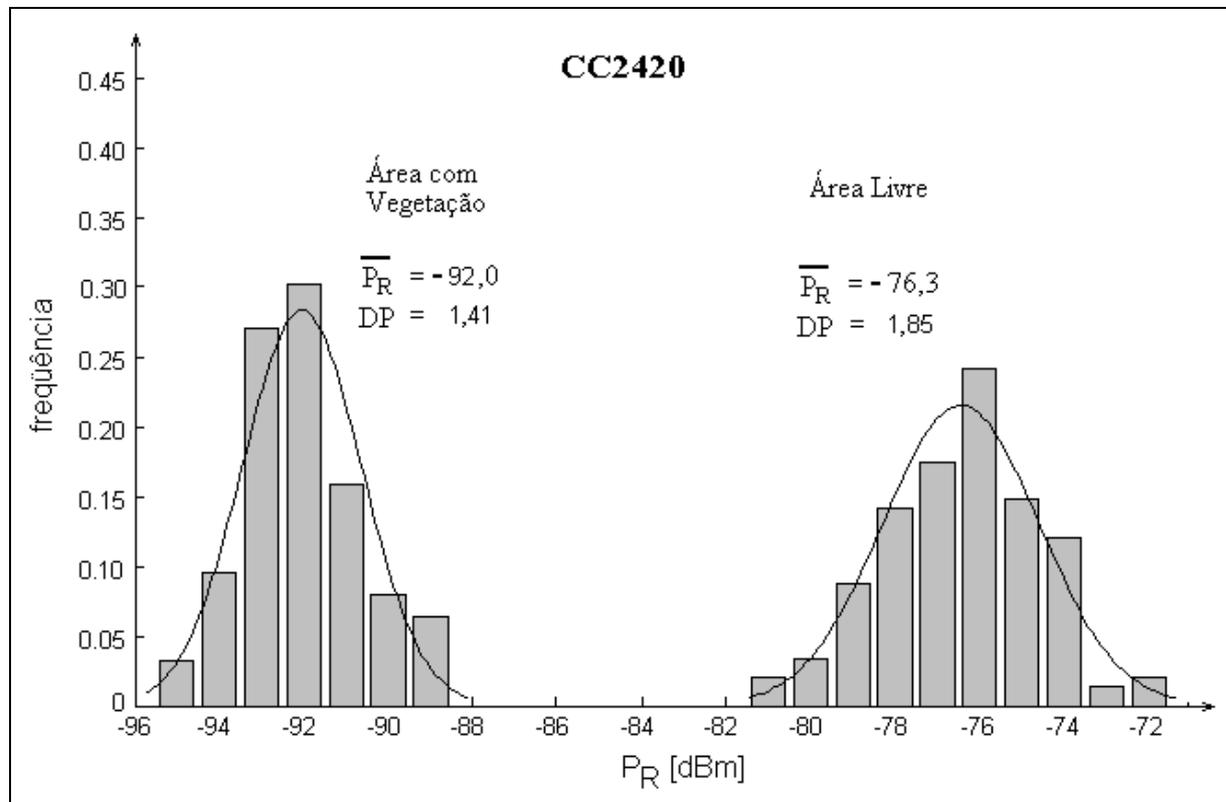


Figura 6.6 – Medições de potência recebida com CC2420

6.3.3 – Análise dos resultados

Pode ser observado nas figuras 6.5 e 6.6 que a presença da vegetação causou uma diminuição na intensidade do sinal recebido. Esta diferença entre os valores medidos se deve principalmente à atenuação das ondas eletromagnéticas causada pela água contida no interior das plantas, conforme foi sugerido no capítulo 3.

As curvas de distribuição normal traçadas sobre os histogramas das figuras 6.5 e 6.6 demonstram que as medições de RSSI feitas com os transceptores CC1000 CC2420 podem ser aproximadas por esta função. Portanto será suficiente o conhecimento dos valores da média e do desvio padrão para descrever o conjunto de medições de potência recebida (P_R).

Este é um resultado importante para a manutenção do funcionamento das redes de sensores. Enviando-se apenas dois valores (média e desvio padrão) que representem um conjunto de 100 medições, diminui-se a quantidade de dados que trafegam pela rede, reduzindo o gasto de energia dos nós sensores. Esta redução tem como consequência o aumento do tempo de funcionamento da rede.

Julgou-se inapropriada a comparação entre os resultados obtidos com os dois diferentes transceptores de rádio, uma vez que existem diferenças construtivas entre eles.

6.4 – CALIBRAÇÃO DOS MEDIDORES DE RSS DOS RÁDIOS DE 916 MHz

A fim de se verificar a qualidade das medições de potência recebida, foi realizado um experimento em laboratório, onde a informação de intensidade de sinal recebido de um equipamento Mica2 foi comparada com a indicação de um equipamento de melhor qualidade. Este experimento foi realizado no Instituto Nacional de Telecomunicações (INATEL), em Santa Rita do Sapucaí, Minas Gerais.

As medições foram realizadas no interior de uma câmara anecóica. Como medidor padrão, foi utilizado um analisador de espectro Agilent E4407B (Agilent, 2005), especificado para realizar medições numa faixa de frequências compreendida entre 9 kHz e 26,5 GHz. Uma antena log-periódica BTA-L (Frankonia) foi utilizada como sensor de RF. O ganho da antena era $G_a = 2,67$ dB, para a frequência de 915 MHz.. Foi também medida a atenuação do cabo de ligação entre a antena e o analisador de espectro, sendo encontrado $G_c = -0,47$ dB.

Em todas as medições a antena do transmissor (Tx) foi colocada a uma distância horizontal de 3,0 metros da antena receptora (Rx), conforme mostrado na figura 6.7. Tx foi colocado a uma altura de 1,0 metro em relação ao piso, enquanto a antena receptora permaneceu a 2,0 metros de distância do piso. Todas as medições foram realizadas mantendo-se as antenas na posição vertical.

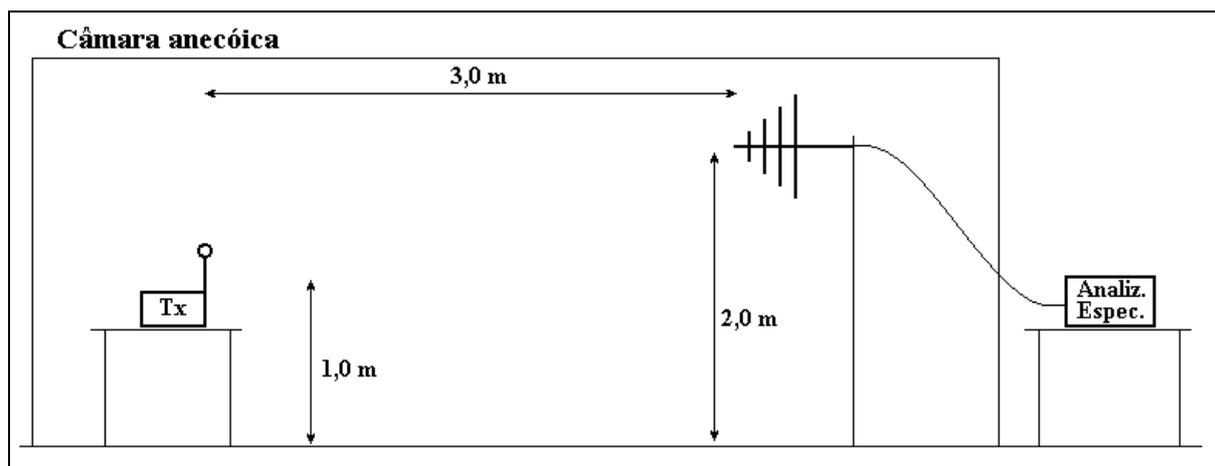


Figura 6.7 – Esquema de montagem do experimento para medição de RF em câmara anecóica

A figura 6.8 apresenta uma fotografia do interior da câmara anecóica, juntamente com os nós sensores Mica2 e o microcomputador utilizados nas medições.

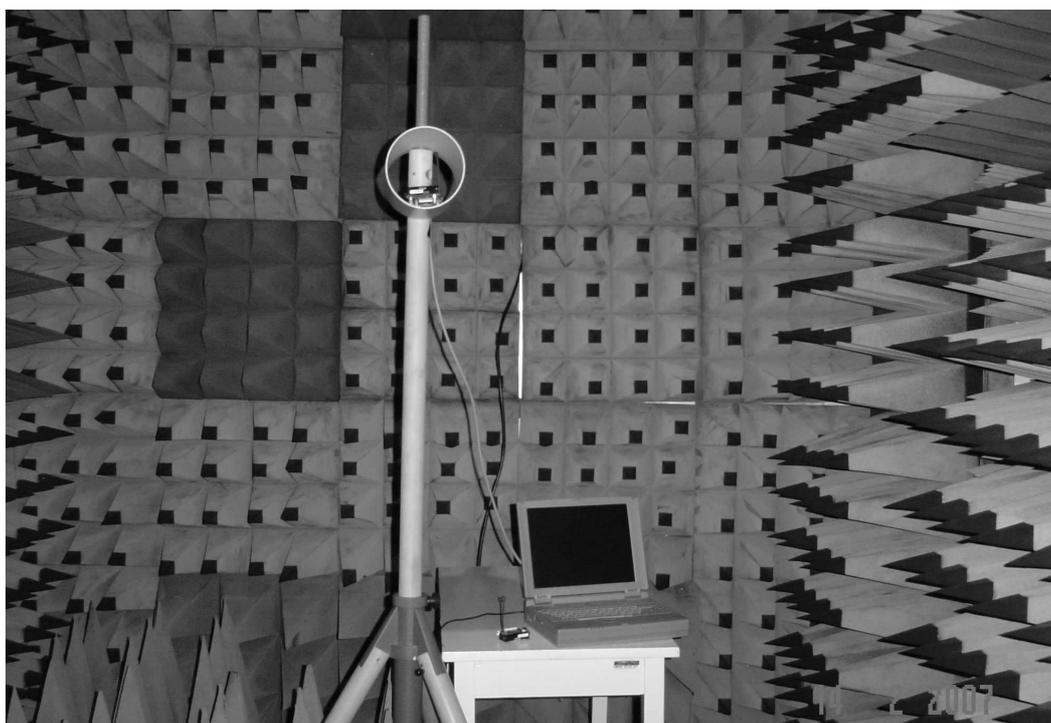


Figura 6.8 – Interior da câmara anecóica do INATEL (www.inatel.br)

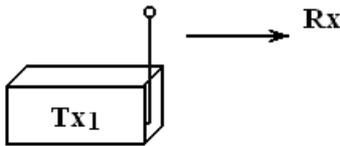
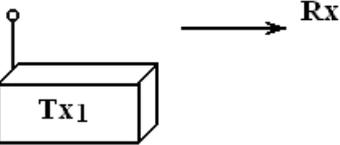
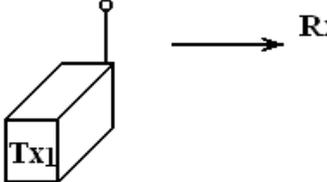
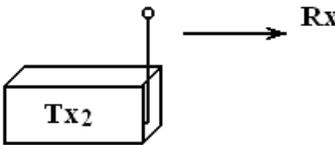
Não foram realizadas medições com a base das antenas dos nós sensores ligadas diretamente ao cabo coaxial do analisador de espectro, ou ao cabo de um gerador de RF. Estes procedimentos não foram realizados devido à falta de um cabo com conector adequado para ligação à base da antena.

6.4.1 – Variações relativas a Tx

Foram feitas quatro séries de medições de intensidade de sinal, para se verificar a variação no padrão de transmissão. Todas foram realizadas com potência nominal de transmissão, $P_{Tx} = 0$ dBm, e frequência $f = 915,0$ MHz.

Inicialmente foi verificado o efeito da rotação do nó sensor em torno do eixo longitudinal da antena. Um transmissor, denominado Tx₁ foi posicionado de forma que sua antena ficasse à frente, na direção da antena receptora, conforme mostrado na coluna correspondente à série 1 da tabela 6.1. Esta é a mesma disposição mostrada na figura 6.7. Na segunda série de medições, Tx₁ foi posicionado de forma que sua antena estivesse na parte posterior. Para a terceira série de medições, o nó sensor Tx₁ foi posicionado de forma que sua antena ficasse na lateral, conforme mostrado na figura correspondente à série 3 da tabela 6.1.

Tabela 6.1 – Variações de P_{Rx} em função da posição relativa da antena

Série	Tx	f (MHz)	P_{Rx} [dBm] – Média (DP)
1		915,03	- 46,09 (0,08)
2		915,04	- 42,91 (0,13)
3		915,04	- 43,35 (0,10)
4		915,04	- 45,72 (0,02)

Uma quarta série de medições foi realizada com um outro nó sensor, denominado Tx₂, o qual foi programado com as mesmas características de Tx₁. Tx₂ foi posicionado de forma que sua antena ficasse à frente.

Verifica-se que a potência transmitida pode variar por cerca de 3 dB, dependendo da direção de propagação.

6.4.2 – Linearidade de P_{Tx}

Foram realizadas cinco séries de medições de potência recebida, utilizando-se o analisador de espectro, para cinco diferentes valores nominais de potência transmitida. Foi utilizado o mesmo Tx₁ do experimento anterior, posicionado com a antena à frente. Os valores nominais de P_{Tx} variaram de -15 dBm até + 5 dBm, a intervalos de 5 dB. Esta mudança foi feita através do parâmetro PA_POW, durante a programação do nó sensor Mica2.

A tabela 6.2 mostra os resultados obtidos. Utilizando os dados desta tabela foi desenvolvido um modelo linear para estabelecer uma relação entre a potência medida pelo analisador de espectro (PRx_medida) a potência nominal (PTx_nominal) do transmissor. Desta forma se verifica a linearidade do ajuste de potência do transmissor. Para se obter um conjunto de valores que represente os desvios entre a potência transmitida e seus valores nominais, os dados de PRx_medida foram deslocados de PRx_d = - 46,88 dB, o qual é a diferença entre a média de PRx_medida e PTx_nominal (- 51,88 -(- 5,00) = - 46,88 dB). Desta forma foram estimados os valores da potência transmitida considerados mais próximos do real (PTx_referência). Os resultados deste deslocamento são mostrados na linha 4 da tabela 6.2. Estes resultados são úteis apenas para se verificar a linearidade da potência transmitida em relação aos valores nominais. Não foi possível verificar deslocamentos absolutos devido à falta de equipamento adequado, qual seja um adaptador para ligar a saída do transmissor à entrada do cabo de ligação do analisador de espectro.

Tabela 6.2 – Variação da potência transmitida

1	PA_POW (hexadecimal)	05h	09h	40h	80h	FFh
2	PTx_nominal (dBm)	-15	-10	-5	0	5
3	PRx_medida (dBm)	-62,57	-57,99	-52,16	-46,35	-40,35
4	PTx_referência = PRx_medida - 46,88 dB	-15,69	-11,11	-5,28	0,53	6,53
5	Diferença (2 - 4)	0,69	1,11	0,28	-0,53	-1,53

A figura 6.9 apresenta os dados obtidos de medição e a reta que representa o modelo linear obtido. Nesta figura, os círculos representam os valores medidos, a linha contínua representa o melhor ajuste linear para $P_{Tx_referência}$ em relação a $P_{Tx_nominal}$, e a linha tracejada representa a potência que era esperada na saída do transmissor ($P_{Tx_esperada}$) a qual é igual à potência nominal. O deslocamento de $-46,88$ dB (PR_{x_d}) foi feito para que a linha que representa a potência esperada ($P_{Tx_esperada}$) cruzasse com a linha de melhor ajuste ($P_{Tx_referência}$) em seu ponto médio.

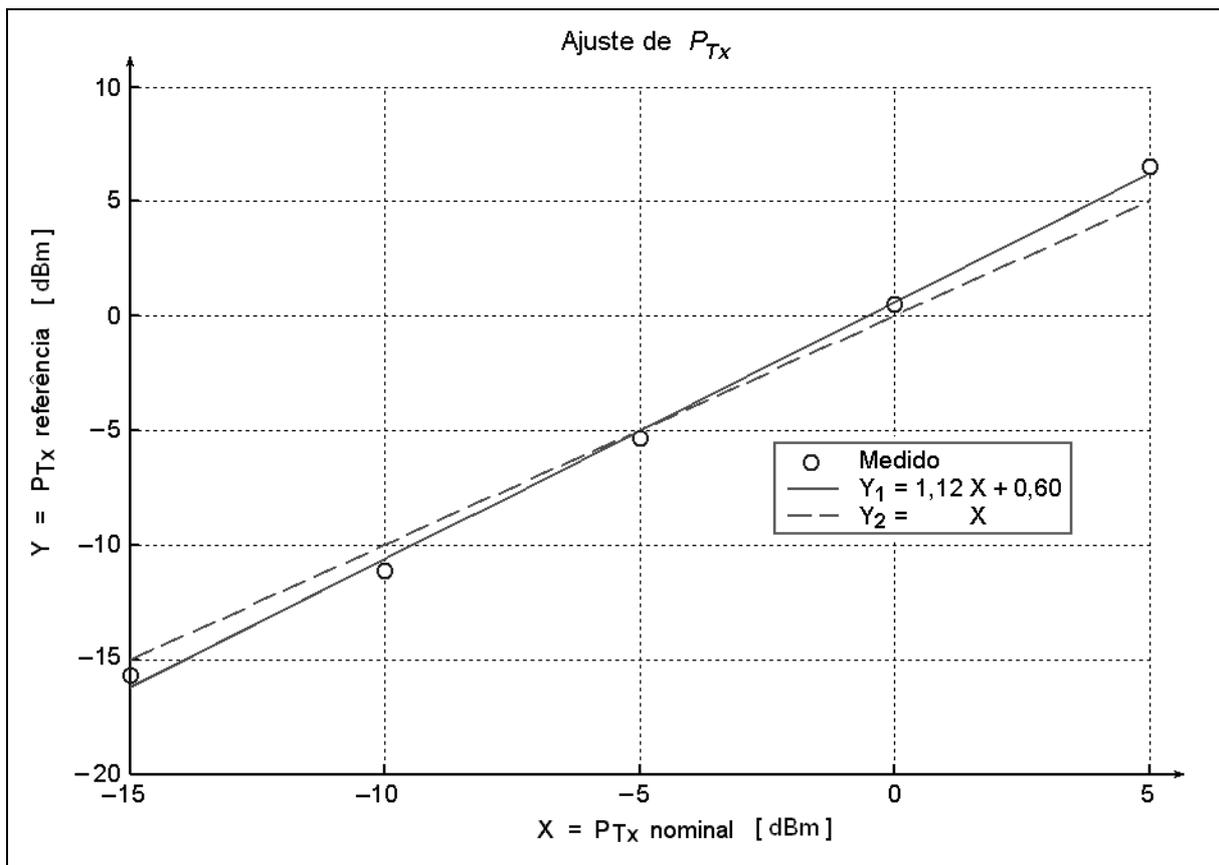


Figura 6.9 – Verificação da linearidade da potência nominal de transmissão
 Coeficientes de determinação: $R^2(Y_1) = 0,996$; $R^2(Y_2) = 0,971$

A melhor aproximação linear para os valores medidos apresenta um desvio de inclinação de 12% em relação à potência nominal:

$$P_{Tx_ref} = 1,12 \cdot P_{Tx_nom} + 0,60 \quad (6.5)$$

6.4.3 – Linearidade de P_{Rx}

Foi realizado um experimento para verificação da linearidade da indicação de potência recebida (RSSI). Os dados obtidos são apresentados no gráfico da figura 6.10. Nesta figura é mostrada a reta de melhor ajuste aos dados ($P_1(x)$) e um ajuste polinomial de sexto grau ($P_6(x)$). Foi verificado, nas medições em câmara anecóica, que havia um desvio de 10,3 dB no valor indicado pelo nó sensor Mica2 em relação ao valor obtido com o medidor de referência, quando foram feitas transmissões em 0dBm. Atribui-se este desvio à perda de potência na antena de recepção. Não foi possível fazer uma medição direta no ponto de entrada do receptor devido à falta de equipamento adequado, qual seja um conector para ligar a entrada do receptor à saída de um gerador de sinal. Os polinômios ajustados para a figura 6.10 são:

$$P_1(x) = 0,8462 \cdot x + 2,7449 \quad [\text{dBm}] \quad (6.6)$$

$$P_6(x) = 1,33 \cdot 10^{-7} \cdot x^6 + 1,69 \cdot 10^{-6} \cdot x^5 - 1,26 \cdot 10^{-4} \cdot x^4 - 1,15 \cdot 10^{-3} \cdot x^3 + 2,93 \cdot 10^{-2} \cdot x^2 + 1,01 \cdot x - 6,01 \quad [\text{dBm}] \quad (6.7)$$

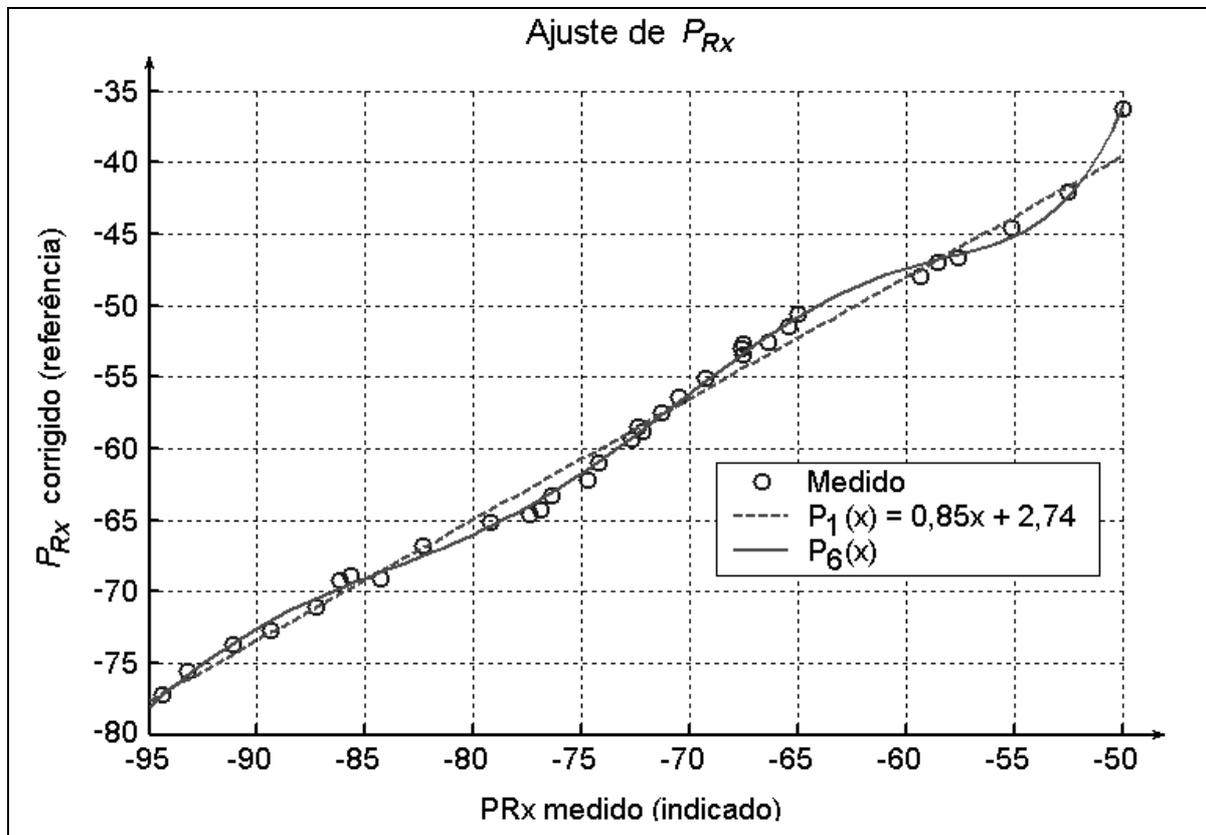


Figura 6.10 – Verificação da linearidade da indicação de potência recebida
Coeficientes de determinação: $R^2(P_1) = 0,986$; $R^2(P_6) = 0,997$

A figura 6.11 é uma reprodução do gráfico que representa a indicação de potência recebida, o qual se encontra em (Chipcon, 2005). Tal como apresentado na figura 6.10, os maiores desvios em relação a uma função linear são observados nos pontos onde a potência indicada é menor que -80dBm . A indicação de potência recebida (P_{R_x} indicada) é calculada em função da tensão, conforme equação (6.1):

$$P_R = -50 \cdot V_{RSSI} - 45,5 \quad [\text{dBm}] \quad (6.1)$$

onde V_{RSSI} corresponde a *Voltage* no gráfico.

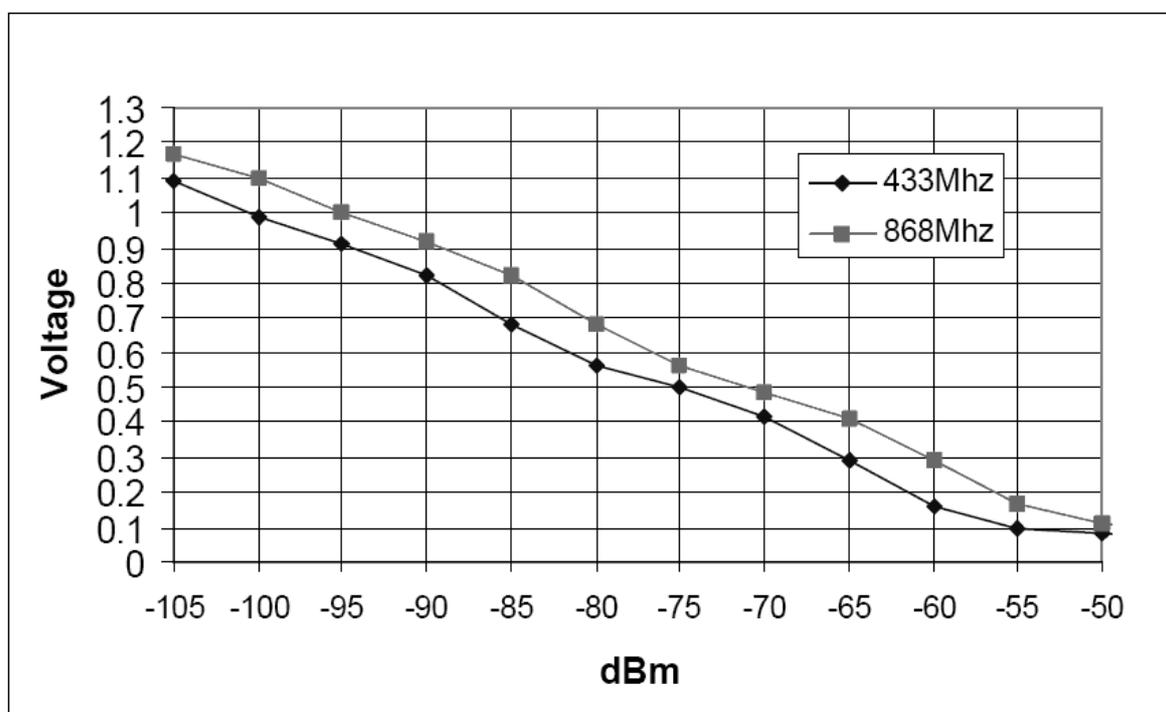


Figura 6.11 – Indicação de potência recebida, conforme visto em (Chipcon, 2004c)

Os desvios de linearidade observados na figura 6.10 são mostrados em detalhe na figura 6.12. Nesta figura, são apresentados os desvios dos valores medidos e do modelo de sexta ordem relativamente ao modelo de primeira ordem. A figura 6.12 mostra desvios de linearidade na faixa de $\pm 2\text{dB}$, o que está de acordo com a especificação do fabricante (Chipcon, 2004c).

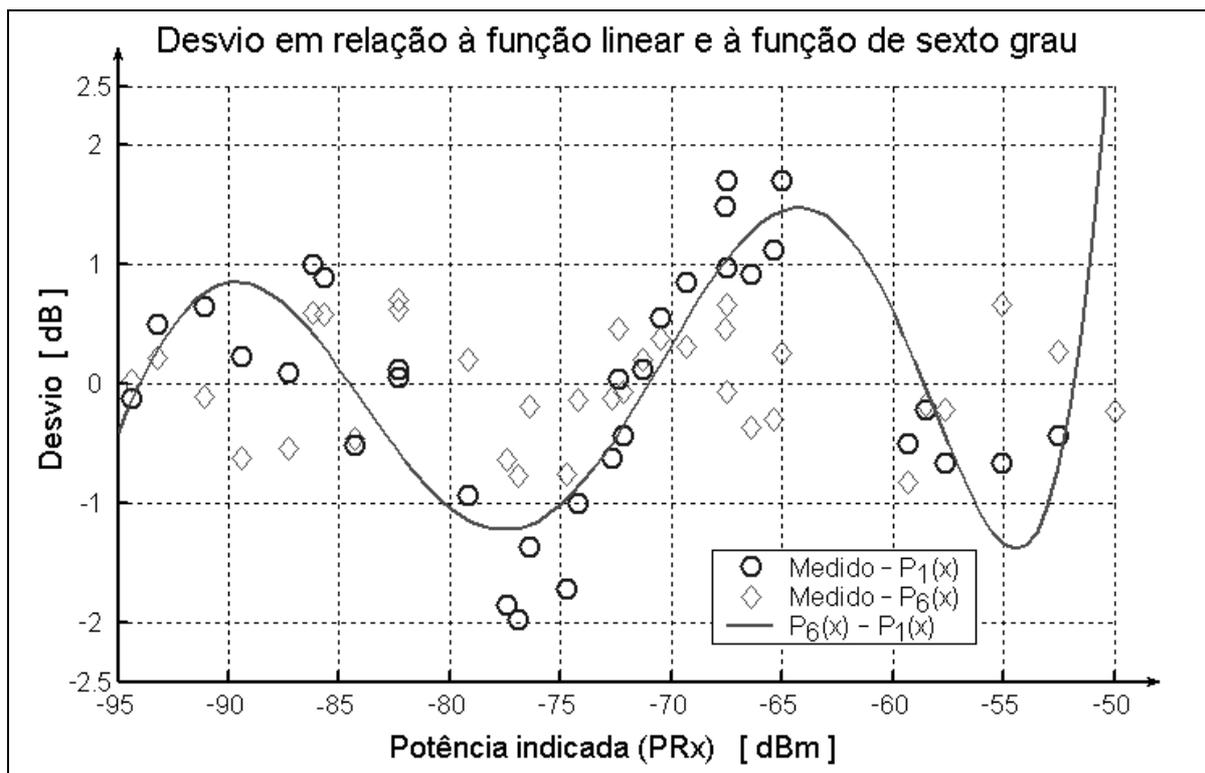


Figura 6.12 – Desvio da indicação de P_{Rx} em relação à melhor aproximação linear (O) para os valores de referência e em relação à aproximação pelo polinômio de sexto grau (◇)

6.5 – INFLUÊNCIA DA TEMPERATURA AMBIENTE

Foi realizado um experimento em laboratório para se verificar a influência da temperatura ambiente na medição de intensidade de sinal recebido pelo rádio CC1000. Neste experimento, um nó sensor (N_1) foi colocado no interior de uma câmara de temperatura controlada, enquanto um segundo nó sensor (N_2) foi colocado ao lado da câmara, sendo utilizado como elemento de referência, conforme mostrado no esquema da figura 6.13. A câmara foi feita de material não condutor de eletricidade, de forma que não causasse atenuação perceptível de sinal de RF. O nó base (N_0) foi colocado a cinco metros de distância de N_1 e N_2 , e foi ligado a um microcomputador para o qual ele enviava os dados coletados. Um soprador de ar quente foi utilizado para variar a temperatura no interior da câmara. A temperatura foi medida utilizando-se um termopar tipo JK. Um difusor de ar foi colocado no interior da câmara de forma a evitar que o ar quente fosse soprado diretamente sobre o sensor.

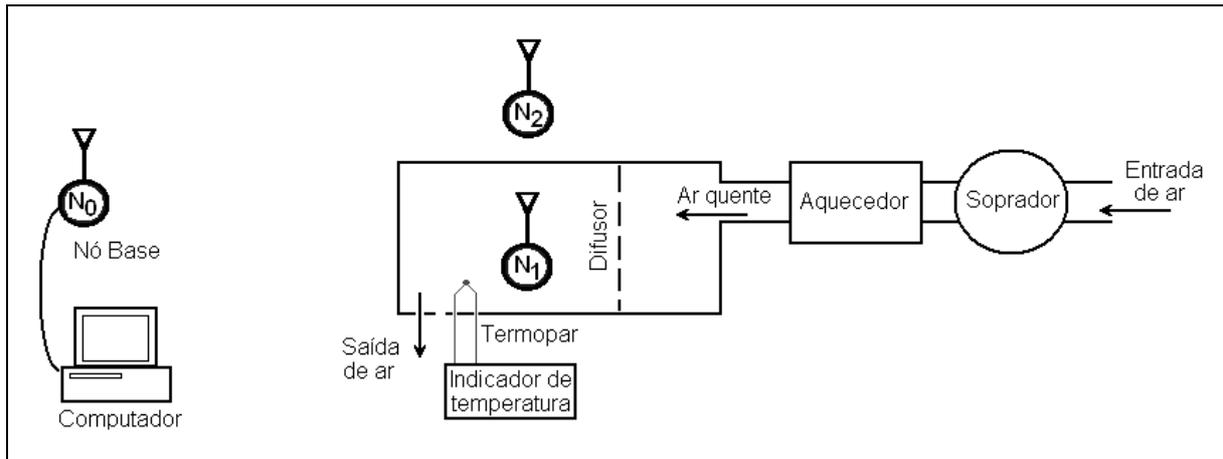


Figura 6.13 – Montagem para verificação da influência da temperatura ambiente

Foram realizadas séries de medições de intensidade de sinal recebido (RSS) nas comunicações entre N_0 e N_1 e entre N_0 e N_2 . N_0 enviava mensagens simultaneamente para os outros dois nós sensores e estes respondiam em seguida, informando os valores de RSS. Foram realizadas séries de medições de intensidade de sinal para 8 estados diferentes de temperatura do ar no interior da câmara, variando entre 25°C e 48°C . Foram tomadas 100 medições de RSS em cada série. Cada série de medição era iniciada após a temperatura ter sido estabilizada por 5 minutos.

Os valores médios obtidos são mostrados na forma de gráfico, na figura 6.14. Foram calculados os desvios padrões de todas as séries de medições, sendo encontrados valores entre 0,3 e 0,7 dB. Foram registradas variações em torno de 1dB nas medições de RSS feitas por N_1 e N_0 no caminho de propagação entre estes nós sensores, enquanto as variações registradas no caminho entre N_2 e N_0 atingiram valores próximos de 3 dB. Verificou-se uma diferença próxima de 5dB entre os valores obtidos nos dois diferentes caminhos de propagação. Uma vez que as variações de intensidade de sinal recebido foram maiores no nó de referência (N_2) do que no nó de teste (N_1), não se pode afirmar que exista influência da temperatura ambiente sobre a RSSI (indicação de intensidade de sinal recebido). Os resultados obtidos não são considerados conclusivos devido ao fato de o experimento não ter sido realizado em local adequado, qual seja uma câmara anecóica ou em espaço livre.

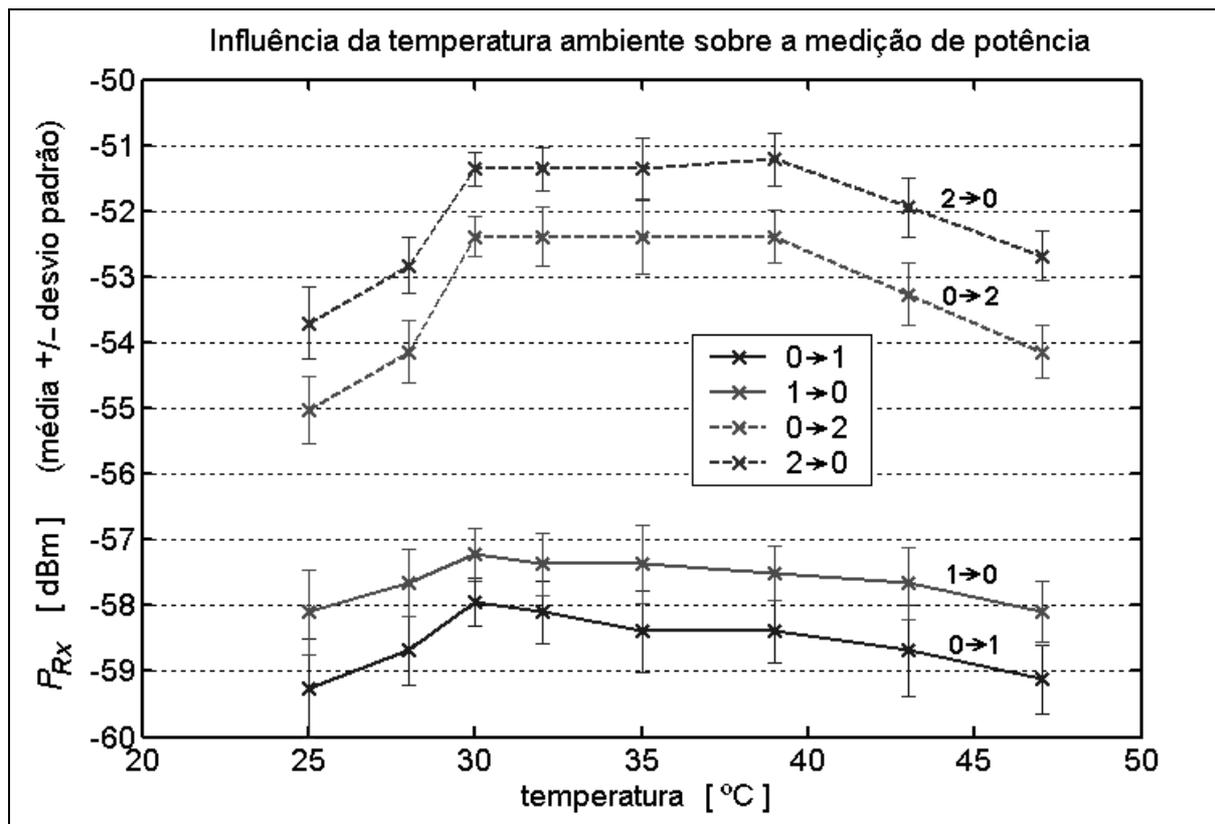


Figura 6.14 – Influência da temperatura ambiente na medição de potência. Valores médios e respectivos desvios (\pm desvio padrão) para medições feitas com o par de transceptores 0 e 1 (direções de comunicação 0→1 e 1→0) e o par 0 e 2 (direções 0→2 e 2→0). O transceptor 1 foi instalado em uma câmara com temperatura controlada.

6.6 – CONCLUSÃO

Neste capítulo foi descrita a RSSF implementada neste trabalho e foi feito um estudo sobre os rádios que compõem os nós sensores utilizados, e sobre seus respectivos medidores de intensidade de sinal recebido (RSS). Foi realizada a calibração dos medidores de RSS em um laboratório especializado. A calibração é necessária para que se possam realizar os experimentos de estimação do teor de água das plantas baseado na medição da atenuação dos sinais de RF utilizados na comunicação entre os nós sensores, apresentados no capítulo 7, a seguir. A fim de se verificar outros fatores influenciadores na medição de RSS, foi realizado um experimento para identificar a relação entre temperatura ambiente e RSSI. Verificou-se que as variações observadas foram da mesma ordem da incerteza associada ao desvio de linearidade do medidor, o que permite que seja desprezada a influência da temperatura.

CAPÍTULO 7

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Este capítulo apresenta alguns resultados obtidos de medições em campos de cultivo de milho utilizando uma Rede de Sensores Sem Fios (RSSF) como instrumento de medição. Os nós sensores que compõem as redes utilizam rádios que operam nas faixas ISM (livre de licença) de 916 MHz e 2,4 GHz. Os receptores de rádio executam a medição de intensidade de sinal recebido nas comunicações e informam o valor calculado através de um sinal denominado RSSI (*Received Signal Strength Information*). Os valores indicados devem ser corrigidos de acordo como os resultados do procedimento de calibração apresentado no capítulo 7, a fim de se obterem as medidas de potência recebida.

7.1 – INFLUÊNCIA DO TEOR DE ÁGUA DO DOCEL E DA POLARIZAÇÃO DO CAMPO ELÉTRICO SOBRE A ATENUAÇÃO DAS ONDAS DE RF

Alguns experimentos foram realizados em campos de cultivo de milho a fim de se verificar a influência do teor de água das plantas sobre a atenuação do sinal de comunicação entre os nós de uma rede de sensores sem fios (RSSF). Os nós da rede de sensores foram dispostos em um padrão triangular, onde cada nó ocupava um vértice de um triângulo equilátero. As distâncias utilizadas foram de 5 metros, 10 metros e 15 metros. A maior parte dos experimentos foi realizada colocando-se os nós sensores a alturas de 1,0 metro em relação ao solo, alguns foram feitos com alturas de 1,5 metro. Foram realizadas séries de 100 medições de intensidade de sinal em cada via de comunicação (cada trecho da rede). Em cada série, todos os nós sensores mediam a potência recebida de cada um dos vizinhos em 100 eventos de comunicação, e os valores de RSSI eram enviados a um centro de coleta de dados (um microcomputador), onde eram registrados em arquivo. A maior parte das transmissões foram feitas com os transmissores ajustados em 0 dBm ($P_T = 1\text{mW}$), algumas foram feitas com $P_T = 5\text{ dBm}$.

Os experimentos foram conduzidos conforme a metodologia proposta no capítulo 6, em três locais distintos: campos da EMBRAPA – Milho e Sorgo, em Sete Lagoas/MG; um campo de produção e milho da UFLA – Universidade Federal de Lavras, em Lavras, MG; e um campo de produção de milho de uma propriedade particular, Fazenda Pinheiro (21°18'45" S; 44°55'25" W), em Lavras, MG. A seguir são apresentados os resultados obtidos nos experimentos realizados nessas três regiões.

7.1.1 – Experimento realizado na EMBRAPA para verificar a influência da umidade sobre a atenuação das ondas eletromagnéticas de 916 MHz

Local: EMBRAPA Milho e Sorgo

Datas: 07/12/2005 e 10/02/2006

Foram realizadas medições em um campo de milho em duas épocas distintas, configurando diferentes condições de propagação das ondas eletromagnéticas através das plantas. O primeiro conjunto de medições foi realizado no período intermediário do cultivo, no final do estágio vegetativo. As plantas se encontravam saudáveis, devidamente nutridas e irrigadas. O segundo conjunto de medições foi realizado no final do período de cultivo, em época de colheita. As plantas se encontravam secas. Ambos os experimentos foram conduzidos no mesmo campo de milho, na unidade da EMBRAPA – Milho e Sorgo, localizada em Sete Lagoas, Minas Gerais. Foram utilizados os nós Mica2. Os nós sensores foram colocados a alturas $h = 1,0\text{m}$ em relação ao solo e com distribuições regulares a distâncias $d = 5,0\text{m}$ e $d = 10,0\text{m}$ entre si.

No primeiro conjunto de medições, foram obtidos os seguintes valores de potência média recebida e respectivos desvios padrões: $P_{Rv} = -72,9\text{ dBm}$ (DP = 2,3 dB), para distância de 5 metros, e $P_{Rv} = -82,1\text{ dBm}$ (DP = 4,4 dB), para distância de 10 m. No segundo conjunto de medições, foram obtidos os valores: $P_{Rv} = -67,0\text{ dBm}$ (DP = 9,2 dB), para $d = 5\text{ m}$, e $P_{Rv} = -71,7\text{ dBm}$ (DP = 4,9 dB). Estes valores foram corrigidos de acordo com os resultados do procedimento de calibração:

$$P_{R_corrigido} = 0,846 \cdot P_{R_indicado} + 2,745$$

As atenuações de sinal de rádio foram calculadas considerando-se a potência de transmissão, $P_T = 0\text{ dBm}$, e os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.1.

Tabela 7.1 – Influência do teor de água da vegetação na atenuação do sinal de rádio - Média (DP)
Plantas secas causam menor atenuação que plantas úmidas

	Plantas úmidas		Plantas secas	
Data	07/12/2005		10/02/2006	
	<i>PL</i> - Indicado	<i>PL</i> - Corrigido	<i>PL</i> - Indicado	<i>PL</i> - Corrigido
<i>d</i> = 5 m	72,9 (2,3) dB	58,9 (1,9) dB	67,0 (9,2) dB	53,9 (7,8) dB
<i>d</i> = 10 m	82,1(4,4) dB	66,7 (3,7) dB	71,7 (4,9) dB	57,9 (4,1) dB

Apenas resultados qualitativos em relação à influência do teor de água das plantas podem ser citados, uma vez que sua umidade gravimétrica não foi medida. Verificou-se que a redução no teor de água das plantas diminuiu a atenuação sofrida pelo sinal de rádio nas comunicações da RSSF.

7.1.2 – Influência da polarização sobre a atenuação das ondas de rádio

Local: Universidade Federal de Minas Gerais; Data: 16/05/2006

Local: EMBRAPA Milho e Sorgo; Data: 22/03/2006

Conforme indicado nos trabalhos de Tavakoli (1991), Jackson (1990), Schmutge (1992), LeVine (1996) e Wigneron (2004), a polarização do campo elétrico em relação às estruturas cilíndricas de algumas espécies de plantas, como o milho e o trigo, tem influência na quantidade de energia absorvida, portanto na atenuação das ondas. A atenuação das ondas de rádio causada pelas plantas de milho e de trigo é maior para a polarização vertical, devido ao alinhamento do campo elétrico à direção dos caules das plantas. Segundo LeVine (1996), a atenuação diferenciada do sinal eletromagnético, na polarização vertical, se destaca para uma faixa de frequências entre 0,5 e 5,0 GHz, para culturas de milho. Para outras frequências a atenuação das ondas polarizadas verticalmente aproxima-se da atenuação das ondas polarizadas horizontalmente.

Foram realizados dois experimentos para se verificar a influência da polarização sobre a atenuação das ondas de frequência $f = 916$ MHz, utilizadas pelos rádios dos nós sensores Mica2 empregados neste trabalho. Foram feitos um conjunto de medições em campo aberto, com solo limpo, sem obstruções, e um conjunto de medições em um campo de milho. As

Medições em campo aberto foram realizadas no CPDEE-UFMG (Centro de Pesquisa e Desenvolvimento em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais), em um pátio de terra. As medições foram realizadas em condições de solo liso e seco. As medições em campo de milho foram realizadas na unidade da EMBRAPA – Milho e Sorgo, localizada em Sete Lagoas, Minas Gerais. Os nós sensores foram posicionados à altura $h = 1,0$ m em relação ao solo e todas as transmissões foram feitas com potência $P_T = 0$ dBm. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.2.

Tabela 7.2 – Influência da polarização na atenuação (PL) do sinal de rádio, em condições de propagação em área livre e propagação através de uma cultura de milho

	<i>PL</i> – Média (DP) – área livre		<i>PL</i> – Média (DP) – com vegetação	
Local e data	UFMG	16/05/2006	EMBRAPA	22/03/2006
distância	Pol. Vertical	Pol. Horizontal	Pol. Vertical	Pol. Horizontal
5,0 m	52,5 (2,0) dB	51,9 (3,8) dB	58,1 (4,2) dB	não realizado
10,0 m	54,6 (1,0) dB	61,6 (3,0) dB	66,2 (6,3) dB	63,5 (4,1) dB
15,0 m	56,4 (1,8) dB	55,6 (3,6) dB	71,3 (2,2) dB	65,0 (4,1) dB

Foi verificado que a atenuação dos sinais de rádio é maior para a polarização vertical do que para a polarização horizontal, para ondas de frequência $f = 916$ MHz propagando em vegetação de milho.

7.1.3 – Relação linear entre a atenuação e a distância de propagação

Local: EMBRAPA Milho e Sorgo;

Data: 01/11/2005

Foi realizado um experimento em um campo de milho da unidade da EMBRAPA – Milho e Sorgo, o qual visava verificar a relação linear entre o conteúdo de água da vegetação e a atenuação das ondas eletromagnéticas, conforme proposto por Jackson (1990). Uma rede de sensores sem fios operando a $f = 916$ MHz foi instalada em uma região de uma cultura de milho, que estava na segunda metade do seu período de cultivo (100 dias após o plantio), tendo altura média de 2,0 metros (não sendo incluído o pendão).

Os nós foram colocados a iguais distâncias entre si, inicialmente a 5,0 metros, depois a 10,0 metros e finalmente a 15,0 metros. Todos foram colocados a 1,0 metro de altura em relação ao solo e todas as antenas na posição vertical. Todas as transmissões foram feitas com $P_T = 0$ dBm. O mesmo procedimento foi seguido para um campo de medição onde não havia vegetação, localizado ao lado do campo de milho. Todas as medições foram feitas num intervalo de uma hora, de modo que a temperatura ambiente, a umidade gravimétrica da vegetação, a densidade foliar, o estágio de crescimento e a altura das plantas permanecessem praticamente constantes. Foram feitas as devidas correções nos valores obtidos, seguindo os resultados obtidos no procedimento de calibração: $P_{corrigida} = 0,846.P_{medida} + 2,745$ [dBm].

A tabela 7.3 apresenta os valores médios da atenuação do sinal de comunicação ($PL = P_T - P_R$) obtidos em 100 medições realizadas em cada via de comunicação entre os nós sensores (cada ligação entre pares de nós sensores). São apresentados os valores médios e os respectivos desvios padrões (DP) de cada medição, em decibéis (dB).

Tabela 7.3 – PL – perda de potência nas vias de propagação de RF, em medições feitas sob condições de propagação em área livre e propagação através de uma cultura de milho

	Caminho livre	Com vegetação	Diferença
distância	PL_l – Média (DP)	PL_v – Média (DP)	$PL_v - PL_l$
5,0 m	54,0 (1,9) dB	60,5 (7,2) dB	6,5 dB
10,0 m	52,9 (0,8) dB	66,2 (8,0) dB	13,3 dB
15,0 m	55,6 (0,7) dB	73,5 (4,2) dB	17,9 dB

A figura 7.1 apresenta um gráfico da atenuação causada pela vegetação ($PL_v - PL_l$) em função da distância. Verifica-se que a atenuação causada pela vegetação tem um comportamento próximo de uma função linear em relação à distância de propagação, para distâncias em torno da faixa de 5 a 15 metros, e para a frequência $f = 916$ MHz. Portanto, pode-se inferir que a atenuação é proporcional à quantidade de vegetação e à quantidade de água no caminho de propagação.

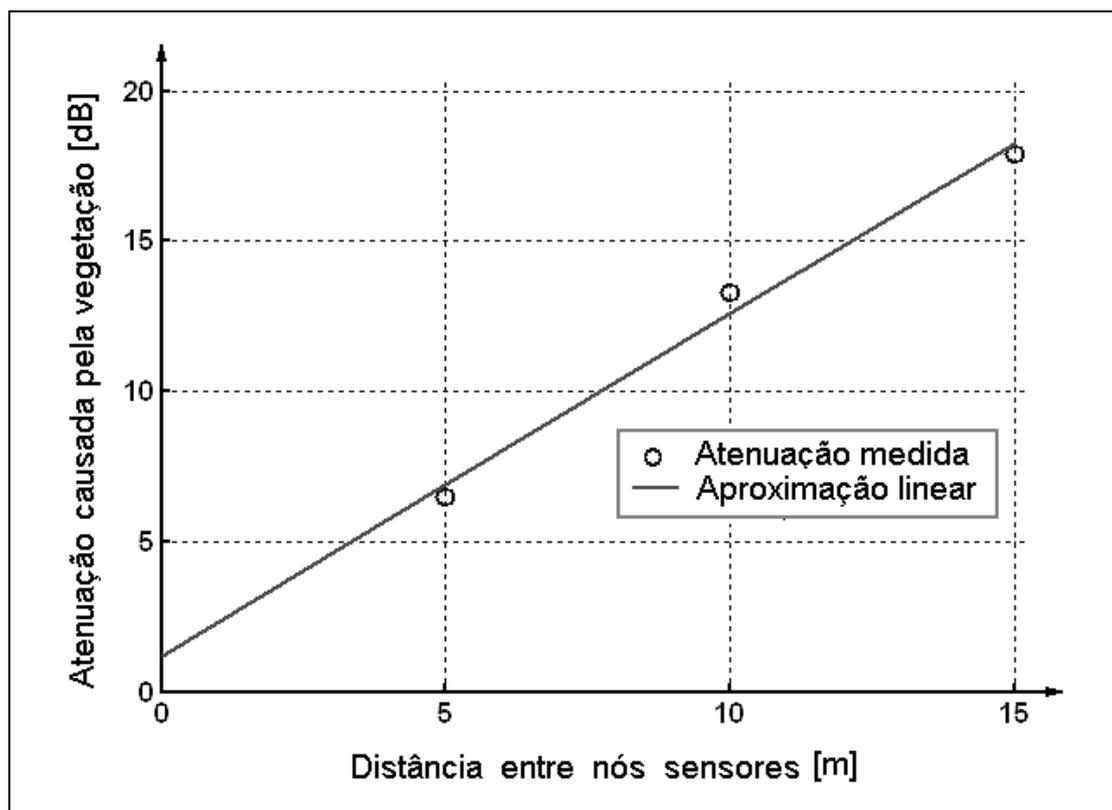


Figura 7.1 – Atenuação causada pelas plantas, em função da distância entre os nós sensores. Aproximação linear: $\Delta PL(d) = 1,140d + 1,167$ [dB] ; $R^2 = 0,988$.

7.1.4 – Experimento realizado na UFLA para verificar a influência da umidade sobre a atenuação das ondas eletromagnéticas de 916 MHz

Local: Universidade Federal de Lavras

Datas: 7/04/2006 e 26/05/2006

A fim de se verificar a influência do teor de água da vegetação sobre a atenuação das ondas de rádio (RF) utilizadas na comunicação dos nós da RSSF, foram realizadas medições em um campo de milho em duas épocas distintas, na Universidade Federal de Lavras, município de Lavras, Minas Gerais. Foram utilizados os nós Mica2. Os nós sensores foram colocados a alturas $h = 1,5\text{m}$ em relação ao solo e com distribuições regulares de distâncias $d = 5,0\text{m}$ e $d = 10,0\text{m}$. Foram colhidas amostras de plantas para medição do teor de água. O teor de água foi medido utilizando-se o método gravimétrico, realizando uma pesagem após a retirada das plantas do campo e outra após a secagem das plantas em estufa (3 dias, a 70°C). Os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.4 e no gráfico de barras da figura 7.2.

Tabela 7.4 – Influência do teor de água da vegetação na atenuação do sinal de rádio Média (DP)
 Redução de 14% no teor de água resultou em redução na atenuação

Data	23/04/2006	26/05/2006	Diferença
Teor de água	m_g = 80%	m_g = 66%	14%
d = 5m	59,5 (2,1) dB	56,5 (3,1) dB	3,0 dB
d = 10m	65,5 (1,9) dB	60,0 (0,7) dB	5,5 dB

Verificou-se que a redução no teor de água das plantas diminuiu a atenuação sofrida pelo sinal de rádio nas comunicações da RSSF. Os resultados obtidos mostram que a quantidade de água no caminho de propagação influencia diretamente a atenuação das ondas eletromagnéticas. Isto é demonstrado pelos valores apresentados na quarta coluna da tabela 7.4 e pelas barras marcadas com (Δ) na figura 7.2. A diferença de 14% no teor de umidade está relacionada às diferenças nos valores de atenuação, de 3,0 dB e 5,5 dB respectivos às medições realizadas com distâncias de 5 metros e 10 metros. Para o dobro da distância (10/5) observou-se uma relação próxima do dobro entre as atenuações medidas:

$$\frac{\Delta PL_{10m}}{\Delta PL_{5m}} = \frac{5,5 \text{ dB}}{3,0 \text{ dB}} = 1,83 \cong 2 \quad (\text{desvio de } 8\%)$$

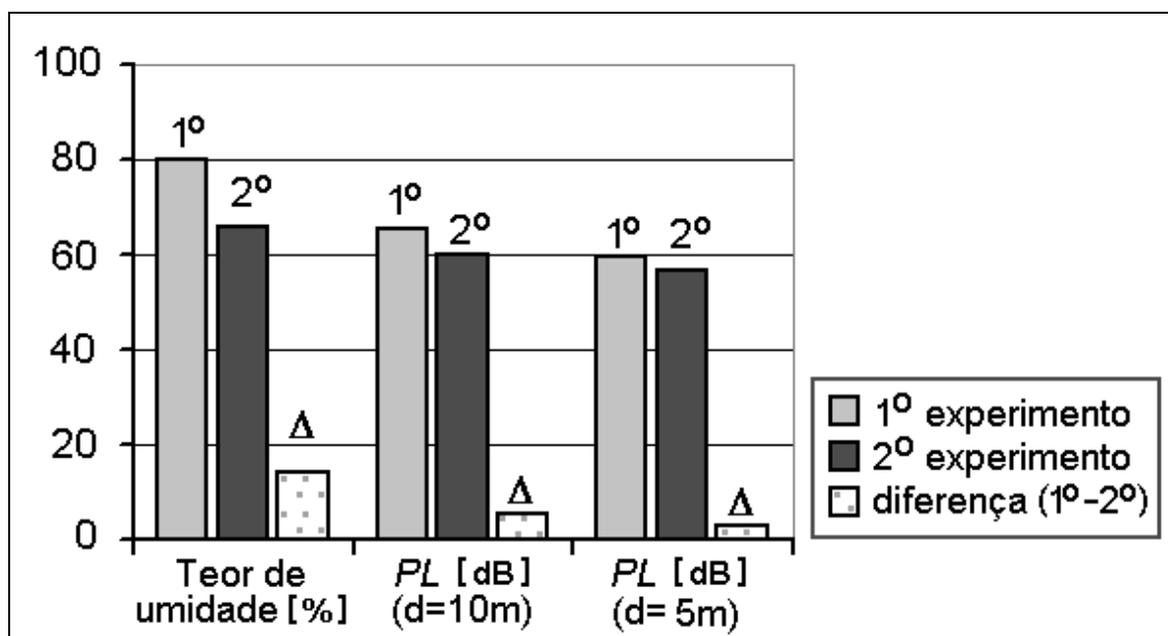


Figura 7.2 – Variação dos teor de umidade e da atenuação (*PL - Pass Loss*) dos sinais de comunicação para as distâncias de 10 metros e 5 metros. O maior teor de água está relacionado aos maiores valores de atenuação, tanto para medições feitas a 10 metros quanto a 5 metros. A diferença na atenuação causada pela diferença no teor de água é maior para a distância maior.

7.2 – MEDIÇÃO DE UMIDADE GRAVIMÉTRICA UTILIZANDO A RSSF

Alguns experimentos foram realizados em campos de cultivo de milho a fim de se verificar a possibilidade de se medir (ou estimar) o teor de água das plantas utilizando-se a medição da atenuação do sinal de comunicação entre os nós de uma rede de sensores sem fios (RSSF). Foi seguida a metodologia proposta no capítulo 6 e foram testados os dois métodos de medição: distância única (DU) e distância dupla (DU).

7.2.1 – Estimação de umidade com medição de potência recebida em distância única

Foram realizados três experimentos com redes de sensores sem fios em campos de produção de milho, utilizando equipamentos que operam com frequência $f = 916$ MHz. O primeiro experimento foi realizado na Universidade Federal de Lavras e os outros dois foram feitos em uma propriedade particular, Fazenda Pinheiro, em Lavras/MG. Conforme a metodologia descrita no capítulo 6, foram feitas medições em área aberta e em meio à vegetação. A diferença entre os valores medidos de potência recebida foi utilizado para se inferir a contribuição exclusiva das plantas para a atenuação das ondas eletromagnéticas utilizadas na comunicação entre os nós sensores.

7.2.1.1 – Experimento realizado na Universidade Federal de Lavras – UFLA

Data: 07/04/2006

Os nós sensores foram posicionados a 1,5 metro do solo e a 10 metros de distância entre si. A vegetação era composta por plantas com alturas médias de 2 metros, com distribuição de 6,5 plantas por metro quadrado. As medições de potência recebida feitas com a rede instalada em meio a uma cultura de milho resultaram em um valor médio de $P_{Rv} = -80,6$ dBm (DP = 2,2dB), o que significa uma atenuação de $PL_v = 80,6$ dB ($P_T = 0$ dBm). A rede, em seguida, foi instalada em uma área próxima à cultura de milho, e foram feitas as medições de potência recebida na condição de caminho livre, resultando em $P_{Rl} = -69,7$ dBm

(DP = 3,0 dB), $PL_l = 69,7$ dB. Procedendo-se às correções devidas, obtém-se os seguintes valores:

$$PL_v = 0,846 \cdot 80,6 + 2,745 = 65,5 \text{ dBm}$$

$$PL_l = 0,846 \cdot 69,7 + 2,745 = 56,2 \text{ dBm}$$

Utilizando o método descrito no capítulo 6, e considerando-se constante a função T ($T_l / T_v = 1$) na equação (6.4), calcula-se o valor do fator de absorção:

$$\alpha = \frac{PL_v - PL_l}{8,68 \cdot d} = \frac{9,2}{86,8} = 0,106$$

Este valor de α está de acordo com os valores calculados pelos modelos propostos por Schmugge & Jackson (Schmugge, 1992): $0,057 \leq \alpha \leq 0,267$.

Utilizando-se o valor $b = 0,15$, indicado por Wigneron (2004) e o valor de α obtido, calcula-se a umidade gravimétrica (teor de água) do docel da vegetação:

$$m_{g(\text{docel})} = m_{g(\text{planta})} \frac{V_p}{V} = \frac{2 \cdot \alpha}{b} = 1,41 \text{ kg} / \text{m}^3$$

A medição da altura foi feita descontando-se a parte do pendão (inflorescência masculina) das plantas de milho. O teor de água das plantas foi medido utilizando-se o método de secagem em estufa (Senior, 1987; Bernardo, 2002), resultando em 80% de umidade. As plantas foram pesadas logo após serem colhidas no campo e em seguida foram submetidas a secagem em estufa, com ventilação forçada, à temperatura de 70°C, por um período de 3 dias. A matéria seca foi então pesada, para que se pudesse calcular a quantidade de água retirada de cada planta. Foi medida a quantidade média de água por planta de milho, resultando em $M_{\text{água}} = 0,4$ kg. Estes dados conduzem ao cálculo da umidade gravimétrica do docel, resultando em:

$$m_{g(\text{docel})} = (\text{massa de água de 1 planta}) \cdot (\text{plantas por m}^2) / \text{altura} \quad (7.1)$$

$$m_{g(\text{docel})} = 1,3 \text{ kg/m}^3$$

Verifica-se que o valor encontrado utilizando-se a estimação do teor de água através da atenuação das ondas eletromagnéticas aproxima-se do valor obtido através do método gravimétrico, sendo encontrado um desvio de 8,7% do primeiro em relação ao segundo valor.

Para se conseguir melhor estimativa do teor de água, deve-se obter um valor mais adequado do parâmetro b para esta cultura de milho.

7.2.1.2 – Experimentos realizados na Fazenda Pinheiro (21o18’45” S; 44o55’25” W)

Data: 19/01/2006 a 19/02/2006

Foram utilizados os nós sensores Mica2, os quais foram colocados a iguais distâncias, inicialmente a 5 metros, depois a 10 metros e finalmente a 15 m. Todos foram colocados a 1,0 metro de altura em relação ao solo e todas as antenas na posição vertical. Todas as transmissões foram feitas com potência $P_T = 5$ dBm. Todas as medições foram feitas num intervalo de uma hora, de modo que a temperatura ambiente, a umidade gravimétrica da vegetação, a densidade foliar, o estágio de crescimento e a altura das plantas permanecessem praticamente constantes. A população da plantação era de 5,6 plantas por metro quadrado.

No primeiro experimento, as plantas se encontravam no final do estágio vegetativo, 60 dias após o plantio, com altura média de 2,1 metros (não sendo considerado o pendão). No segundo experimento, as plantas se encontravam no estágio reprodutivo R3 (espigas formadas com grãos pastosos), 90 dias após o plantio, com altura média de 2,3 metros. Uma descrição dos estágios da planta de milho pode ser encontrada em (Resende, 2003).

Foi observado que a altura das espigas em relação ao solo variava entre 1,1 metro e 1,4 metro, conforme pode ser visto na foto da figura 7.3.

A tabela 7.5 apresenta os valores médios da atenuação do sinal de comunicação ($PL = P_T - P_R$) obtidos em cada via de comunicação entre os nós sensores. São apresentados os valores médios e os respectivos desvios padrões (DP) de cada medição, em decibéis (dB).

Tabela 7.5 – PL – perda de potência nos caminhos de propagação de RF para duas séries de medições realizadas diferentes condições de propagação em cultura de milho (diferentes valores de umidade gravimétrica) e uma medição em caminho livre.

	PL_{v1} – Média (DP)	PL_{v2} – Média (DP)	PL_{l2} – Média (DP)
data	19/01/2007	19/02/2007	19/02/2007
distância	Com vegetação	Com vegetação	Área livre
5,0 m	61,7 (5,8) dB	58,9 (5,0) dB	51,1 (1,5) dB
10,0 m	70,8 (4,1) dB	67,3 (4,9) dB	54,7 (4,8) dB
15,0 m	74,9 (3,4) dB	77,4 (2,8) dB	55,3 (1,2) dB
m_g (umid grav)	85,6 (0,5) %	80,3 (2,3) %	0



Figura 7.3 – Ponto de acesso do sistema de medição distribuída de teor de água operando na fazenda Pinheiro (Lavras/MG). Plantas no estágio R3. Altura das espigas varia de 1,1 m a 1,4 m do solo.

Inicialmente, foi construído um gráfico (figura 7.4) para representar a variação da atenuação (PL) do sinal de comunicação em função da distância entre os nós sensores, tal como o gráfico da figura 7.1. Os pontos no gráfico relacionados às medições de 19/02/2007 se referem à diferença entre PL_{v2} (atenuação média observada em meio à vegetação) e PL_{l2} (atenuação média observada em caminho livre). Os pontos relacionados às medições de

19/01/2007 se referem à diferença entre PL_{v1} e PL_{l2} . Como não foi feita a medição em caminho livre nesta data, foram utilizados os dados de caminho livre de 19/02.

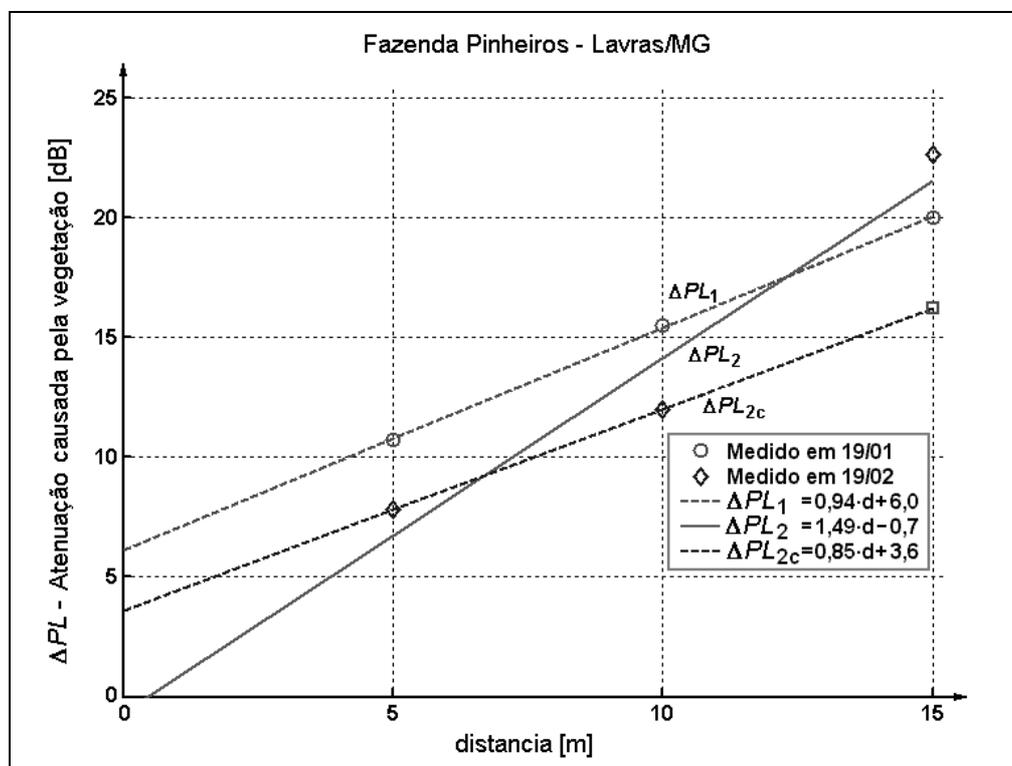


Figura 7.4 – Gráficos de atenuação causada pelas plantas em função da distância entre os nós sensores, demonstrando uma relação próxima da linear.

Tal como observado na figura 7.1, os pontos medidos em 19/02 indicam uma relação aproximadamente linear entre a distância entre nós sensores e a atenuação do sinal de comunicação. Semelhante relação linear não é observada nos dados obtidos em 19/01, o que permite afirmar que ocorreu algum erro de medição neste experimento. Uma correção deverá ser feita para se retirar alguma informação destes dados. Se forem utilizados apenas os pontos referentes às distâncias de 5 m e 10 m, calcula-se a aproximação linear PL_{2c} (c = corrigida). Utilizando-se esta função linear calcula-se o valor esperado para a atenuação referente à distância de 15 m, indicado pelo marcador quadrado, no gráfico: $PL_{2c}(d=15m) = 16,2$ dB. A diferença entre o valor medido e o estimado é:

$$PL_2(d=15m) - PL_{2c}(d=15m) = 22,7 \text{ dB} - 16,2 \text{ dB} = 6,5 \text{ dB.}$$

Verifica-se que a aproximação linear obtida (PL_{2c}) tem um inclinação um pouco menor que a aproximação linear de 19/02 (PL_1). Se existe uma relação linear entre o teor de água das

plantas e a atenuação das ondas, é correto afirmar que a reta de maior inclinação corresponde à condição de maior teor de água. Este fato é confirmado pela comparação entre as inclinações das retas PL_1 e PL_{2c} . Comparando-se os valores medidos nas distâncias de 5 m e 10 m, verifica-se que maiores atenuações correspondem a maiores valores de teor de água (umidade gravimétrica) das plantas.

Utilizando-se os dados da tabela 7.5 podem-se calcular os fatores de absorção e volume de água do docel, para os dois conjuntos de medições, utilizando o método de distância única. Como exemplo, tomam-se as medições feitas a distâncias de 10 metros. Os seguintes valores foram encontrados para a primeira e para a segunda época de medição, respectivamente:

$$\alpha_1 = \frac{PL_{v1} - PL_{l2}}{8,68 \cdot d} = \frac{70,8 - 54,7}{86,8} = 0,185$$

$$\alpha_2 = \frac{PL_{v2} - PL_{l2}}{8,68 \cdot d} = \frac{67,3 - 54,7}{86,8} = 0,145$$

Foram colhidas amostras de plantas e medida a umidade gravimétrica destas, utilizando o método de secagem em estufa (Senior, 1987; Bernardo, 2002). Os valores obtidos são apresentados na tabela 7.6.

Tabela 7.6 – Teor de água e massa total de água de amostras de plantas de milho colhidas em duas épocas distintas, separadas em 4 grupos, conforme época e local de amostragem.

Data	grupo	Massa total [g]	Matéria seca [g]	Massa de Água [g]	Umidade grav. [g/g]
19/01/07	1	670	98	572	0,854
	1	770	104	666	0,865
	1	714	108	606	0,849
Média(DP)		718,0 (7%)	103,3 (5%)	614,7 (8%)	0,856 (1%)
19/02/07	2	546	107	439	0,804
	2	496	74	422	0,851
	2	754	147	607	0,805
	3	404	88	316	0,782
	3	850	173	677	0,796
	3	468	84	374	0,817
	4	616	117	499	0,810
	4	324	69	255	0,787
	4	656	148	508	0,774
Média(DP)		567,1 (30%)	111,9 (33%)	455,2 (30%)	0,803 (3%)
Folhas	4	214	56	158	0,738
Talo baixo	4	332	66	266	0,801
Talo alto	4	110	26	84	0,764
Espiga	4	313	118	195	0,624

A tabela 7.6 apresenta também os valores médios da massa de água medida nas plantas de milho de cada grupo. Estes valores são utilizados para se calcular a umidade gravimétrica do docel, utilizando-se a equação (7.1):

$$m_{g(docel)} = (\text{massa de água de 1 planta}) \cdot (\text{plantas por m}^2) / \text{altura} \quad (7.1)$$

Os valores obtidos podem ser utilizados para se comparar com os dados calculados a partir dos valores fator de absorção (α) estimados através da medição da atenuação das ondas eletromagnéticas:

$$m_{g(docel)} = \frac{2 \cdot \alpha}{b} \quad (5.8)$$

Os valores de umidade gravimétrica do docel da cultura de milho foram calculados utilizando os dois métodos, e para as duas épocas de medição. No cálculo baseado no fator de absorção, foram considerados dois valores representativos do parâmetro b , visto que este parâmetro não foi estimado previamente para esta cultura de milho. Os resultados são apresentados na tabela 7.7.

Tabela 7.7 – Comparação entre os valores de umidade gravimétrica de uma plantação de milho em duas épocas distintas, obtidos através de secagem em estufa e através do método DU (medição da atenuação em distância única)

				$b = 0,15$		$b = 0,20$	
Data	$m_{g(planta)}$	$m_{g(docel)}$ ref.	α	$m_{g(docel)}$ est.	Desvio	$m_{g(docel)}$ est.	Desvio
19/01/2007	85,6%	1,64 kg/m ²	0,185	2,46	50%	1,85	13%
19/02/2007	80,3%	1,11 kg/m ²	0,145	1,93	74%	1,45	31%

Verifica-se que o parâmetro de proporcionalidade mais adequado para esta cultura teria valor superior a $b = 0,20$. O valor que resultaria em um desvio médio nulo para as duas medições seria $b = 0,24$, para o qual seriam obtidas as seguintes estimativas de umidade gravimétrica do docel: $m_{g(docel)_1} = 1,52 \text{ kg/m}^2$ (desvio de -7%) e $m_{g(docel)_2} = 1,19 \text{ kg/m}^2$ (desvio de $+7\%$). Isto indica que um valor adequado para o parâmetro de proporcionalidade pode ser encontrado de forma a se reduzirem os desvios cometidos na estimativa da umidade gravimétrica (teor de água) da cultura agrícola.

A figura 7.5 apresenta em forma gráfica os desvios cometidos na estimação do teor de água do docel utilizando-se o método da distância única (DU) executado em três diferentes distâncias (5m, 10m e 15m), tomando como referência o teor de água medido utilizando-se o método de secagem em estufa, para as medições do primeiro experimento (19/01/2007). Foi considerado o parâmetro de proporcionalidade $b = 0,15$ e foram ajustadas duas funções para modelar o desvio observado em relação à distância. Os valores obtidos experimentalmente, bem como as funções de ajuste, demonstram uma tendência de redução do desvio de estimação à medida que aumenta-se a distância entre os nós da rede de sensores, isto é, aumenta-se a distância de propagação das ondas eletromagnéticas. Este resultado foi previsto no desenvolvimento do modelo de medição apresentado no capítulo 4.

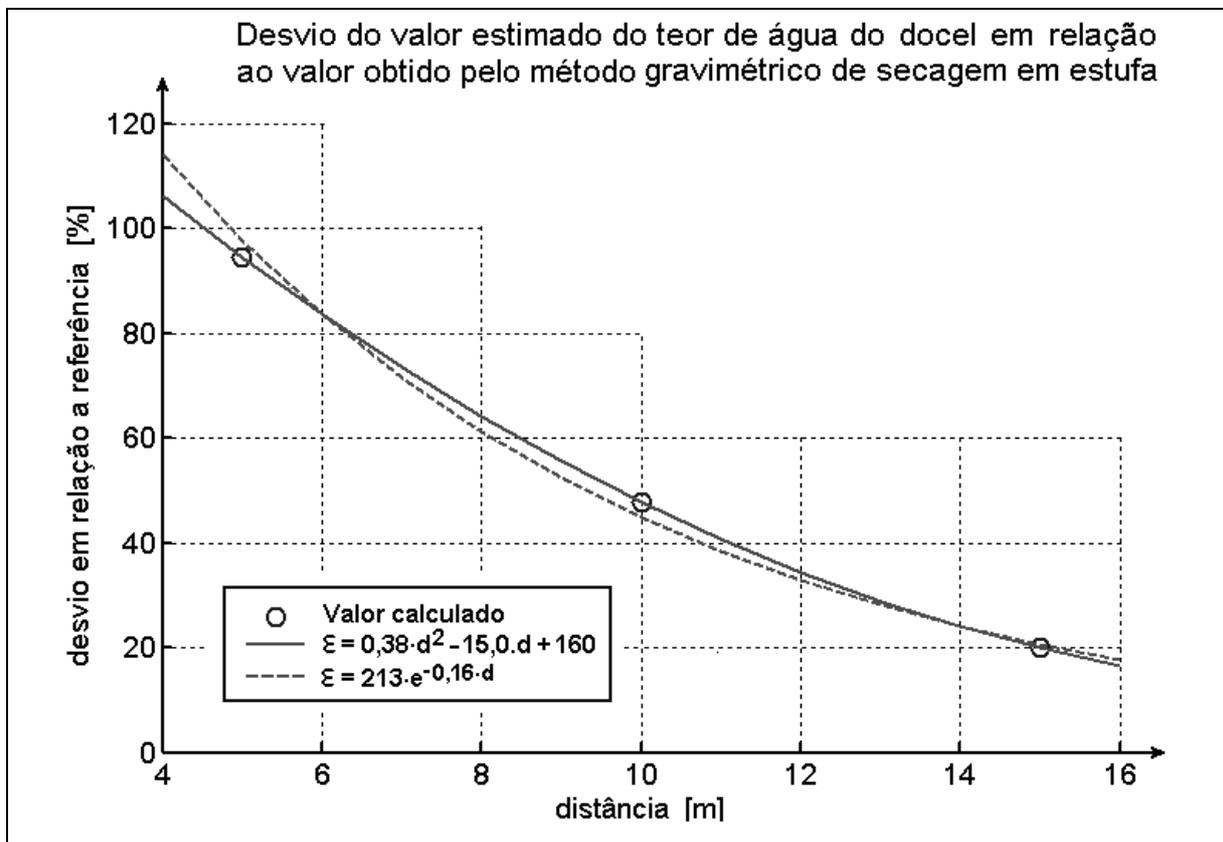


Figura 7.5 - Gráfico representando a redução do desvio de estimação do teor de água do docel. Menores desvios em relação ao valor de referência correspondem a maiores distâncias de propagação. Foram ajustadas duas funções para os valores medidos: um polinômio de 2º grau e uma função exponencial.

Deve ser observado, na tabela 7.6 que, embora os valores de umidade gravimétrica das amostras de plantas não apresentem grande dispersão (desvio padrão menor que 3%), a os valores medidos de massa de água por planta apresentaram desvios padrões de 8% e 30% para as amostras do primeiro e do segundo experimentos, respectivamente. Isto resulta em uma contribuição para a incerteza de medição de 9% e 20% respectivamente, para uma confiabilidade de 95% (considera-se o dobro do desvio padrão das médias). Somente este resultado justificaria o desvio encontrado na estimação que utilizou o parâmetro $b = 0,24$. Além deste, deve-se considerar as contribuições das incertezas da medição de potência, conforme demonstram os desvios padrões das medições apresentadas na tabela 7.5, e da medição das alturas dos nós sensores. Somente o aumento no número de medições de atenuação de sinais eletromagnéticos feitas na região de interesse do campo de cultivo poderá conduzir a um valor mais confiável da umidade gravimétrica da vegetação.

7.2.2 – Estimação de umidade com medição de potência recebida em duas distâncias

Utilizando-se os dados da tabela 7.6 e as equações de reta da figura 7.4, podem-se calcular os fatores de absorção e volume de água do docel, para as duas épocas observadas, utilizando-se o método da distância dupla (DD) descrito nos capítulos 4 e 5. Os resultados são apresentados na tabela 7.8. Foram utilizados os dados referentes a $d_1 = 10\text{m}$ e $d_2 = 15\text{m}$, e a equação (5.7):

$$\alpha = A \cdot \left[\Delta P + \frac{B}{A} \right] = \frac{1}{8,68 \cdot (d_2 - d_1)} \cdot [(P_{R1} - P_{R2}) - \Delta P_{livre}] \quad (5.7)$$

onde ΔP_{livre} é a diferença entre os valores de potência recebida em área livre para as duas distâncias. Conforme os dados da tabela 7.5, $\Delta P_{livre} = P_{R1livre} - P_{R2livre} = -PL_{l(10m)} + PL_{l(15m)}$, $\Delta P_{livre} = -54,7 + 55,3 = 0,6 \text{ dB}$.

O teor de água da vegetação foi calculado considerando-se dois diferentes valores para o parâmetro b : 0,15 e 0,20. Para cada um destes valores são apresentados os desvios calculados em relação ao teor de água medido utilizando-se o método gravimétrico.

Os valor estimados para α situam-se dentro da faixa de valores calculados pelos modelos propostos por Jackson & Schmugge (Schmugge, 1992): $0,057 \leq \alpha \leq 0,267$.

Observam-se desvios superiores a 15% em todas as estimativas, relativamente aos valores de referência, mesmo tendo sido considerada a correção no valor medido com distância de 15 metros no segundo experimento, a qual havia sido sugerida anteriormente. Deve-se buscar formas de se melhorar a qualidade dessas medições, como por exemplo, aumentar a quantidade de medições em diferentes vias de comunicação, dentro da região de interesse, e aumentar a diferença entre as distâncias d_1 e d_2 .

Tabela 7.8 – Comparação entre os valores de umidade gravimétrica de uma plantação de milho em duas épocas distintas, obtidos através de secagem em estufa e através do método DD (medição da atenuação em distância dupla) considerando $d_1 = 10\text{m}$ e $d_2 = 15\text{m}$. Cálculos para a segunda época foram refeitos considerando as correções em P_R (15m) da fig. 7.4

				$b = 0,15$		$b = 0,20$	
Data	$m_g(\text{planta})$	$m_g(\text{docel})$ ref.	α	$m_g(\text{docel})$ est.	Desvio	$m_g(\text{docel})$ est.	Desvio
19/01/2007	85,6%	1,64 kg/m ²	0,081	1,075	-34%	0,806	-50%
19/02/2007	80,3%	1,11 kg/m ²	0,242	3,225	190%	2,419	118%
corrigido	80,3%	1,11 kg/m ²	0,092	0,922	-17%	0,691	-38%

Foram separadas 3 espigas das amostras do grupo 4, as quais passaram pelo processo de secagem em estufa. Os dados médios obtidos para o conjunto das 3 espigas se encontram na última linha da tabela 7.6 (os valores se referem a apenas uma espiga). Verifica-se que a maior concentração de água na planta de milho, na fase em que foi feito o segundo experimento, ocorre na parte baixa do colmo (abaixo de 1 metro), seguida pela espiga, pelas folhas, e finalmente pelas parte alta do colmo. O volume de água contida na espiga corresponde a aproximadamente 28% do volume total da planta, ou 40% do volume de água do restante da planta (colmo e folhas). A presença de espigas nos caminhos de comunicação dos raios das RSSFs pode alterar em muito as medições de teor de água das plantas. A altura média das espigas nas plantas de milho varia em torno de 1,0 e 1,5 metros (Dow Agrosience, 2006).

7.3 – RELAÇÃO ENTRE TEOR DE ÁGUA DAS PLANTAS E ATENUAÇÃO DE SINAL DE RF

Dando continuidade aos experimentos realizados na Fazenda Pinheiro, em Lavras/MG, foram realizadas ainda duas séries de medições. Na primeira série as plantas estavam no final do ciclo de vida, em véspera de colheita, no estágio denominado "Reprodutivo 6" (R6). Na segunda foi feita logo após a colheita, estando a área livre. Foram colhidas amostras das plantas que estavam no estágio R6 e medida sua umidade gravimétrica utilizando o método de secagem em estufa, sendo encontrado o valor $m_g = 0,535$ g/g, com desvio padrão DP = 0,118. Os dados obtidos nessas duas séries de medições foram associados aos dados obtidos das medições feitas anteriormente no mesmo campo de milho, em janeiro de 2007 (estágio VT) e em fevereiro de 2007 (estágio R3), para se verificar a relação entre o teor de água das plantas e a atenuação sofrida pelas ondas eletromagnéticas utilizadas na comunicação entre os nós sensores.

A tabela 7.9 apresenta os resultados obtidos nas medições de teor de água das plantas e na estimação do fator de absorção, feita pela medição de atenuação dos sinais de rádio da RSSF. O fator α apresentado na tabela representa a média calculada a partir dos resultados obtidos nas medições feitas com as três diferentes distâncias. Pode ser observado que α é proporcional a m_g , numa relação de $\alpha/m_g = 0,213$. O desvio padrão calculado para esta relação foi DP(α/m_g) = 0,012 (5,9%). Isto está de acordo com a proposta de Schmugge & Jackson (Schmugge, 1992), uma vez que se consideram constantes a taxa de ocupação do docel (V_p/V) e o parâmetro b de proporção.

Tabela 7.9 – Umidade gravimétrica das amostras de milho colhidas no campo da Fazenda Pinheiro, em três diferentes estágios da cultura, e fator de absorção medido pela atenuação das ondas de RF

Série	Estágio	Umidade gravimétrica (m_g) [g/g]		α
		Média	DP	
1	VT	0,856	0,008	0,195
2	R3	0,803	0,023	0,166
3	R6	0,535	0,118	0,110

O gráfico da figura 7.6 mostra os valores médios de PL em função do teor de água das plantas, para cada uma das três distâncias. Uma relação aproximadamente linear entre o teor de água das plantas (m_g) e a atenuação no caminho de propagação (PL) pode ser observada nos gráficos referentes às medições feitas nas três distâncias.

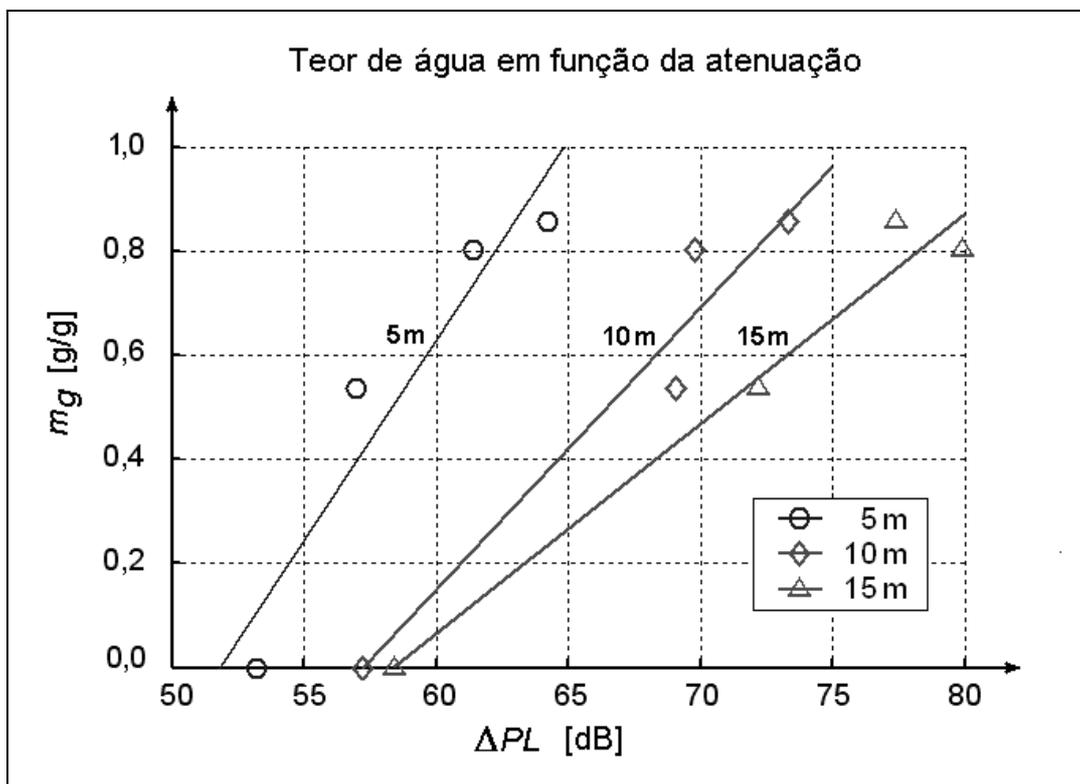


Figura 7.6 – Aproximações lineares entre teor de água das plantas e atenuação (PL) para os valores medidos em uma cultura de milho na Fazenda Pinheiro, em Lavras/MG, durante o ciclo de primeira safra de 2007. As medições feitas com distância maior (15 metros) resultaram em melhor aproximação linear.

7.4 – AUMENTO DA CONFIABILIDADE PELO USO DE MEDIÇÃO DISTRIBUÍDA

O experimento realizado na Fazenda Pinheiro, em Lavras/MG, foi feito utilizando-se uma rede composta por 4 nós sensores posicionados como vértices de dois triângulos equiláteros, conforme representado na figura 7.7. Para cada série de medições os nós sensores eram deslocados a fim de se estabelecerem as distâncias (d) especificadas. O nó zero (N_0) foi mantido fixo e ligado a um microcomputador, servindo como ponto de acesso.

Tendo 5 caminhos de comunicação e sendo feitas transmissões em duas direções para cada caminho, foram medidas as atenuações nos dez canais de comunicação. A tabela 7.10

apresenta os valores médios e os respectivos desvios padrões (DP) para cada uma das dez ligações. Apenas os valores da série feita à distância $d = 10$ m são apresentados. Estes valores foram calculados sobre 100 eventos de comunicação. O final da tabela apresenta a média e o DP geral, calculado para todos os valores medidos na rede. Verifica-se que a dispersão dos valores medidos para cada caminho de comunicação é muito menor ($<1/5$) que a dispersão geral. Isto significa que a atenuação medida pelos nós sensores varia, dependendo da distribuição das plantas no caminho de propagação. Portanto, uma medição distribuída fornecerá uma informação a respeito da umidade das plantas, em uma certa região, mais adequada do que seria obtido com uma medição em um único caminho de propagação.

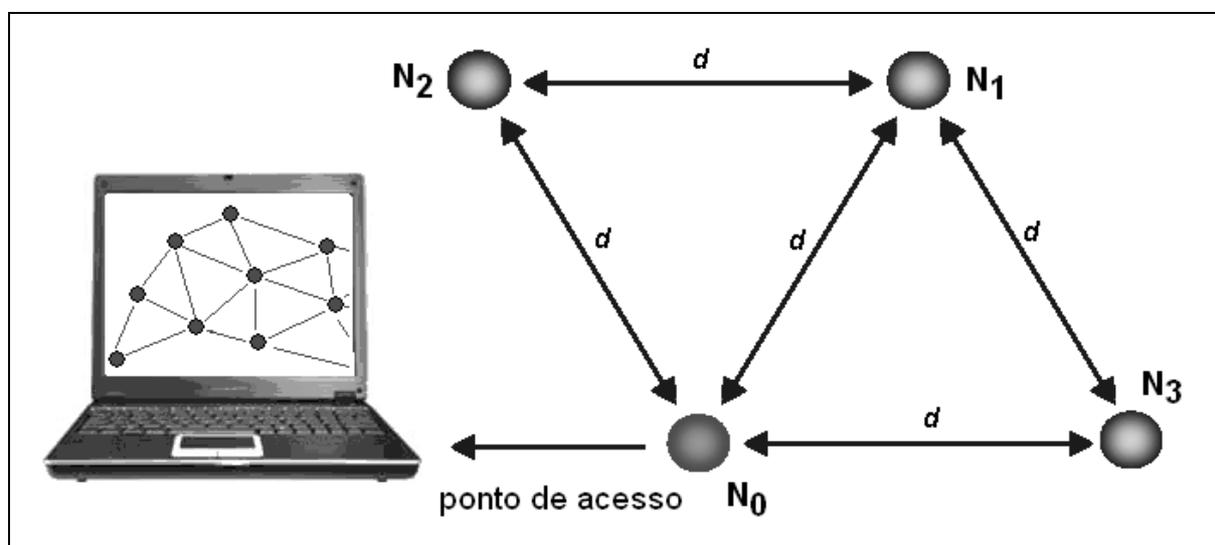


Figura 7.7 – Esquema da rede de sensores utilizada nas medições feitas na Fazenda Pinheiro.

Tabela 7.10 – Valores medidos e respectivos desvios padrões da atenuação de RF obtidos pelo sistema distribuído de medição (RSSF) no campo de milho da Fazenda Pinheiro durante o estágio VT (19/01/2007), com os nós sensores distantes de $d=10$ m entre si e a 1,0 metros do solo

Trecho (via de comunicação)	<i>PL</i> medida – Média (DP)	<i>PL</i> corrigida – Média (DP)
$N_0 \rightarrow N_1$	87,3 (0,9) dB	76,6 (0,8) dB
$N_1 \rightarrow N_0$	86,8 (0,9) dB	76,2 (0,8) dB
$N_0 \rightarrow N_2$	90,1 (1,0) dB	79,0 (0,8) dB
$N_2 \rightarrow N_0$	89,3 (1,0) dB	78,3 (0,8) dB
$N_0 \rightarrow N_3$	77,6 (0,4) dB	68,4 (0,3) dB
$N_3 \rightarrow N_0$	76,1 (0,4) dB	67,1 (0,3) dB
$N_1 \rightarrow N_2$	79,5 (2,6) dB	70,0 (2,2) dB
$N_2 \rightarrow N_1$	79,4 (1,1) dB	69,9 (0,9) dB
$N_1 \rightarrow N_3$	86,7 (0,4) dB	76,1 (0,3) dB
$N_3 \rightarrow N_1$	85,6 (0,5) dB	75,2 (0,4) dB
Geral	83,8 (5,1) dB	73,7 (4,3) dB

O gráfico da figura 7.8 mostra os valores médios e os respectivos desvios padrões obtidos em uma série de 100 medições feitas no campo de milho, no primeiro experimento (estágio VT), considerando-se $d = 10$ m. São apresentados os valores medidos em 10 diferentes trechos (vias) de propagação, isto é, em 10 diferentes ligações entre pares de nós sensores. Nesta figura as barras indicam os valores médios, enquanto as linhas verticais indicam os respectivos intervalos de confiança, os quais foram calculados como o dobro do desvio padrão (confiança de 95%). A barra subscripta como “média” indica a média global de todas as medições, à qual está associado o intervalo de confiança calculado utilizando-se todos os valores medidos.

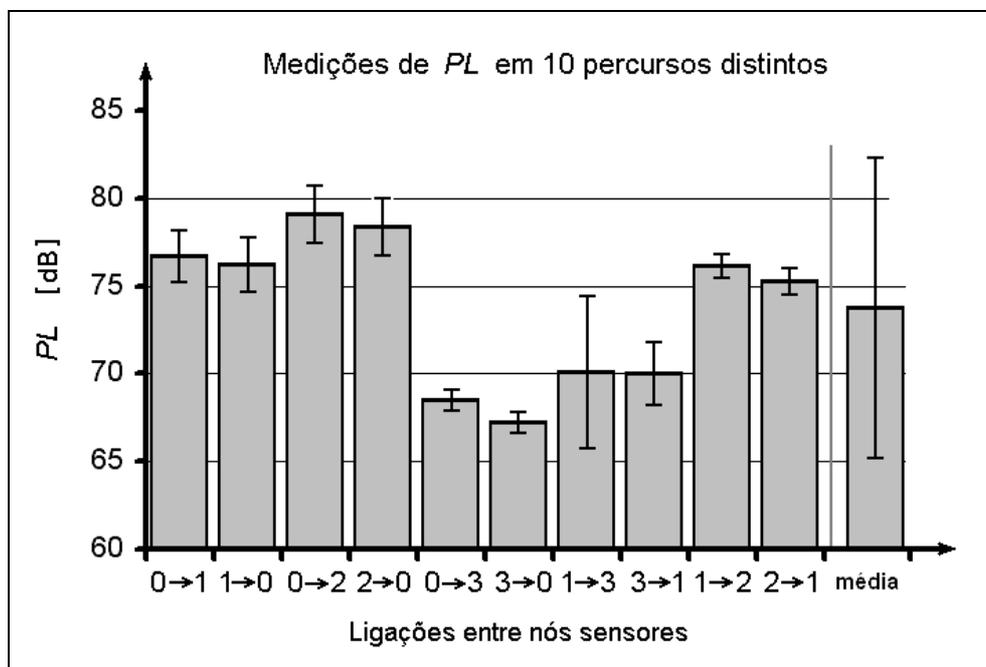


Figura 7.8 – Medições de atenuação (PL) em 10 percursos diferentes. Médias e intervalos de confiança ($= 2*SD$)

Os dados apresentados na figura 7.8 demonstram que a dispersão dos valores medidos de intensidade de sinal se deve principalmente à variabilidade entre os percursos observados, sendo menos afetada pelas características dos medidores. Atribui-se esta dispersão global às variações nas características da vegetação ao longo do campo, especialmente no que diz respeito à distribuição não uniforme das plantas, bem como às variações nas características do solo, como ondulações e rugosidade. Estas características indicam que a medição radiométrica do teor de água das plantas, utilizando a comunicação não direcional de rádios, deve ser feita de forma distribuída. Portanto uma RSSF pode ser utilizada como instrumento para este tipo de medição.

7.5 – MEDIÇÕES COM FREQUÊNCIA DE 2,4 GHz

Foi realizado um experimento de medição de atenuação de sinal de rádio pela vegetação, utilizando-se uma rede de sensores sem fios operando na faixa ISM (livre de licença) de 2,4 GHz. Este experimento foi realizado a fim de se verificar as diferenças na atenuação causadas pela variação da frequência. Os resultados obtidos neste seriam comparados aos resultados obtidos com a rede que opera à frequência $f = 916$ MHz.

Foram utilizados os nós sensores MicaZ da Crossbow (2006c), os quais utilizam o rádio integrado CC2420 da Chipcon (2004a).

A RSSF foi instalada em um campo de milho da EMBRAPA – Milho e Sorgo, onde os nós sensores foram posicionados a alturas de 1,0 m e a distâncias regulares de 5,0 m e 10,0 m. Não foi obtido sucesso nas comunicações quando a distância entre os nós sensores foi ampliada para $d = 15,0$ m. Foi também realizado um conjunto de medições de intensidade de sinal recebido para a condição de caminho livre, tendo a rede sido instalada em uma área próxima ao campo de milho. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 7.11.

Tabela 7.11 – PL – perda de potência nos caminhos de propagação de RF para $f = 2,4$ GHz

	Área Livre	Área com vegetação	Diferença
distância	PL_l – Média (DP)	PL_v – Média (DP)	$\Delta PL = PL_v - PL_l$
5,0 m	72,0 (2,0) dB	77,9 (8,5) dB	5,9 dB
10,0 m	74,9 (2,0) dB	91,1 (9,5) dB	16,2 dB

Não foram realizadas mais medições com os transceptores CC2420 devido à dificuldade de comunicação a distâncias superiores a 10 m.

CAPÍTULO 8

CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Neste trabalho foi proposto o desenvolvimento de um sistema de medição distribuída que utiliza as informações de intensidade de sinal das comunicações entre os nós de uma rede de sensores sem fios para se estimar o teor de água de uma cultura vegetal. O teor de água da vegetação é um dado de difícil obtenção, exigindo a retirada de amostras de plantas para ensaio destrutivo em laboratório, ou a utilização de sensores específicos para este fim, os quais devem ser levados ao campo. A forma de se obter esta informação, como foi proposta neste trabalho, não dispensa a utilização de sensores adicionais, uma vez que utiliza os sianis de comunicação de uma RSSF que já esteja presente no campo agrícola a fim de obter informações de variáveis de solo e de clima.

Com este objetivo, foi desenvolvido um modelo de propagação de ondas eletromagnéticas através da vegetação, considerando-se uma faixa de frequências na região de microondas próxima à banda-L (1 a 2 GHz). Esta banda foi escolhida por ser intermediária entre as frequências dos transceptores de RF utilizados neste trabalho. Neste modelo são consideradas as influências de cinco variáveis independentes sobre a atenuação do sinal eletromagnético que se propaga entre o transmissor e o receptor: a distância entre as antenas (d), a altura das antenas em relação ao solo (h), o comprimento de onda (λ), a constante dielétrica do solo (ϵ_s) e o fator de absorção (α) da onda eletromagnética pela vegetação. Este modelo mostrou-se adequado, quando comparado com os dados obtidos experimentalmente (coeficiente de determinação $R^2 > 0,6$).

Um modelo de medição, construído sobre o modelo de propagação, foi desenvolvido a fim de se identificarem as variáveis de maior influência sobre as incertezas da medição do teor de água da vegetação, o qual é uma função direta do fator de absorção. Foi demonstrado que as grandezas que mais contribuem para a incerteza do teor de água medido são a medida da potência recebida (P_R) e a altura (h) das antenas dos nós sensores em relação ao solo.

Os resultados experimentais obtidos em campos de produção de milho indicaram que existe uma relação linear entre a quantidade de água no caminho de propagação e a atenuação das ondas eletromagnéticas, na faixa de 916 MHz. Os dados das medições feitas no campo foram utilizados para calcular o teor de água das plantas, utilizando os dois métodos propostos: distância única (DU) e distância dupla (DD). Amostras de plantas foram colhidas para medição de umidade gravimétrica, utilizando-se o método padrão de secagem em estufa. Os resultados obtidos foram utilizados como referência para os valores calculados usando o método proposto. Foi demonstrado que é possível se obter, com o método proposto, desvios de medição menores que 10% em relação ao método padrão. Isto pode ser considerado satisfatório quando comparado com resultados publicados por outros autores (Al-Mahasneh, 2000; Reyns, 2002; Bernardo, 2002), os quais apresentaram desvios de até 15 %. Foi verificado que os menores desvios foram obtidos em estimativas realizadas com distâncias maiores. Este fato foi previsto no desenvolvimento do modelo de medição.

Uma análise dos dados colhidos em um evento de medição indicou uma dispersão nos valores de atenuação obtidos, que é atribuído à característica de distribuição não uniforme das plantas no campo. Isto está de acordo com a revisão da literatura (Ulaby, 1985; Tavakoli, 1991; Wigneron, 2004), conforme apresentado no capítulo 5. Este fato indica a necessidade da realização de medições distribuídas ao longo do campo, a fim de atender a proposta do trabalho. Este fato foi também demonstrado em resultados experimentais apresentados no capítulo 7.

O método de medição de distância dupla foi proposto como forma de se dispensar a medição da constante dielétrica do solo (ou do seu índice de reflexão). Porém, este método perde em exatidão devido ao fato da distância considerada nos cálculos de teor de água ser a diferença entre as distâncias utilizadas para medição de atenuação.

É preciso que se faça uma avaliação sobre a viabilidade de se fazer o cálculo do fator de absorção localmente, nos nós sensores, mesmo que sejam aplicadas as simplificações propostas no capítulo 4. Esta avaliação deve levar em conta não apenas o volume de cálculos requeridos, mas também uma análise da energia gasta para transmitir os dados até a central de coleta e análise. Os resultados obtidos na avaliação dos medidores de potência recebida (P_R) demonstraram que será suficiente a transmissão de apenas a média e o desvio padrão dos valores medidos. Isto proporcionará uma grande economia de energia, uma vez que diminuirá o tráfego de informações via rádios.

O modelo de medição deve ser melhorado, a fim de se obterem estimativas mais próximas dos valores de referência. Nos casos em que a estimativa foi feita através do método de distância única, uma modificação deve ser feita no modelo linear que relaciona o fator de absorção à atenuação medida, qual seja identificar o valor de início de escala (α_0). Onde foi utilizado $\alpha = a.\Delta P + 0$, deve-se utilizar $\alpha = a.\Delta P + \alpha_0$. Para isto, o valor α_0 deve ser calculado com base em resultados experimentais, de forma a promover o menor desvio para a maioria das medições.

Neste mesmo método, pode-se corrigir o valor de α_0 em função da umidade do solo. Isto seria feito com facilidade, uma vez que a umidade do solo é uma das variáveis a serem medidas pela RSSF no campo.

Modelos mais refinados sobre a atenuação das ondas proporcionarão medições com menores desvios. Tais modelos devem considerar a variação dos volumes de água ligada e de água livre no interior das plantas. Estes fatores têm influência sobre a frequência de relaxação da vegetação e, conseqüentemente, sobre a absorção da energia, conforme (Trabelsi, 2006).

BIBLIOGRAFIA

AGRICULTURA DE PRECISÃO E INSTRUMENTAÇÃO AGRÍCOLA

- (Adamchuk, 2004) Adamchuk, V.I. et alii; **On-the-go Soil Sensors for Precision Agriculture**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 44, n° 1, pp. 71-91, Jul/2004
- (Adami, 2005) Adami, M. et alii; **Expansão Direta na Estimativa de Culturas Agrícolas por meio de Segmentos Regulares**; Revista Brasileira de Cartografia, n° 57/01, pp. 22-27, Abril/2005
- (Al-Mahasneh, 2000) Al-Mahasneh, M.A. e Colvin, T.S.; **Verification of Yield Monitor Performance of On-the-go Measurement of Yield with an In-board Electronic Scale**; Transactions of the ASAE, vol. 43, n° 4, pp. 801-807, Jul-Aug/2000
- (Anderson, 2004) Anderson, M.C. et alii; **Upscaling Ground Observations of Vegetation Water Content, Canopy Height, and Leaf Area Index during SMEX02 Using Aircraft and Landsat Imagery**; Remote Sensing of Environment, vol. 92, n° 4, pp. 447-464, Sep/2004
- (Bakhsh, 2000) Bakhsh, A. et alii; **Spatio-Temporal Analysis of Yield Variability for a Corn-soybean Field in Iowa**; Transactions of the ASAE, vol. 43, n° 1, pp. 31-38, Jan-Feb/2000
- (Bongiovanni, 2004) Bongiovanni, R. & Lowenberg-Deboer, J.; **Precision Agriculture and Sustainability**, Precision Agriculture, vol. 5, n° 4, pp. 359-387, Aug/2004
- (Bristow, 2001) Bristow, K.L. et alii; **A Small Multi-needle Probe for Measuring Soil Thermal Properties, Water Content and Electrical Conductivity**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 31, n° 3, pp. 265-280, May/2001
- (Curtis, 2001) Curtis, J.O.; **Moisture Effects on the Dielectric Properties of Soils**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, n° 1, pp. 125-128, Jan/2001.
- (Egli, 2004) Egli, D. B. & Bruening, W.P.; **Water Stress, Photosynthesis, Seed Sucrose Levels and Seed Growth in Soybean**; Journal of Agricultural Science, vol. 142, n° 1, pp. 1-8, Feb/2004
- (Ehsani, 1999) Ehsani, M. R. et alii; **A NIR Technique for Rapid Determination of Soil Mineral Nitrogen**; Precision Agriculture, vol.1, n° 2, pp., 217-234, Sep/1999
- (Fulton, 2001) Fulton, J.P. et alii; **Performance Assessment and Model Development of a Variable-Rate, Spinner-Disc Fertilizer Applicator**; Transactions of the ASAE, vol. 44, n° 5, pp. 1071-1081, Sep-Oct/2001
- (Galvão, 2005) Galvão, L. S.; **Discriminação de Variedades de Cana-de-Açúcar com Dados Hiperespectrais do Sensor Hyperion/EO-1**; Revista Brasileira de Cartografia, n° 57/01, pp. 7-14, abril/2005

-
- (Hatfield, 2000) Jerry L. Hatfield; **Precision Agriculture and Environmental Quality: Challenges for Research and Educational**; Agricultural Research Service, USDA, Ames, Iowa. 2000 – retirado de <<http://www.arborday.org/PROGRAMS/papers/PrecisionAg.html>> em Jan/2005
- (Hummel, 1996) Hummel, J.W.; Gaultney, L.D.; Sudduth, K.A.; **Soil Property Sensing for Site-specific Crop Management**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 14, n° 2, pp. 121-136, Feb/1996
- (INPE, 2007) <<http://www.cberr.inpe.br>> página acessada em 15 de janeiro de 2007
- (Irmak, 2001) Irmak, A. et alii; **Estimating Spatially Variable Soil Properties for Application of Crop Models in Precision Farming**; Transactions of the ASAE, vol. 44, n° 5, pp. 1343-1353, Sep-Oct/2001
- (Jackson, 2004) Jackson, T. J. et alii; **Vegetation water content mapping using Landsat data derived normalized difference water index for corn and soybeans**; Remote Sensing of Environment, vol. 92, n° 4, pp. 475-482, Sep/2004
- (Lamm, 2002) Lamm, R.D. et alii; **Precision Weed Control System for Cotton**; Transactions of the ASAE, vol. 45, n° 1, pp. 231-238, Jan-Feb/2002
- (Magri, 2005) Magri, A. et alii; **Soil Test, Aerial Image and Yield Data as Inputs for Site-specific Fertility and Hybrid Management Under Maize**; Precision Agriculture, vol. 6, n° 1, pp. 87-110, Feb/2005
- (Mallarino, 2004) Mallarino, A. P. & Wittry D. J.; **Efficacy of Grid and Zone Soil Sampling Approaches for Site-Specific Assessment of Phosphorus, Potassium, pH, and Organic Matter**. Precision Agriculture, vol. 5, n° 2, pp. 131-144, Apr/2004
- (Malone, 2000) Malone, R. W. et alii; **Assessing Herbicide Movement Using Soil Samples versus Percolate Samples**; Transactions of the ASAE, vol. 43, n° 2, pp. 343-348, Mar-Apr/2000
- (Martins, 2004) Martins, S. P.; **Classificação Textural de Imagens RADARSAT-1 para Discriminação de Alvos Agrícolas**; Dissertação de Mestrado; INPE, São José dos Campos, 2004. 142p. Disponível em <<http://iris.sid.inpe.br>>. Acessado em 10/07/2005
- (McBratney, 2003) McBratney, A. & Whelan, B.; **Precision Ag. – Oz Style**. Disponível em <<http://www.usyd.edu.au>>. Acessado em 10/03/2003.
- (Merino, 2000) Merino, G.G. et alii; **Performance of a Grid-connected Photovoltaic System Using Actual and Krigeed Hourly Solar Radiation**; Transactions of the ASAE, vol. 43, n° 4, pp. 1011-1018, Jul-Aug/2000
- (Moore, 1999) Moore, G. A. & Tyndale-Biscoe, J. P.; **Estimation of the Importance of Spatially Variable Nitrogen Application and Soil Moisture Holding Capacity to Wheat Production**; Precision Agriculture, vol. 1, n° 1, pp. 27-38, Jan/1999
- (Moreira, 2003) Moreira, M. A.; **Fundamentos do Sensoriamento Remoto e Metodologias de Aplicação**. Editora UFV, 2a Ed. 2003. 307 p.
- (NASA, 2007) <<http://geo.arc.nasa.gov/sge/landsat/17.html>> página acessada em 15/01/2007
- (Nelson, 1991) Nelson, S. O.; **Dielectric Properties of Agricultural Products: Measurements and Applications**; IEEE Transactions on Electrical Insulation, vol. 26, n° 5, pp. 845-869, Oct/1991
- (Noborio, 2001) Noborio, K.; **Measurement of soil Water Content and Electrical Conductivity by Time Domain Reflectometry: a Review**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 31, n° 3, pp. 213-237, May/2001

-
- (Reyns, 2002) Reyns, P. et alii; **A Review of Combine Sensors for Precision Farming**; Precision Agriculture, vol. 3, no 2, pp.169-182, Jun/2002
- (Rezende, 2002) Rezende, R. et alii; **Uniformidade de aplicação de água, variáveis de produção e índice de área foliar da cultivar de feijão Iapar 57**; Acta Scientiarum, Maringá - Paraná, v. 24, no 5, p. 1561-1568, 2002
- (Rezende, 2004) Rezende, R. et alii; **Função de produção da cultura do milho e do feijão para diferentes lâminas e uniformidade de aplicação de água**; Acta Scientiarum, Maringá - Paraná, v. 26, n° 4, p. 503-511, 2004
- (Rial, 2000) Rial, W.S. & Han, Y.J.; **Assessing Soil Water Content Using Complex Permittivity**; Transactions of the ASAE, vol. 43, n° 6, pp. 1979-1985, Nov-Dec/2000
- (Shi, 2002) Shi, J. et al.; **A Parameterized Surface Reflectivity Model and Estimation of Bare-Surface Soil Moisture With L-Band Radiometer**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 40, n° 12, Dec/2002, pp. 2674-2686
- (Smith, 1938) Smith, H. F.; **An Empirical Law Describing Heterogeneity in the Yields of Agricultural Crops**; Journal of Agricultural Science, vol. 28, 1938. pp. 1-23
- (Thomasson, 2001) Thomasson, J.A. et alii; **Soil Reflectance Sensing for Determining Soil Properties in Precision Agriculture**; Transactions of the ASAE, vol. 44, n° 6, pp. 1445-1453, Nov-Dec//2001
- (Tian, 2001) Tian, L.; **Sensor-based Precision Chemical Application Systems**; World Congress of Computers in Agriculture and Natural Resources (2001: Iguacu Falls, Brazil), Edited by Fredo Zanzueta and Jiannong Xin. St. Joseph, ASAE, Sep/2001
- (Vellidis, 2001) Vellidis, G. et alii; **The Peanut Yield Monitor System**; Transactions of the ASAE, vol. 44, n° 4, pp. 775-785, Jul-Aug/2001
- (Wanjura, 2000) Wanjura, D.F. & Upchurch, D.R.; **Canopy Temperature Characterizations of Corn and Cotton Water Status**; Transactions of the ASAE, v. 43, n° 4, pp 867-875, Apr/2000
- (Wraith, 2005) Wraith, J.M. et alii; **Spatially Characterizing Apparent Electrical Conductivity and Water Content of Surface Soils with Time Domain Reflectometry**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 46, n° 1, pp. 239-261, Mar/2005
- (Xavier, 2005) Xavier, A. C.; **Avaliação de Dados de Sensoriamento Remoto de Diferentes Períodos na Estimativa da Produtividade e Altura Final do Trigo (*Triticum aestivum*, L.)**; in XII SBSR – Simpósio Brasileiro de Sensoriamento Remoto, 16 a 21 de abril de 2005, Goiânia-GO
- (Yang, 2001) Yang, C. et alii; **Comparisons of Uniform and Variable Rate Nitrogen and Phosphorus Fertilizer Applications for Grain Sorghum**; Transactions of the ASAE, vol. 44, n° 2, pp. 201-209, Mar-Apr/2001
- (Young, 1991) Young, J. H.; Moisture; in Henry, Z. A. (Ed.); Zoerb, G. C. (Ed.); Birth, G. S. (Ed.); **Instrumentation and Measurement for Environmental Science**; ASAE. 3^a ed. 2004. Cap. 7
- (Zhang, 2002) Zhang, N.; Wang, M.; Wang, N.; **Precision Agriculture – a Worldwide Overview**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 36, n° 2, pp.113-132, Nov/2002

MICROONDAS

- (ANATEL, 2006) ANATEL – Agência Nacional de Telecomunicações; **Quadro de Distribuição de Freqüências no Brasil**; out/2006. Disponível em <<http://www.anatel.gov.br/Tools/frame.asp?link=/radiofrequencia/qaff.pdf> > . Acessado em 10/12/2006
- (Andersen, 1995) Andersen, J. B.; Rappaport, T. S.; Yoshida, S.; **Propagation Measurements and Models for Wireless Communications Channels**; IEEE Communications Magazine, vol. 33, nº 1, pp. 42-49. Jan/1995
- (Attema, 1978) Attema, E. P. W. & Ulaby, F. T.; **Vegetation Modeled as a Water Cloud**; Radio Science, vol. 13, nº 2, pp. 357-364. Mar-Apr/1978
- (Chauhan, 1994) Chauhan, N. S.; LeVine, D. M.; Lang, R. H.; **Discrete Scatter Model for Microwave Radar and Radiometer Response to Corn: Comparison of Theory and Data**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. 32, nº 2, pp. 416-426. Mar/1994
- (Chiu, 1998) Chiu, Tsen-Chieh. **Electromagnetic Scattering From Rough Surfaces Covered with Short Branching Vegetation**. 1998. 202f. Tese (Doctor of philosophy in electrical engineering) – The University of Michigan. Michigan, USA. 1998.
- (El-Rayes, 1987) El-Rayes, M. A.; Ulaby, F. T.; **Microwave Dielectric Spectrum of Vegetation – Part I: Experimental Observations**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE25, nº 5, pp. 541-549. Sep/1987
- (Eskelinen, 2004) Eskelinen, P.; **Introduction to RF Equipment and System Design**; Artech House, Boston, London, 263p.
- (Fung, 1977) Fung, A. K. & Fung, H.S.; **Application of First-Order Renormalization Method to Scattering from a Vegetation-Like Half-Space**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE15, nº 4, pp. 189-195. Oct/1977
- (Fung, 1978) Fung, A. K. & Ulaby, F.T.; **A Scatter Model for Leaf Vegetation**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE16, nº 4, pp. 281-285. Oct/1978
- (Fung, 1979) Fung, A. K. & Ulaby, F.T.; **Scattering from a Vegetation Layer**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE17, nº 1, pp.1-6. Jan/1979
- (Fung, 1982) Fung, A. K.; **A Review of Scatter Theories for Modeling Applications**; Radio Science, vol. 17, nº 5, pp. 1007-1017. Sep-Oct/1982
- (Giacomin, 2007) Giacomin, J. C.; Vasconcelos, F. H.; Silva, E. J.; **Estimating Vegetation Water Content with a Wireless Data Communication System**; in proceedings of the IMTC2007 – IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, May, 1-3, 2007. Warsaw, Poland. 5 p.
- (Hait, 1983) Hayt Jr, W.H.; **Eletromagnetismo**; editora LTC, Rio de Janeiro, 3ª ed.,1983, 403 p.
- (Hornbuckle, 2003) Hornbuckle, B. K. **Radiometric Sensitivity to Soil Moisture Relative to Vegetation Canopy Anisotropy, Canopy Temperature, and Canopy Water Content at 1.4 GHz**. 2003. 135f. Tese (Doctor of philosophy in Electrical Engineering and Atmospheric, Oceanic & Space Sciences) – The University of Michigan. Michigan, USA. 2003.
- (Jackson, 1989) Jackson, T. J. & Schmugge, T. J.; **Passive Microwave Remote Sensing System for Soil Moisture: Some Supporting Research**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 27, nº. 2, pp. 225-235. Mar/1989

-
- (Jackson, 1990) Jackson, T.J. & O'Neil, P.E.; **Attenuation of Soil Microwave Emission by Corn and Soybeans at 1.4 and 5 GHz**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 28, no. 5, pp.978-980. Sep/1990
- (Jackson, 1991) Jackson, T.J. & Schmugge, T. J.; **Vegetation Effects on the Microwave Emission of Soils**; Remote Sensing Environment, vol. 36, n° 3, pp. 203-212. Jun/1991
- (Karam, 1988) Karam, M.A.; Fung, A.K.; Antar, Y.M.M.; **Eletromagnetic Wave Scattering from Some Vegetation Samples**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 26, n° 6, pp.1045-1046. Nov/1988
- (Karam, 1997) Karam, M.A.; **A Physical Model for Microwave Radiometry of Vegetation**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 35, n° 4, pp.799-807. Jul/1997
- (Koh, 2003) Koh, I. et alii; **Estimation of Coherent Field Attenuation Through Dense Foliage Including Multiple Scattering**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, n° 5, pp.1132-1135. May/2003
- (Kouskoulas, 2001) Kouskoulas, Y. A. **The Application of Maximum Entropy Density Estimation to the Classification of Short Vegetation Using Multifrequency, Polarimetric SAR**. 2001. 206f. Tese (Doctor of philosophy in electrical engineering) – The University of Michigan. Michigan, USA. 2001.
- (Lang, 1981) Lang, R.H.; **Electromagnetic Backscattering from a Sparse Distribution of Lossy Dielectric Scatters**; Radio Science, vol. 16, n° 1, pp.15-30. Jan-Feb/1981
- (Lang, 1983) Lang, R.H.; **Electromagnetic Backscattering from a Layer of Vegetation: A Discrete Approach**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE21, n° 1, pp. 62-71. Jan/1983
- (Leon, 2003) Leon, C.T. et alii; **Utility of Remote Sensing in Predicting Crop and Soil Characteristics**; Precision Agriculture, vol. 4, n° 4, pp. 359-384. Dec/2003
- (LeToan, 1997) Le Toan, T. et alii; **Rice Crop Mapping and Monitoring Using ERS-1 Data Based on Experiment and Modeling Results**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 35, n° 1, pp. 41-55. Jan/1997
- (Le Vine, 1992) Le Vine, D. M.; Lang, R. H.; Lin, Y. **Transient Response of a Layer of Discrete Random Media Over a Dielectric Half Space**. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, n° 5, pp. 1034-1045. Sep/1992.
- (Le Vine, 1996) Le Vine, D. M. & Karam, M. A.; **Dependence of Attenuation in a Vegetation Canopy on Frequency and Plant Water Content**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 34, n° 5, pp. 1090-1096. Sep/1996
- (Lipton, 1999) Lipton, A. E. et alii; **Microwave Transfer Model Differences in Remote Sensing of Cloud Liquid Water at Low Temperatures**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 37, n° 1, pp. 620-623. Jan/1999
- (Macelloni, 2001) Macelloni, G. et alii; **The Relationship Between the Backscattering Coefficient and the Biomass of Narrow and Broad Leaf Crops**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 39, n° 4, pp. 873-883. Apr/2001
- (Maity, 2004) Maity, S. et alii; **Analysis of Temporal Backscattering of Cotton Crops Using a Semiempirical Model**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, n° 3, pp. 577-587. Mar/2004
- (Mattia, 2003) Mattia , F., et alii; **Multitemporal C-band radar measurements on wheat fields**; Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, n° 7, pp. 1551-1560. July/2003

-
- (Meissner, 2004) Meissner, T. & Wentz, F. J.; **The Complex Dielectric Constant of Pure and Sea Water Form Microwave Satellite Observations**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, n^o. 9, pp. 1836-1849. Sep/2004
- (Mironov, 2004) Mironov, V. L.; **Generalized Refractive Mixing Dielectric Model for Moist Soils**; Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, n^o. 4, pp. 773-785. Apr/2004
- (Nelson, 2006) Nelson, S. O. & Trabelsi, S. **Dielectric Spectroscopy of Wheat from 10 MHz to 1.8 GHz**; Measurement Science and Technology. Vol. 17, n^o 8, pp. 2294-2298. Aug/2006
- (NIST, 2006) NIST – National Institute of Standards and Technology; **Overview of Propagation Theory**; 44p. Disponível em <http://w3.antd.nist.gov/wctg/manet/prophy_r1.pdf>. Acessado em 13/10/2006
- (Peplinski, 1995) Peplinski, N. R.; Ulaby, F. T.; Dobson, M. C.; **Dielectric Properties of Soils in the 0.3-1.3 GHz Range**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 33, n^o 3, pp.803-807. May/1995
- (Rappaport, 2002) Rappaport, T. S.; **Wireless Communications: Principles and Practice**; Prentice Hall, Upper Saddle River, 2 ed., 2002. 707 p.
- (Rogers, 2002) Rogers, N. C. et alii; **A Generic Model of 1-60 GHz Radio Propagation through Vegetation - Final Report**; QINETIQ/KI/COM/CR020196/1.0. May/2002. 152 p.
- (Sarabandi, 1990) Sarabandi, K.; Ulaby, F. T.; Senior, T. B. A.; **Millimeter Wave Scattering Model for Leaf**; Radio Science, vol. 25, n^o 1, pp. 9-18. Jan-Feb/1990
- (Schmugge, 1992) Schmugge, T.J. & Jackson, T.J.; **A Dielectric Model of Vegetation Effects on the Microwave Emission from Soils**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 30, n^o 4, pp.757-760. July/1992
- (Senior, 1987) Senior, T. B. A.; Sarabandi, K.; Ulaby, F. T.; **Measuring and Modeling the Backscattering Cross Section of a Leaf**; Radio Science, vol. 22, n^o 6, pp. 1109-1116. Nov/1987
- (Tavakoli, 1991) Tavakoli, A.; Sarabandi, K.; Ulaby, F.T.; **Horizontal Propagation Through Periodic Vegetation Canopies**; IEEE Transactions on antennas and propagation, vol. 39, n^o 7, pp. 1014-1023. July/1991
- (Touré, 1994) Touré, A. et alii; **Adaptation of MIMICS Backscattering Model to the Agricultural Context – Wheat and Canola at L and C Bands**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 32, N^o 1, pp. 47-61. Jan/1994
- (Trabelsi, 2006) Trabelsi, S. & Nelson, S.O. **Temperature-dependent Behavior of Dielectric Properties of Bound Water in Grain at Microwave Frequencies**; Measurement Science and Technology, vol. 17, n^o 8, pp. 2289-2293. Aug/2006
- (Ulaby, 1979) Ulaby, F. T.; Bradley, G. A., Dobson, M. C.; **Microwave Backscatter Dependence on Surface Roughness, Soil Moisture, and Soil Texture: Part II – Vegetation-covered Soil**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE17, n^o 2, pp. 33-40. Apr/1979
- (Ulaby, 1981a) Ulaby, F. T.; Moore, R. K.; Fung, A. K.; **Microwave Remote Sensing: Active and Passive**; vol. 1, Artech House, London, UK. 1981. 456p.
- (Ulaby, 1981b) Ulaby, F. T.; Moore, R. K.; Fung, A. K.; **Microwave Remote Sensing: Active and Passive**; vol. 2, Artech House, London, UK. 1981. 634p.
- (Ulaby, 1985) Ulaby, F. T. & Wilson, E. A.; **Microwave Attenuation Properties of Vegetation Canopies**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE23, n^o 5, pp. 746-753. Sep/1985

-
- (Ulaby, 1987) Ulaby, F. T.; El-Rayes, M. A.; **Microwave Dielectric Spectrum of Vegetation – Part II: Dual Dispersion Model**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. GE25, n° 5, pp. 550-557. Sep/1987
- (Wigneron, 2004) Wigneron, J.P. et alii; **Characterizing the Dependence of Vegetation Model Parameters on Crop Structure, Incidence Angle, and Polarization at L-Band**; IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 42, N° 2, pp.416-424. Feb/2004
- (Zuniga, 1979) Zuniga, M.A. et alii; **Active Remote Sensing of Layered Random Media**; IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. GE17, n° 4, pp.296-302. Oct/1979

REDES DE COMUNICAÇÃO SEM FIOS

- (Beckwith, 2004) Beckwith, R. et alii; **Report from the Field: Results from an Agricultural Wireless Sensor Network**; Proceedings of the 29th Annual IEEE International Conference on Local Computer Networks (LCN'04). pp. 471-478. Nov 16-18, 2004
- (Boulis, 2003) Boulis, A. et alii; **Active Base Station and Nodes for Wireless Networks**; Wireless Networks, vol. 9, n° 1, pp. 37-49. Jan/2003
- (Bulusu, 2000) Bulusu, N.; Heidemann, J.; Estrin, D.; **GPS-less Low-Cost Outdoor Localization for Very Small Devices**; IEEE Personal Communications, pp. 28-34. Oct/2000
- (Bulusu, 2004) Bulusu, N.; Heidemann, J.; Estrin, D.; **Self-Configuring Localization Systems: Design and Experimental Evaluation**; ACM Transactions on Embedded Computing Systems, vol. 3, n° 1, pp. 24-60. Feb/2004
- (Cerpa, 2001) Cerpa, A. et alii; **Habitat Monitoring: Application Driver for Wireless Communications Technology**, ACM SIGCOMM Workshop on Data Communications in Latin America and the Caribbean, Costa Rica. April 3-5, 2001
- (Chipcon, 2004a) Chipcon; **CC2420 – 2,4 GHz IEEE 802.15.4 / ZigBee-ready RF Transceiver (rev. 1.2)**; Manual do fabricante, 87 p. Disponível em <<http://www.chipcon.com>>. Acessado em 01/12/2004
- (Chipcon, 2004b) Chipcon; **SmartRF[®] CC2420DBK Demonstration Board Kit User Manual (rev. 1.3)**; 2004, 52 p. Disponível em <www.chipcon.com>. Acessado em 01/12/2004.
- (Chipcon, 2004c) Chipcon; **CC1000 – Single Chip Very Low Power RF Transceiver (rev. 21)**; Manual do fabricante, 53 p. Disponível em <<http://www.chipcon.com>>. Acessado em 01/12/2004.
- (Chipcon, 2007) <<http://www.chipcon.com>>; página acessada em 10 de março de 2007.
- (Crossbow, 2006a) Crossbow Technology, Inc.; **MPR-MIB User Manual**; Rev. B, June, 2006, 60 p. Disponível em <<http://www.xbow.com>> . Acessado em 10/07/2006
- (Crossbow, 2006b) Crossbow Technology, Inc.; **Mica2 Wireless Measurement System**; Rev. B, 2006. 2 p. Disponível em <<http://www.xbow.com>> . Acessado em 10/01/2007
- (Crossbow, 2006c) Crossbow Technology, Inc.; **MicaZ Wireless Measurement System**; Rev. A, 2006, 2 p. Disponível em <<http://www.xbow.com>> . Acessado em 10/07/2006
- (Culler, 2004a) Culler, D.; Estrin, D. & Srivastava, M.; **Overview of Sensor Networks**; Special Issue in Sensor Networks, IEEE Computer, vol.37, n° 8. pp. 41-49. Aug/2004.

-
- (Culler, 2004b) Culler, D. & Hong, W.; **Wireless Sensor Networks - Introduction**; Communications of the ACM, vol. 47, n° 6. pp. 30-33. Jun/2004.
- (Dulman, 2003) Dulman, S. et alii; **Trade-off between traffic overhead and reliability in multipath routing for wireless sensor networks**; in Proceedings of the Wireless Communications and Networking Conference IEEE-WCNC03, New Orleans, March 16-20, 2003. vol. 3, pp. 1918-1922
- (Dutta, 2005) Dutta, P. K. & Culler D. E.; **System Software Techniques for Low-Power Operation in Wireless Sensor Networks**; Proceedings of the 2005 International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD'05), San Jose, USA. Nov/2005.
- (Dutta, 2006) Dutta, P. K.; Arora, A. K.; Bibyk, S. B.; **Towards RadarEnabled Sensor Networks; IPSN'06**, In The Fifth International Conference on Information Processing in Sensor Networks (IPSN'06) Special track on Platform Tools and Design Methods for Network Embedded Sensors (SPOTS '06), Nashville, USA. April 19–21, 2006
- (Elson, 2003) Elson, J. et alii; **EmStar: An Environment for Developing Wireless Embedded Systems Software**; CENS Technical Report 009. Center for Embedded Networked Sensing, University of California, Los Angeles. 15p. 2003
- (Elson, 2004) Elson, J., Girod, L. e Estrin, D.; **EmStar: Development with High System Visibility**; IEEE Wireless Communications Magazine. Vol. 11, n° 6, pp. 70-77. Dec/2004
- (Estrin, 2002) Estrin, D.; Sayeed, A; Srivastava, M; **Wireless Sensor Networks – Tutorial**; in proceedings of MobiCom 2002, the eighth ACM International Conference on Mobile Computing and Networking. September 23-28, 2002. Atlanta, Georgia, USA. 60 p. Disponível em: <<http://nesl.ee.ucla.edu/tutorials/mobicom02/>> , acessado em: 10/06/2007.
- (Ganesan, 2004) Ganesan, D. et alii; **Networking Issues in Wireless Sensor Networks**; Journal of Parallel and Distributed Computing (JPDC), vol. 64 , pp. 799-814. Jul/2004
- (Gay, 2003a) Gay, D et alii; **nesC 1.1 Language Reference Manual**; 2003, 28p. Disponível em <<http://nesc.sourceforge.net>>. Acessado em 10/09/2005
- (Gay, 2003b) Gay, D., Levis, P. e Behren R.; **The nesC Language: A Holistic Approach to Networked Embedded Systems**; In Proceedings of the ACM SIGPLAN 2003 conference on Programming language design and implementation *PLDI'03*. Jun 9-11, 2003. San Diego, California, USA. pp. 1-11.
- (Gay, 2005) Gay, D., Levis, P. e Culler, D.; **Software Design Patterns for TinyOS**; In Proceedings of the 2005 ACM SIGPLAN/SIGBED conference on Languages, compilers, and tools for embedded systems, *LCTES'05*. Jun/2005, Chicago, Illinois, USA. pp. 40-49.
- (Giacomin, 2006a) Giacomin, J.C. & Vasconcelos, F.H.; **Wireless Sensor Network as a Measurement Tool in Precision Agriculture**; in proceedings of the XVIII IMEKO WORLD CONGRESS - Metrology for a Sustainable Development, September 17–22, 2006, Rio de Janeiro, Brazil. 6 p.
- (Giacomin, 2006b) Giacomin, J.C. & Vasconcelos, F.H.; **Qualidade da Medição de Intensidade de Sinal nas Comunicações de uma Rede de Sensores Sem Fios: uma Abordagem da Camada Física**; InfoComp, vol. 5, n° 2, pp. 83-92. Jun/2006
- (Girod, 2003) Girod, L et alii; **EmStar: a Software Environment for Developing and Deploying Wireless Sensor Networks**; in Proceedings of USENIX 2004, Technical Conference , Boston, June 27-July 2, 2004. pp. 283-296
- (Golmie, 2003) Golmie, M. et alii; **Interference Evaluation of Bluetooth and IEEE 802.11b Systems**; Wireless Networks, vol. 9, n° 3. pp. 201–211. May/2003

-
- (Gomes, 2003) Gomes, J. et alii; **PARO: Supporting Dynamic Power Controlled Routing in Wireless Ad Hoc Networks**; *Wireless Networks*, vol. 9, n° 5. pp.443–460. Sep/2003
- (Guo, 2001) Guo, C. et alii; **Low Power Distributed MAC for Ad Hoc Sensor Radio Networks**; *Proceedures of IEEE Globecom 2001*. San Antonio, TX, USA, Oct/2001. pp. 2944-2948.
- (Haartsen, 2000) Haartsen, J.C.; **The Bluetooth Radio System**; *IEEE Personal Communications*. vol. 7, n° 1. pp. 28-36. Feb/2000
- (Hamrita, 2005) Hamrita, T. K. & Hoffacker, E. C.; **Development of a “Smart” Wireless Soil Monitoring Sensor Prototype Using RFID Technology**; *Applied Engineering in Agriculture*, vol. 21, n° 1, pp. 139-143. Jan/2005
- (Heidemann, 2004) Heidemann, J. & Govindan, R.; **Embedded Sensor Networks**. In *Handbook of Networked and Embedded Control Systems*, D. Hristu-Varsakelis and W.S. Levine, editors. Springer Verlag. 18p. 2004
- (Hill, 2002) Hill, J. & Culler, D.; **Mica: A Wireless Platform for Deeply Embedded Networks**; *IEEE Micro*, vol. 22, n° 6, pp. 12-24. Nov/Dec, 2002
- (Hill, 2004) Hill, J. et alii; **The Platforms Enabling Wireless Sensor Networks**; *Communications of the ACM*, vol. 47, n° 6, pp. 41-46. Jun/2004
- (IEEE, 1999) IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers; **IEEE 802.11 – Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications**; 1999, 528p. Disponível em <www.IEEE.org>. Acessado em 10 de março de 2004.
- (IEEE, 2001) IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers; **IEEE 802 – IEEE Standard for Local and Metropolitan Area Networks: Overview and Architecture**; 2001, 47p. Disponível em <www.IEEE.org>. Acessado em 10 de março de 2004.
- (IEEE, 2002) IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers, **IEEE 802.15.1– Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (WPANs)**; 2002, 3 vol., 1169p. Disponível em <www.IEEE.org>. Acessado em 10 de março de 2004.
- (IEEE, 2003) IEEE – Institute of Electrical and Electronics Engineers; **IEEE 802.15.4 – Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Low-Rate Wireless Personal Area Networks (LR-WPANs)**; 679p. 2003. Disponível em <www.IEEE.org>. Acessado em 10 de março de 2004.
- (Jeong, 2005) Jeong, G.; Culler, D. E.; Oh, J.; **Empirical Analysis of Transmission Power Control Algorithms for Wireless Sensor Networks**; Nov/2005; Technical Report No. UCB/EECS-2005-16; 18p.; Disponível em <<http://www.eecs.berkeley.edu/Pubs/TechRpts/2005/EECS-2005-16.html>> . Acessado em 10/01/2007
- (Jung, 2005) Jung, E. & Vaidya, N. H.; **A Power Control MAC Protocol for Ad Hoc Networks** ; *Wireless Networks*, vol. 11, n° 1, pp. 55–66. Jan/2005
- (Krishnamachari, 2002) Krishnamachari, B., Estrin, D., Wicker, S.; **The Impact of Data Aggregation in Wireless Sensor Networks**; in the proceedings of International Workshop on Distributed Event-Based Systems, (DEBS '02), Vienna, Austria. July 2002
- (Lalwani, 2003) Lalwani, S. K. S. G. et alii; **Towards a Propagation Model for Wireless Biomedical Applications**; *IEEE International Conference on Communications (ICC'03)*, May 11-15, 2003. vol. 3, pp. 1993-1997
- (Le, 2004) Le, K. T.; **Designing a ZigBee-ready IEEE-802.15.4-compliant Radio Transceiver**; 5 p. Nov/2004. Disponível em <www.rf-design.com>. Acessado em 05/02/2005

-
- (Lee, 2006) Lee, M. J. et alii; **Emerging Standards for Wireless Mesh Technology**; IEEE Wireless Communications, vol. 3, n^o 2, pp. 56-63, Apr/2006
- (Levis, 2003) Levis, P. et alii; **TOSSIM: Accurate and Scalable Simulation of Entire TinyOS Applications**; Proceedings of the First ACM Conference on Embedded Networked Sensor Systems (SenSys 2003). Los Angeles, USA. Nov 5-7, 2003. pp. 126-137
- (Levis, 2004) Levis, P. et alii; **The Emergence of Networking Abstractions and Techniques in TinyOS**; in First USENIX/ACM Symposium on Network Systems Design and Implementation (NSDI). San Francisco, California. Mar 29-31, 2004
- (Levis, 2005) Levis, P.; Gay, D.; Culler, D.; **Active Sensor Networks**; Proceedings of the Second USENIX/ACM Symposium on Networked Systems Design and Implementation (NSDI 2005). Los Angeles, USA. pp. 126-137. May/2005
- (Levis, 2006) Levis, P.; **TinyOS Programming**; ver. 1.2. Jun/2006. 139p. Disponível em: <<http://csl.stanford.edu/~pal/pubs/tinyos-programming.pdf>>. Acessado em 26/10/2006
- (Lewis, 2004) Lewis, F.L. **Wireless Sensor Networks**. in Smart Environments: Technologies, Protocols, Applications, ed. D.J. Cook and S.K. Das, Wiley, New York. 2004.
- (Loureiro, 2002) Loureiro, A. A. F.; Nogueira, J. M. S.; Ruiz, L. B.; Mini, R. A; **Wireless sensors network**; Tutorial; 22^o Congresso Brasileiro da Sociedade de Ciência da Computação (SBC'02), Florianópolis, SC, pp. 193-234. 2002
- (Lymberopoulos, 2005) Lymberopoulos, D. et al.; **An Empirical Analysis of Radio Signal Strength Variability in IEEE 802.15.4 Networks using Monopole Antennas**; ENALAB Technical Report 050501. disponível em: <<http://www.eng.yale.edu/enalab/publications.htm>>. Acessado em: 10 de maio de 2005
- (Mainwaring, 2002) Mainwaring, A. et alii; **Wireless Sensor Networks for Habitat Monitoring**. International Conference on Mobile Computing and Networking Proceedings of the 1st ACM international workshop on Wireless Sensor Networks and Applications. Atlanta, Georgia, USA, pp. 88-97. September 28–28, 2002
- (Miller, 2005) Miller, M.J. & Vaidya, N.H.; **A MAC Protocol to Reduce Sensor Network Energy Consumption Using a Wakeup Radio**; IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 4, N^o 3, May-June/2005. pp. 228-242
- (Min, 2000) Min, R. et alii; **Low-Power Wireless Sensor Networks**. Proceedings of the 14th International Conf. on VLSI – VLSID'01, Publicado por IEEE Computer Society. Honolulu, Hawaii. June 12-15, 2000. pp. 205-210
- (Morrow, 2004) Morrow, R.; **Bluetooth Operation and Use**; McGraw Hill Telecom, 2004. 550pp.
- (NSF, 2003) **Report of the National Science Foundation Workshop on Fundamental Research in Networking**; Airlie House, Virginia. 51p. Disponível em <<http://www.cs.virginia.edu/~jorg/workshop>>. Acessado em 21/04/2003
- (Polastre, 2004) Polastre, J.; Hill, J.; Culler, D.; **Versatile Low Power Media Access for Wireless Sensor Networks**; in Proceedings of the 2nd International Conference on Embedded Networked Sensor Systems, SenSys 2004. Baltimore, MD, USA SenSys'04. November 3-5, 2004. pp. 95-107.
- (Polastre, 2005) Polastre, J. et alii; **Telos: Enabling Ultra-Low Power Wireless Research**; in Proc. of the Fourth International Conference on Information Processing in Sensor Networks: Special track on Platform Tools and Design Methods for Network Embedded Sensors (IPSN/SPOTS). Los Angeles, California. April 25-27, 2005.

-
- (Rabaey, 2000) Rabaey, J. et alii; **Picoradio Supports Ad Hoc Ultra Low Power Wireless Networking**; IEEE Computer, Vol. 33, n° 7, pp. 42-48. Jul/2000
- (Rajendran, 2006) Rajendran, V. et alii; **Energy-Efficient, Collision-Free Medium Access Control for Wireless Sensor Networks**; Wireless Networks, vol. 12, n° 1, pp. 63–78, Feb/2006
- (Ruiz, 2004) Ruiz, L.B., et alii. **Arquitetura de Redes de Sensores Sem Fio**. Capítulo 4 do livro texto de minicursos do XXII Simpósio Brasileiro de Redes de Computadores (SBRC'04). Gramado, RS, Brasil, 10-14 de maio de 2004. pp. 167–218
- (Santi, 2003) Santi, P & Blough, D.M.; **The Critical Transmitting Range for Connectivity in Sparse Wireless Ad Hoc Networks**; IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 2, n° 1, Jan-Mar/2003, pp. 25-39.
- (Santi, 2005) Santi, P.; **The Critical Transmitting Range for Connectivity in Mobile Ad Hoc Networks**; IEEE Transactions on Mobile Computing, vol. 4, n° 3, pp. 310-317, May-June/2005
- (Savvides, 2004) Savvides, A. et alii; **Localization in sensor networks Source**; in Raghavendra, C.S. (Ed.), Sivalingam, K. M. (Ed.), Znati, T. (Ed.); **Wireless sensor networks**; Springer Science, New York. 2005. Cap. 15, pp. 327-349
- (Seidel, 1992) Seidel, S. Y. & Rappaport, T. S.; **914 MHz Path Loss Prediction Models for Indoor Wireless Communications in Multifloored Buildings**; IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 40, n° 2. pp. 207 – 217. Feb/1992
- (Sevenhans, 1998) Sevenhans, J. et alii; **Wireless telecom silicon integration: analog design for radio, baseband and speech spectrum**; Wireless Networks, vol. 4, n° 1, pp. 71–77. Jan/1998
- (Slijepcevic, 2002) Slijepcevic, S. et alii; **Location Errors in Wireless Embedded Sensor Networks: Sources, Models, and Effects on Applications**; ACM Sigmobility – Mobile Computing and Communications Review. vol. 6, n° 3, pp. 67-78. Jul/2002
- (Stallings, 2002) William Stallings; **Wireless Communications and Network**; Prentice Hall, 2002. 570pp.
- (Suh, 2004) Suh, J. & Horton, M.; **Current Hardware and Software Technology for Sensor Networks**. 1st International Workshop on Networked Sensing Systems (INNS), 2004
- (Szewczyk, 2004) Szewczyk, R.; Osterweil, E.; Polastre, J.; **Habitat Monitoring with Sensor Networks**; Communications of the ACM, vol. 47, n° 6, pp.34-40. Jun/2004
- (Tanenbaum, 2003) Tanenbaum, A.S.; **Redes de Computadores**; 4 ed., Ed. Campus, 2003. 940 p.
- (TinyOS, 2007) **Tinyos: A Component-based OS for the Networked Sensor Regime**; Disponível em <<http://www.tinyos.net>>. Acessado em 21/01/2007.
- (van Dam, 2003) van Dam, T. & Langendoen, K. **An adaptive energy-efficient MAC protocol for wireless sensor networks**. in Proceedings of the 1st international conference on Embedded networked sensor systems. Los Angeles, California. Nov 5-7, 2003. pp. 171-180
- (Vieira, 2003) Vieira, M. A. M.; Silva Jr., D. C.; Coelho Jr., C. J. N.; Mata, J. M.; **Survey on wireless sensor network devices**, Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA'03), Lisboa, Portugal, 2003
- (Wang, 2005) Wang, C et alii; **A Location Algorithm Based on Radio Propagation Modeling for Indoor Wireless Local Area Network**; IEEE 61st Vehicular Technology Conference (VTC 2005) May 30th – June 1st , 2005. Vol. 5, pp. 2830- 2834
- (Wang, 2006) Wang, N.; Zhang, N.; Wang, M.; **Wireless sensors in agriculture and food industry - Recent development and future perspective**; Computers and Electronics in Agriculture, vol. 50, n° 1, pp. 1-14. Jan/2006

-
- (Whitehouse, 2002) Whitehouse, C.D.; **The Design of Calamari: an Ad-Hoc Localization System for Sensor Networks**; Trabalho de mestrado sob orientação de D. Culler, University of California, Berkeley, 2002. 65 p.
- (Whitehouse, 2006) Whitehouse, C.D. & Culler, D.; **A Robustness Analysis of Multi-hop Ranging-based Localization Approximations**; *IPSN'06* - The Fifth International Conference on Information Processing in Sensor Networks, April 19–21, 2006. Nashville, USA. pp. 317-325
- (Woo, 2001) Woo, A. & Culler, D.; **A Transmission Control Scheme for Media Access in Sensor Networks**; Proceedings of the ACM/IEEE International Conference on Mobile Computing and Networking, Mobicom, Rome, Italy. July 16-21, 2001. pp. 221-235
- (Woo, 2003) Woo, A.; Tong, T.; Culler, D.; **Taming the Underlying Challenges of Reliable Multihop Routing in Sensor Networks**; *SenSys'03*. California, USA. Nov 5-7, 2003. pp. 14-27
- (Ye, 2002) Ye, W., Heidemann, J. & Estrin, D.; **An Energy-Efficient MAC protocol for Wireless Sensor Networks**; In Proceedings of the 21st Annual Joint Conference of the IEEE Computer and Communications Societies - Infocom. New York, NY, USA. pp. 1567-1576, June 23-27, 2002
- (Ye, 2003) Ye, W. & Heidemann, J.; **Medium Access Control in Wireless Sensor Networks**. USC/ISI Technical Report, 2003, 8 p.
- (Ye, 2004) Ye, W.; Heidemann, J.; Estrin, D.; **Medium Access Control With Coordinated Adaptive Sleeping for Wireless Sensor Networks**; *IEEE/ACM Transactions on Networking*. Vol. 12, n° 4, pp. 493-506. Jun/2004
- (ZigBee, 2007) <www.zigbee.org> página visitada em 12/03/2007
- (Zhao, 2003) Zhao, J; Govindan, R.; Estrin, D.; **Computing Aggregates for Monitoring Wireless Sensor Networks**; The First IEEE International Workshop on Sensor Network Protocols and Applications (SNPA'03), Anchorage, AK, USA. May 11, 2003
- (Zhao, 2004) Zhao, F. & Guibas, L.J.; **Wireless Sensor Networks: an Information Processing Approach**; Morgan Kaufmann Publishers, EUA, 2004, 358 p.
- (Zuquim, 2003) Zuquim, A. L. A. P. et alii; **Efficient power management in real-time embedded systems**, Proceedings of the 9th IEEE International Conference on Emerging Technologies and Factory Automation (ETFA'03). Lisboa, Portugal 16-19 Sep/2003. Vol. 1, pp. 496- 505

OUTROS

- (Agilent, 2005) Agilent Technology; **ESA-E Series Spectrum Analysers**; Technical Specifications. 8p. 05/10/2005. Disponível em <<http://www.home.agilent.com/USeng/nav/pd.html?pn=E4407B>>. Acessado em 07/03/2007
- (Atmel, 2004) Atmel Corporation; **Atmega128L – 8-bit AVR® Microcontroller with 128K Bytes In-System Programmable Flash (manual do fabricante)**; 328 p., 2004. Disponível em <www.atmel.com> . Acessado em 12/07/2005.
- (Balanis, 2005) Balanis, C. A.; **Antena Theory – Analysis and Design**; John Wiley & Sons, 3 ed., 2005. 1117 p.
- (Bernardo, 2002) Bernardo, S. – **Manual de Irrigação**. Ed. UFV. 6 ed., 2002. 656 p.

-
- (Bohren,2005) Bohren, K. et alii; **Designing With the TRF6900 Single-Chip RF Transceiver**; Application Report SWRA033E. Texas Instrument. 59p. June 2001 – Revised August 2005. Disponível em : <focus.ti.com/lit/an/swra033e/swra033e.pdf> . Acessado em 20/02/2007
- (Brasil, 2005) Brasil. Ministério da Agricultura, Pecuária e Abastecimento; **Produção de grãos (histórico)**; Disponível em <<http://www.agricultura.gov.br>>. Acessado em 17/11/2005
- (Brasil, 2006a) Brasil. Ministério da Agricultura Pecuária e Abastecimento; **Novos tempos: a agropecuária no Brasil 2003-2006**. Editora Gazeta Santa Cruz, Brasília. 2006. 80p. Disponível em <<http://www.agricultura.gov.br>>. Acessado em 10/03/2007
- (Brasil, 2006b) Brasil. Ministério da Agricultura Pecuária e Abastecimento; **Plano Estratégico; Dez/2006**; Disponível em <<http://www.agricultura.gov.br>>. Acessado em 10/03/2007
- (CONAB, 2007) CONAB – Companhia Nacional de Abastecimento; **Sexto Levantamento de Avaliação da Safra 2006/2007**; mar/2007. 24p. Disponível em: <http://www.conab.gov.br/conabweb/download/safra/6_levantamento_mar2007.doc>. Acessado em 10/03/2007
- (Daw Agrosience, 2006) Dow Agrosience Sementes de Biotecnologia; **Catálogo de Híbridos 2006**; 2006. 2p.
- (IEA, 2006) IEA – Instituto de Economia Agrícola; **Comportamento da Balança Comercial dos Agronegócios Paulista e Brasileiro no Período 1997-2006**; Disponível em: <<http://www.iea.sp.gov.br/out/comex/balanca-1206-2.php>>. Acessado em: 10/03/2007
- (Georg, 2000) Georg, G.; **Distributed Measurement Systems**; in Electronic Instrument Handbook. Clyde F. Combs (editor-in-chief). McGraw-Hill Professional, 3rd ed., 2000, 1264 p. Cap. 46.
- (Hellan, 2007) Hellan, S. & Namtvedt, S. **Temperature compensation by indirect method - Application Note AN027**. Texas Instrument. 2004. 14p. Disponível em : <focus.ti.com/lit/an/swra065/swra065.pdf> . Acessado em 20/02/2007
- (Lira, 2002) Lira, I.; **Evaluatin the Measurement Uncertanty: Fundamentals and Practical Guidance**; Bristol : Institute of Physics Publishing, 2002. 243 p.
- (McClave, 2000) McClave, J.T. & Sincich, T.; **Statistics**; Prentice Hall, 8 ed., 2000, 848p.
- (Potafos, 2003) Potafos – Associação Brasileira para Pesquisa da Potassa e do Fosfato; **Como a Planta do Milho se Desenvolve**; Informações Agronômicas n° 103, em Arquivo Agrônomo n° 15. Set/2003. 20p.
- (Prabakaran, 2003) P. Prabakaran; **Tutorial on Spread Spectrum Technology**; Disponível em <<http://www.commdesign.com>>. Acessado em 21/04/2004
- (Resende, 2003) Resende, M. (ed.); Albuquerque, P. E. P. (ed.); Couto, L. (ed.); **A Cultura do Milho Irrigado**; 1^a ed., Embrapa Informações Tecnológicas, Brasília, DF, 317p., 2003
- (RF-Micro-Devices, 2007) RF Micro Devices; **Application Note 0005 – Converting Field Strength to Power**; Disponível em <<http://www.rfmd.com/coInfoPromotionalPublished.asp>> . Acessado em 15/02/2007
- (Solymar, 1986) Solymar, L & Walsh, D.; **Lectures on the Electrical Properties of Materials**; Oxford University Press, 3 ed., 1986, 413p.
- (Schnell, 1993) Schnell, L.; **Technology of Electrical Measurements**; John Willey & Sons, Chichester, England, 1993. 409 p.
- (Weisberg, 1985) Weisberg, S. **Applied Linear Regression**. John Wiley & Sons, New York, 1985. 324 p.
