

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA AGRÍCOLA
CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM AGRONOMIA
ÁREA DE CONCENTRAÇÃO EM IRRIGAÇÃO E DRENAGEM**

ILDA DE OLIVEIRA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR CAPACITIVO PARA O
MONITORAMENTO DE UMIDADE DO SOLO**

FORTALEZA

2005

ILDA DE OLIVEIRA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR CAPACITIVO PARA O
MONITORAMENTO DE UMIDADE DO SOLO**

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Agronomia, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Irrigação e Drenagem.

Orientador: Prof. Adunias dos Santos Teixeira, Ph.D.

FORTALEZA

2005

S58d Silva, Ilda de Oliveira

Desenvolvimento de um sensor capacitivo para o monitoramento de umidade do solo / Ilda de Oliveira Silva
86 f. il. color. enc.

Dissertação (Mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2005.

Orientador: Prof. Adunias dos Santos Teixeira, Ph.D.
Área de concentração: Irrigação e Drenagem

1. Capacitor 2. Calibração 3. Água 4. Método gravimétrico 5. Célula de carga I. Teixeira, Adunias dos Santos II. Universidade Federal do Ceará - Mestrado em Irrigação e Drenagem III. Título

CDD 631.587

ILDA DE OLIVEIRA SILVA

**DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR CAPACITIVO PARA O
MONITORAMENTO DE UMIDADE DO SOLO**

Dissertação submetida à Coordenação do Curso de Pós-Graduação em Agronomia, da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Irrigação e Drenagem.

Aprovada em: ___/___/_____

BANCA EXAMINADORA

Prof. Adunias dos Santos Teixeira (Orientador), Ph.D.
Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Dr. Paulo Cesar Marques de Carvalho
Universidade Federal do Ceará - UFC

Prof. Carlos Wagner Oliveira, Ph.D.
Instituto Centro de Ensino Tecnológico - CENTEC

AGRADECIMENTOS

Ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pelo apoio financeiro com a manutenção da bolsa de auxílio. Ao Professor e Orientador, Adunias dos Santos Teixeira, pelo apoio e compreensão, pela presença de espírito e inspiração como pessoa e pela orientação. Ao Coordenador, Prof. Dr. Francisco Marcus Lima Bezerra, pela presença tão marcante. Aos professores do Departamento de Engenharia Agrícola (DENA) da Universidade Federal do Ceará (UFC), dos quais tive o sumo prazer de ser aluna e os que mesmo não tendo sido meus professores, declaro que ficou a vontade de sê-la, pela solicitude e cordialidade para comigo. Aos funcionários do DENA e ao caro secretário, Josenias. Aos colegas de curso e de turma: Daniel Colares, Rodrigo Otávio, Wlisses e Neuzo. Aos colegas de curso. Agradecimento especial aos meus professores da Engenharia Elétrica, pois sem o aprendizado repassado por eles não seria possível estar aqui neste momento, principalmente, aos professores: Paulo Cortez, Helano, Laurinda, Ruth, Fernando, Tomaz e Mario Fiallos. Um agradecimento especial à Silvana, ao querido amigo Alípio Leão e aos amigos Firmino Canafístula e Sergio Daher, pelo apoio técnico. Aos amigos da Agronomia e companheiros de orientação: Danielle e Tadeu. À minha família e tias queridas: Valquíria (*in memorium*), Valderez, Vanda e Marly, pelo incentivo durante toda a minha vida, servindo-me como exemplos de vida e de coragem. À minha mãe, Maria e ao meu pai, Pedro (*in memorium*). A todos os meus amigos da Elétrica e em especial à: Régia, Adriana, Janaína, Leonardo Sampaio, Leila, Celso e Rodrigo. Agradeço ao Senhor pela benção da vida e que nos guia nesta passagem tão curta aqui na Terra.

Deus deu um pão para cada pássaro

Deus deu um pão a todo pássaro,
Mas há pouco mais de um miolo para mim;
Eu ousou não comê-lo, entretanto eu sofro de fome,--

Meu luxo pungente
Possuí-lo, tocá-lo, prová-lo feito
Isso fez o miolo meu,--
Muito feliz em minha chance de pardal
Por mais que deseje algo a mais.

Poderia ser fome ao redor,
Eu não poderia perder uma orelha,
Tais sorrisos de abundância em minha mesa,
Meu armazém mostra-se tão bonito.
Eu desejo saber como o rico pode se sentir,--
Um Índio--um Conde?
Eu julgo que eu com não mais que um miolo
Sou soberano dentre eles todos.

Uma porta há pouco se abriu em uma rua--
Eu, perdido, estava somente passando--
No espaço de um momento de calor descobri
Então riqueza e companhia.

A porta de súbito fechou, e eu,
Eu, perdido, estava passando,--
Perdido duplamente, mas contrastando com a maioria,
A Miséria iluminando.

Emily Dickinson

RESUMO

O objetivo do trabalho foi o desenvolvimento de um sensor capacitivo de umidade e a calibração do mesmo utilizando o método gravimétrico e a célula de carga. Para simular um capacitor com características próximas às dos comercialmente vendidos, isolaram-se as placas com verniz bi-componente, do tipo utilizado para isolamento de motores de carro. A isolação alcançada, medida pelo multímetro, foi da ordem de $10^6 \Omega$. O sensor fez parte de um oscilador RC implementado utilizando-se o circuito integrado (CI) 74LS122 como “multivibrador”. A saída do circuito RC foi inserida em um divisor de frequência. Foi feito uso do contador de pulsos TC4040 e de um similar HEF4040, a fim de verificar as respectivas formas de onda de saída. O segundo apresentou uma resposta mais uniforme e a forma de onda quadrada, já o primeiro apresentou uma forma de onda de saída um pouco discrepante, tendendo para uma onda triangular, mas não uniformemente. O circuito foi instalado na placa do sensor com o intuito de minimizar a influência da capacitância inerente aos cabos. O monitoramento dos dados e a calibração do sensor foram efetuados durante sessenta e três dias, sendo verificados quatro vezes ao dia e com três leituras. A temperatura foi também monitorada dessa forma. Para tal, foram empregados dois sistemas. O primeiro foi instalado em um tubo de PVC de 2”, contendo solo seco ao ar posteriormente saturado, e monitorou-se a drenagem de água por meio da pesagem em uma balança de precisão. No segundo sistema, foram instalados três sensores em uma caixa contendo solo úmido e a calibração do sensor foi obtida por intermédio da célula de carga. O tempo de resposta foi conseguido usando o sistema de PVC, cuja água foi drenada; efetuou-se novamente a saturação do sistema com água, e verificou-se com um sistema de aquisição de dados a resposta do sensor, que foi da ordem de segundos. Os fatores que influenciaram a resposta do sensor foram avaliados, concluindo-se que a temperatura influencia, porém não de maneira tão significativa quanto a umidade do solo. Os níveis de significância para a umidade foram de até 0,01 % contrastando com os da temperatura de somente 7 %. Válido para todos os sensores, inclusive a célula de carga. O modelo estatístico que mais se adequou à resposta dos sensores foi a regressão múltipla polinomial.

Palavras-chave: Capacitor, Calibração, Água, Método gravimétrico e Célula de carga.

ABSTRACT

The development of a capacitive sensor based on dielectric characteristics of soil was carried through this work. The sensor was designed as a probe. A fiberglass circuit board was chosen to simulate a parallel plate capacitor. To simulate a capacitor with characteristics similar to the ones commercially sold, within electrical isolation, the plates were isolated by varnish of the type used for isolation of car engines. A value of $10^6 \Omega$ of the insulation was measured by a multimeter. The sensor was part of an oscillator RC provided by an integrated circuit to perform the oscillator, the 74LS122 a multivibrating oscillator which gave better responses. The RC circuit output was the input of a frequency divider. The IC TC4040 and HEF4040 both similar counters were used in order to verify the output wave forms. The second one provided a uniform and square waveform, although the first one provided an output waveform tending to triangular. The circuit was printed on the plate of the sensor in order to minimize the influence inherent wire capacitance. The data acquisition, monitoring and the probe calibration had been acquired daily, four times a day and with three readings for sixty three days. The temperature also was monitored this way for both systems. The first one installed in a 2" PVC pipe filled with air dry soil, the water drainage was monitored by weighting. In another system had been installed three sensors in a box full filled by humid soil. The calibration of the sensor was supplied by the strain gage. The time response was obtained using the PVC system, whose water was drained, the soil submitted to saturation again and data were acquired by a microprocessor-based system of data acquisition supplying an output of seconds. The factors that had influenced the sensor output had been evaluated, concluding that the temperature influences however not in so significant way as moistures. The moisture significance levels had been of up to 0,01 % contrasting with the ones of the temperature 7 %. This was valid for all the sensors and also strain gage. The statistical models that more fitted the sensors output were the multiple regression followed by the polynomial regression.

Keywords: Capacitor, Calibration, Water, Gravimetric method and Strain gage.

LISTA DE FIGURAS

FIGURA 1 - Capacitor com bateria conectada.....	28
FIGURA 2 - Tipos e formas de capacitores.....	29
FIGURA 3 - Capacitor ideal.....	30
FIGURA 4 - Circuito com as chaves CH1 e CH2 abertas (a), com CH1 fechada carregando o capacitor (b) e circuito RC com CH2 fechada e CH1 aberta causando a descarga do capacitor em R (c).....	31
FIGURA 5 - Circuito simples com capacitor e fonte de tensão.....	33
FIGURA 6 - Circuito RC simples.....	33
FIGURA 7 - Circuito de RC com formas de onda característica do processo de carga do capacitor.....	37
FIGURA 8 - Representação de capacitor imperfeito.....	38
FIGURA 9 - Vista frontal e lateral do sensor capacitivo.....	41
FIGURA 10 - Representação do sensor capacitivo: a) instalado em placa de circuito impresso e b) layout da placa.....	43
FIGURA 11 - Circuito oscilador usando 74LS122.....	44
FIGURA 12 - Diagrama funcional do sensor capacitivo.....	45
FIGURA 13 - Saída típica da duração do pulso versus capacitância. Fonte: Texas Instruments (2005).....	47
FIGURA 14 - Sensor instalado em tubo de PVC de 2" preenchido com solo.....	49
FIGURA 15 - Três sensores capacitivos instalados em caixa contendo solo suspenso em estrutura de ferro para ser calibrada usando a célula de carga.....	50
FIGURA 16 - Desenho esquemático da balança de braço. Fonte: Leão (2004).....	50
FIGURA 17 - Desenho esquemático de uma ponte de Wheatstone.....	51
FIGURA 18 - Representação do amplificador instrumental.....	52
FIGURA 19 - Simulação no <i>PSpice/Orcad</i> da célula de carga e do amplificador instrumental. Fonte: Leão (2004).....	53
FIGURA 20 - Sistema de aquisição de dados composto de célula de carga SV20 e de placa de aquisição de dados.....	54
FIGURA 21 - Célula de carga do tipo SV da ALFA Instrumentos® utilizada na calibração. Fonte: ALFA Instrumentos (2005).....	56
FIGURA 22 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição de dados utilizado.....	58
FIGURA 23 - Resposta do sensor capacitivo para solo com baixo teor de água.....	59
FIGURA 24 - Resposta do sensor capacitivo para solo com elevado teor de água.....	60
FIGURA 25 - Monitoramento da variação dos sensores capacitivos, da massa de água no solo e da temperatura ambiente.....	61
FIGURA 26 - Efeito da temperatura na resposta dos sensores.....	62
FIGURA 27 - Calibração dos sensores (S1, S2 e S3) em função da resposta na célula de carga (C).....	63
FIGURA 28 - Calibração da célula de carga.....	64
FIGURA 29 - Curvas de calibração dos sensores com relação aos valores de umidade volumétrica.....	65
FIGURA 30 - Resposta do sensor à variação da umidade do solo.....	66
FIGURA 31 - Relação de fase entre tensão e corrente no capacitor.....	76
FIGURA 32 - Máxima tensão no capacitor.....	77

LISTA DE TABELAS

TABELA 1 - Permissividade relativa de alguns constituintes do solo.....	20
TABELA 2 - Características da célula de carga SV20.....	56

SUMÁRIO

RESUMO	5
ABSTRACT	6
RESUMO	7
ABSTRACT	8
LISTA DE FIGURAS.....	9
1 INTRODUÇÃO.....	13
2.1 Solo	15
2.2 Métodos para determinação da umidade do solo.....	18
2.2.1 Método gravimétrico	18
2.2.2 Método da dispersão de nêutrons.....	19
2.2.3 Método da atenuação gama	19
2.2.4 Método da constante dielétrica	20
2.2.4.1 Reflectômetro no domínio do tempo (TDR).....	22
2.2.4.2 Sensores capacitivos.....	23
2.3 Fonte de erros nos sensores	26
2.4 Capacitores	27
2.4.1 Ação capacitiva em circuitos CC.....	34
2.4.2 Equações que definem a capacitância	35
2.4.3 Perdas capacitivas	36
2.4.4 Tempo RC.....	36
2.4.5 Capacitores imperfeitos	38
2.4.6 Relação tensão e corrente	39
2.5 Transdutores	39
3.1 Desenvolvimento do sensor capacitivo	41
3.2 Circuito eletrônico.....	43
3.2.1 O circuito integrado utilizado (74LS122).....	45
3.3 Calibração.....	47
3.4 Sistema de aquisição de dados no Sistema 2.....	50
3.6 Célula de carga.....	54
3.7 Monitoramento dos Sistemas 1 e 2	57
3.8 Teste do tempo de resposta.....	57
4 RESULTADOS E DISCUSSÃO.....	59
4.1 Desenvolvimento do sensor.....	59
4.2 Monitoramento.....	60
4.3 Efeito da temperatura nos sensores.....	61
4.4 Calibração dos sensores capacitivos	62
4.5 Calibração da célula de carga	63
4.7 Tempo de resposta	65
4.8 Análise estatística.....	66
4.8.1 Modelo de regressão polinomial.....	66
4.8.2 Modelo de regressão múltipla.....	66
5 CONCLUSÕES	68
6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....	69
ANEXO A - Material usado na confecção da placa	79

ANEXO B - Saída do software SPSS	81
ANEXO C - Programa usado no microcontrolador.....	85

1 INTRODUÇÃO

Segundo a Organização das Nações Unidas para a Alimentação e Agricultura (FAO, 2004), a produção de alimentos depende da disponibilidade de água no planeta, entretanto este é um recurso precioso e não renovável. A agricultura irrigada representa 20 % das terras agricultáveis e contribui com 40 % do total de alimentos produzidos. A mudança para a agricultura irrigada, segundo a FAO, é a tentativa de contribuir com a produção de alimentos de forma mais limpa, segura e com um uso integrado da água. Dessa maneira, faz-se indispensável o uso de tecnologia para monitorar o uso na agricultura e de recursos como a água.

A umidade do solo é um dos parâmetros básicos que caracteriza o estado hidrológico e o transporte de água na zona insaturada do solo, influenciando de modo decisivo outras propriedades físicas e processos que ocorrem no solo. Para a irrigação, o monitoramento visa, além do aspecto produtivo, o aspecto econômico no que diz respeito ao consumo de água potável. A escassez de água é um fato que ameaça a humanidade, e ao não desperdiçá-la, fica assegurado esse bem para as gerações futuras.

O monitoramento da umidade visa determinar com precisão a lâmina d'água, considerando o armazenamento de água no solo, possibilitando, assim, um manejo mais eficiente da irrigação.

Vários são os métodos experimentais e de estimativa da umidade, dentre eles: o método gravimétrico usado como padrão para calibração de outros métodos, este por si próprio não é atrativo devido às medições rotineiras e às amostras deformadas, impossibilitando, desta forma, uma quantificação no tempo da umidade na mesma área. Os métodos baseados na constante dielétrica do solo úmido para a aferição da umidade usualmente são não deformáveis, excetuando-se pelos momentos de instalação dos sensores e durante sua calibração. A primeira pesquisa de método dielétrico para mensurar a umidade do solo data da década de sessenta, e durante a última década popularizaram-se. Constituem-se exemplos destes métodos: o TDR (Reflectômetro no Domínio do Tempo - *Time Domain Reflectometer*) e as sondas capacitivas. O TDR na aplicação, como ferramenta de monitoramento da umidade, deduz a permissividade efetiva do solo na medição da velocidade de propagação de um pulso eletromagnético que passa em um sensor enterrado no solo. Segundo alguns pesquisadores, a medição não é influenciada pela temperatura e pelo tipo de solo (BELL; DEAN; HODNETT, 1987), entretanto os estudos são escassos e pouco se sabe acerca dos fatores que influenciam realmente na medição. As sondas capacitivas constituem-

se num método de medição da constante dielétrica que considera o solo como meio dielétrico para o capacitor, com uma resposta mais confiável e um custo menor.

Baseado no exposto anteriormente, o objetivo deste trabalho foi desenvolver um sensor de umidade do solo utilizando como princípio um circuito oscilador RC baseado em uma sonda capacitiva, obter a curva de calibração da sonda e verificar a influência da temperatura na resposta do sensor de umidade.

2 REVISÃO DE LITERATURA

2.1 Solo

O termo solo refere-se à camada desgastada, fragmentada e superficial da superfície terrestre. A formação do mesmo ocorre, inicialmente, devido à desintegração e decomposição das rochas por processos físicos e químicos, sendo anterior e atualmente estimulada pela atividade geológica e pelos resíduos acumulados de numerosas espécies de plantas e animais macro e microscópicos.

O solo consiste num sistema polifásico, heterogêneo, particulado, disperso e poroso, no qual a unidade interfacial por unidade de volume pode ser muito grande. Tal sistema polifásico é dividido em três fases: a fase sólida ou matriz do solo, a fase líquida ou água do solo, podendo ser denominada mais propriamente como solução do solo, e a fase gasosa que consiste na atmosfera do solo. A matriz sólida do solo inclui partículas que variam na composição mineralógica, no tamanho e na orientação, sendo composta, além disso, de substâncias amorfas, particularmente, de matéria orgânica que está atrelada aos grãos minerais que, em geral, une-os formando agregados. As características geométricas dos espaços porosos, onde sucede a transmissão e/ou a retenção da água e do ar, são ditadas pela organização dos componentes sólidos (HILLEL, 1980).

Libardi (1999) comenta que o solo é um material natural, sólido e poroso que abriga em seus poros quantidades variáveis de vários eletrólitos (Na^+ , K^+ , Ca^{2+} , Mg^{2+} , Cl^- , NO_3^- , SO_4^{2-} , etc.) e outros componentes como: a água ou solução no solo, e uma solução gasosa denominada ar no solo, cuja composição é principalmente de N_2 , O_2 , vapor d'água, CO_2 e pequenas quantidades de outros gases. Os sólidos deste material poroso constituem-se, especialmente, de partículas minerais e substâncias orgânicas de várias formas e tamanhos, recebendo a denominação de esqueleto, sólidos ou matriz do solo. O espaço poroso do solo é a parte não ocupada pela matriz. Os solos cujos conteúdos minerais excedem 85 % na camada superficial de 0 a 0,5 m de profundidade são intitulados de solos minerais e aqueles cuja matéria orgânica é superior a 15 % recebem a denominação de solos orgânicos. Dependendo da ocupação do espaço poroso, pode-se classificar o solo quanto à quantidade de água nos poros como solo saturado (poros totalmente repletos de água) ou solo não saturado (quando a água do solo saturado é drenada, sendo substituída por ar).

Hillel (1980) comenta que o tempo, a vegetação e o manejo definem a proporção das três fases, o que torna esta proporção inconstante, já que são variáveis os termos citados.

Já o cálculo da água do solo utiliza-se da generalização de que a forma do solo seja a de um paralelepípedo, com uma das faces coincidindo com a superfície do solo, com comprimento (x), altura (y) e largura (z). Toma-se o volume do paralelepípedo como

$$V = x \cdot y \cdot z. \quad (1)$$

O volume do solo constitui-se de

$$V = V_s + V_p, \quad (2)$$

sendo V , o volume do solo; V_s , o volume dos sólidos do solo e V_p , o volume do espaço poroso. Desde que o espaço poroso está sempre preenchido por água e/ou ar, pode-se definir o volume do solo como:

$$V = V_s + V_a + V_{ar}, \quad (3)$$

onde V_a é o volume de água no espaço poroso, e V_{ar} é o volume do ar no espaço poroso.

Em um solo de estrutura rígida, onde V_p é constante, a variação de V_a provoca uma variação de V_{ar} inversa, ou seja, quando um diminui, o outro aumenta do mesmo valor (LIBARDI, 1999).

No que diz respeito à massa de água, Libardi (1999) explica que a massa do solo não saturado (m), vale:

$$m = m_s + m_a + m_{ar}, \quad (4)$$

onde m_s é a massa do solo seco, m_a é a massa de água, e m_{ar} é a massa de ar. Desprezando-se a massa de ar obtemos:

$$m \cong m_s + m_a. \quad (5)$$

A umidade do solo é o índice quantificador mais básico da água numa dada amostra de solo e, tradicionalmente, tem sido expressa à base de massa e à base de volume (LIBARDI, 1999). A umidade à base de massa é representada pela relação entre a massa ocupada pela água em uma amostra de solo e a massa de solo seco nesta amostra. A relação entre umidade à base de massa (u) e umidade à base de volume (θ) é dada pela densidade global do solo.

A umidade do solo ou umidade relativa do solo pode ser expressa como: relativa à massa de sólidos, relativa à massa total, relativa ao volume de sólidos, relativa ao volume total e relativa ao volume dos poros. A Equação 6 representa a relação entre o volume de água do solo e o volume total do solo (KLAR, 1988):

$$\theta = \frac{V_{\text{água}}}{V_{\text{total}}}, \quad (6)$$

onde θ é a umidade volumétrica ou volume molhado, $V_{\text{água}}$ é o volume de água contido em uma amostra de solo, e V_{total} é o volume total da amostra de solo.

O volume molhado (conteúdo volumétrico de água ou fração da água do solo) é geralmente computado como uma percentagem do volume total do solo, ao invés de somente tomado como base o volume de partículas. Exemplificando, em solos arenosos, o valor de θ na saturação varia de 40 a 50 %, já em solos com textura média, é de aproximadamente 60 %. A conveniência do uso de θ ao invés da massa de água para expressar a umidade do solo é sempre maior, devido ao fato de ser mais diretamente adaptável à computação dos fluxos e às quantidades de água adicionadas ao solo por irrigação ou precipitação e às quantidades subtraídas do solo por drenagem ou evapotranspiração. Além disso, θ representa a razão de profundidade de água do solo, ou seja, a profundidade de água por unidade de profundidade de solo (HILLEL, 1980).

Basicamente, existem dois processos que explicam a retenção de água pelos solos; no primeiro, a retenção ocorre nos microporos dos agregados e pode ser ilustrada pelo fenômeno da capilaridade. Todavia, não se pode dizer que o solo é um simples tubo capilar e, sim, uma composição irregular de poros e canais formados pelos sólidos. No segundo processo, a retenção ocorre nas superfícies dos sólidos do solo como filmes presos a ela, devido à adsorção. De qualquer maneira, é sempre possível expressar a afinidade do solo pela água como equivalente a uma altura de ascensão da água no tubo capilar (LIBARDI, 1999).

Reichardt (1987) afirma que o aumento pronunciado da superfície exposta com a diminuição do diâmetro da partícula é o ponto-chave para designar as propriedades do solo. A superfície exposta vai determinar as propriedades de retenção de água e de nutrientes.

Após a definição dos componentes do solo e das proporções, consideremos um corpo de solo como aparece na natureza. A zona de superfície é avaliada como a mais importante parte do solo. Um exame desta zona revela muito acerca dos processos que tomam lugar na superfície, mas não necessariamente revelarão a característica do solo como um todo. Para tal, deve-se examinar o solo em profundidade, e pode-se fazer isso por meio de uma trincheira, uma seção vertical do solo nomeada perfil do solo. O perfil do solo é raramente uniforme em profundidade e tipicamente consiste em uma sucessão de camadas mais ou menos distintas, também chamadas de estratos (HILLEL, 1980).

No aspecto variabilidade espacial do solo, dependendo da abordagem, pode-se considerar como homogêneo, um solo/campo de alguns metros quadrados a centenas de hectares. Porém, considera-se a existência de uma grande variabilidade espacial, ou seja, as propriedades físicas e químicas podem mudar significativamente em alguns poucos metros devido a vários fatores como: compactação, aplicação de insumos, uso do solo, etc. Pode-se escolher, dependendo do parâmetro a ser medido, a melhor aproximação de área para denominá-lo como homogêneo (CHANZY et al., 1998).

2.2 Métodos para determinação da umidade do solo

Diversos são os métodos utilizados na determinação da umidade do solo, entretanto nenhum deve ser julgado como melhor, pois a melhor adequação do método dependerá das necessidades, da instrumentação disponível, do nível de precisão desejada e de outros fatores que porventura limitem a escolha (COELHO, 2003).

A classificação dos métodos de determinação da umidade do solo é a seguinte: diretos, que permitem a determinação direta da umidade do solo (o principal: o gravimétrico) ou indiretos, que se baseiam nas propriedades físicas e químicas dos solos, que estão estreitamente relacionadas ao conteúdo de água. Grande parte destes métodos requer calibração (HILLEL, 1980; LIBARDI, 1999).

Paltineanu e Starr (1997) e Zazueta e Xin (1994) comentam também a existência de vários métodos para monitorar a umidade do solo e os classificam da seguinte forma:

- Método gravimétrico;
- Método nuclear;
- Método eletromagnético;
- Métodos tensiométricos;
- Métodos higrométricos;
- Métodos de sensoriamento remoto;
- Métodos óticos.

2.2.1 Método gravimétrico

A técnica forno-secante utilizada no método gravimétrico é a mais amplamente usada para medir a umidade do solo, constituindo-se no padrão para a calibração de todas as

outras técnicas. Neste método, remove-se uma amostra de solo no campo, e determina-se o conteúdo da massa de água em relação à massa de terra seca.

Mesmo assegurando medidas precisas, esta técnica também possui várias desvantagens, sendo elas: necessidade de equipamentos de laboratório e ferramentas para amostragem; lentidão, pois são requeridas 24 horas de secagem; um método destrutivo, devido ao fato de requerer a remoção de amostras do solo. Dessa maneira, torna-se impossível medir, posteriormente, a umidade do solo exatamente no mesmo ponto. Sendo assim, as medidas não serão condizentes com as medidas *in loco*, considerando toda a área devido à variabilidade espacial do solo (ZAZUETA; XIN, 1994).

2.2.2 Método da dispersão de nêutrons

A dispersão de nêutrons é extensamente usada para estimar o conteúdo de umidade volumétrica. Com este método, nêutrons rápidos são emitidos de uma fonte radioativa, e a velocidade é reduzida por intermédio de átomos de hidrogênio dentro do solo. Desde que a maioria dos átomos de hidrogênio no solo sejam componentes das moléculas de água, a proporção de nêutrons termalizados está relacionada ao conteúdo de umidade do solo. Este método oferece a vantagem de medir um grande volume do solo, a possibilidade de esquadrihar as várias profundidades e a obtenção de uma distribuição do perfil de umidade. Porém, também tem várias desvantagens: o custo alto do instrumento, perigo de radiação, insensibilidade nas proximidades da superfície do solo, insensibilidade a pequenas variações em conteúdo de umidade a pontos diferentes num raio de 30 a 40 cm e variação em leituras, devido a variações de densidade do solo que podem causar uma taxa de erro de até 15 % (PALTINEANU; STARR, 1997; PHENE, 1988 apud ZAZUETA; XIN, 1994).

2.2.3 Método da atenuação gama

O método de atenuação por raio gama é uma técnica radioativa que pode ser usada para determinar o conteúdo de umidade do solo. Este método assume que o espalhamento e a absorção de raios gama estão diretamente relacionados à densidade de matéria no caminho deles, e que o peso específico (densidade global) de um solo permanece relativamente constante com aumentos ou diminuições na umidade. Mudanças na densidade de molhamento

são medidas pela técnica de transmissão de gama, e o conteúdo de umidade é determinado por esta mudança de densidade (ZAZUETA; XIN, 1994).

2.2.4 Método da constante dielétrica

Sondas multisensores capacitivas são uma alternativa ao método gravimétrico ou ao método nuclear de medição do conteúdo da água no solo, pois as medidas de θ são mais convenientes que as gravimétricas por não possuírem nenhum resíduo nuclear (BAUMHARDT; LASCANO; EVETT, 2000).

Qualquer material puro ou composto pode ser definido por suas características físicas (massa, volume, temperatura, umidade, etc.). Dessa forma, o comportamento dielétrico de um dado material é descritível pela sua permissividade (ϵ ($F \cdot m^{-1}$)), ou como é mais conhecida, permissividade relativa (ϵ_r), que é a razão da permissividade do material em relação ao vácuo (ϵ_0). A visualização da Tabela 1 mostra a permissividade relativa de alguns materiais: ar, água e alguns minerais.

TABELA 1 - Permissividade relativa de alguns constituintes do solo.

Material	Permissividade relativa
Ar	1
Água (20 °C)	80
Gelo (- 3 °C)	3
Basalto	12
Granito	7 a 9
Silte seco	3,5
Areia seca	2,5

Fonte: Curtis e Defandorf (1929, apud NOBORIO, 2001).

O conteúdo de umidade do solo pode ser determinado por intermédio do efeito na constante dielétrica ao medir-se a capacitância entre dois eletrodos implantados dentro do solo. Como a umidade do solo está predominantemente sob a forma de água livre e há uma diferença muito grande entre a constante dielétrica do ar e da água, a variação da constante dielétrica é diretamente proporcional à variação da umidade (ZAZUETA; XIN, 1994).

Os métodos de caracterização da constante dielétrica do solo são amplamente usados, e as técnicas mais comuns são os sensores capacitivos e os reflectômetros no domínio do tempo (TDR's) para a medição da permissividade do solo (ϵ_s) *in loco*. A correlação entre

a umidade medida no solo e a constante dielétrica medida pelas sondas não é direta e envolve duas etapas: a primeira mede a capacitância do solo, e a segunda relaciona a permissividade com a umidade do solo (DOBSON et al., 1985 apud ROTH; LOOR, 1968; MALICKI; PLAGGE, 1990; WANG; SCHMUGGE, 1980 apud TOPP; DAVIS; ANNAN, 1980). A constante dielétrica do solo (ϵ_s) pode ser manuseada corretamente quando propriedades como textura, densidade global, temperatura e salinidade são conhecidas. O estabelecimento da ligação entre a constante dielétrica medida pelo dispositivo e as propriedades dielétricas médias no volume de solo de interesse está implicitamente incluído na relação de calibração a campo (CHANZY et al., 1998). A heterogeneidade da ϵ_s na vizinhança da sonda, que se refere à linha de transmissão no TDR e aos eletrodos no dispositivo capacitivo, influencia decisivamente as medições.

As propriedades dielétricas dos materiais podem ser descritas por uma representação complexa da constante dielétrica, como a seguinte:

$$\epsilon = \epsilon' - j\epsilon'', \quad (7)$$

onde ϵ' é a parte real da permissividade, medida da polaridade dos materiais constituintes, incluindo a água, e ϵ'' é a parte imaginária da permissividade, que representa principalmente a absorção da energia pela condução dos íons e, ainda mais raramente, pelas perdas dielétricas (DIRKSEN, 1999).

Devido ao isolamento das hastes, ϵ'' torna-se quase desprezível. Sendo a capacitância (C) definida pela Equação 8 como

$$C = \frac{Q}{V}, \quad (8)$$

onde Q é a quantidade de carga necessária para aumentar a tensão (V) de 1 Volt entre duas hastes ou placas paralelas, a uma dada distância, preenchidas com material isolante.

Quanto maior o número de dipolos elétricos, presentes entre as hastes, que são capazes de orientar a si mesmos em uma direção oposta à carga nas hastes, menor é a tensão total, ou seja, uma carga maior é necessária para se obter determinada voltagem. Adotando-se uma geometria fixa, a capacitância medida depende diretamente da constante dielétrica. Na maioria dos solos cultivados, as únicas moléculas polarizáveis presentes em quantidades significativas são as moléculas de água; mesmo em solos orgânicos, a contribuição da massa orgânica é relativamente pequena devido à limitada polarizabilidade (demonstrada por uma permissividade que varia de 6 a 8, comparada com $\epsilon = 80$ para as moléculas de água) (NADLER; LAPID, 1996).

2.2.4.1 Reflectômetro no domínio do tempo (TDR)

Nadler et al. (1996) comentam que o TDR foi desenvolvido inicialmente para localizar falhas nos sistemas elétricos de cabeamento. Atualmente, o TDR, instrumento de alta performance acoplado a uma ferramenta de análise, é comumente usado na análise de falha e na caracterização de integridade de sinal na placa, no soquete, no conector e no cabo interconectado. Tal equipamento para fins tão ambiciosos é atualmente disponibilizado por dois fabricantes: Agilent® e Tektronix®.

A reflectometria no domínio do tempo é também largamente utilizada para medir o conteúdo de água no solo, a densidade, a condutividade elétrica e a deformação de massa de rocha. As medidas tomadas com o TDR são não destrutivas e oferecem excelente acurácia e precisão (CAMPBELL SCIENTIFIC, 2004). Thomsen, Hansen e Schelde (2000) apontaram estas mesmas vantagens quando afirmaram que a instrumentação do TDR é amplamente utilizada em hidrologia e em ciências do solo para medir, de forma acurada e flexível, o conteúdo de umidade do solo, pelas vantagens citadas acima. A técnica foi introduzida por Topp, Davis e Annan (1982) para a determinação da umidade do solo baseada na medição da velocidade de propagação do pulso eletromagnético na matriz de estudo. Os testadores de cabos comerciais, como o Tektronix 1502, foram usados em combinação com duas ou três sondas do tipo haste (ZEGELIN; WHITE; JENKINS, 1989 apud NADLER; LAPID, 1996) para medir as constantes dielétricas dos solos (CASSEL; KACHANOSKI; TOPP, 1994 apud NADLER; LAPID, 1996). A tecnologia do TDR é somente um pouco dependente da temperatura e da salinidade (NADLER; LAPID, 1996).

Grosso modo, o TDR funciona com o mesmo princípio do radar. Um pulso de energia é transmitido por um cabo; ao chegar ao fim do cabo ou à falha ao longo do cabo, parte ou toda a energia do pulso é refletida de volta ao instrumento. O TDR mede o tempo que o sinal leva para se propagar no cabo, percebendo o problema e refletindo-o de volta, e, então, converte este tempo em distância e mostra a informação como forma de onda e/ou distância.

Existem duas maneiras de um TDR mostrar a informação que recebe: a primeira e mais tradicional é mostrar a forma de onda atual ou assinatura do cabo, usando um display de tubo de raios catódicos ou um monitor de cristal líquido que mostram o pulso gerado pelo TDR e qualquer reflexão que seja causada pelas discontinuidades de impedância ao longo do comprimento do cabo; a segunda é simplesmente mostrar uma leitura numérica que fornece a

indicação de distância da primeira maior reflexão causada pela mudança de impedância ou descontinuidade. Alguns instrumentos também mostram as falhas como um circuito aberto ou fechado, indicando uma alta ou baixa impedância, respectivamente (GRANITE ISLAND GROUP, 2004).

As determinações TDR envolvem medição da propagação de Onda Eletromagnética (OE) ou sinais. A velocidade e a atenuação da OE no solo dependem das propriedades do solo, especialmente, do conteúdo de água e da condutividade elétrica. A constante dielétrica, medida pelo TDR, provê uma boa medida deste conteúdo de umidade, cuja determinação é essencialmente independente da textura do solo, da temperatura e da salinidade. Na década passada, vários estudos indicaram a possibilidade de usar o TDR como um método não destrutivo de medição da umidade do solo (ROTH; MALICKI; PLAGGE, 1992). Zegelin, White e Jenkins (1989), da mesma forma, afirmam que o TDR provê leituras rápidas, confiáveis e rotineiras e, principalmente, o monitoramento da umidade volumétrica do solo.

Várias pesquisas têm sido conduzidas com o intuito de encontrar uma relação entre a umidade do solo e a leitura obtida pelo TDR, porém nenhuma ainda é utilizável universalmente sem um procedimento de verificação. Resultados de estudos dessa natureza poderão esclarecer dúvidas sobre a aplicabilidade desta técnica. Portanto, torna-se necessária a calibração do equipamento, utilizando um método que sirva de referência; neste caso, o uso da tensiometria possibilita várias repetições além de permitir a obtenção de resultados num melhor intervalo de tempo (CICHOTA, 2003).

Segundo Roth, Malicki e Plagge (1992), dos escassos dados de funções de calibração para as medições de umidade do solo com o TDR (relações de conteúdo de umidade à base de volume (θ) versus constante dielétrica do solo (ϵ)), conclui-se que, aparentemente, as leituras não são afetadas pela temperatura e salinidade, e que solos diferentes não necessitam ser individualmente calibrados. No entanto, informações mais detalhadas acerca desses aspectos são necessárias para avaliar a faixa de aplicabilidade do TDR para determinação da umidade do solo. Faz-se necessário, também, estabelecer se uma única função de calibração para solos minerais é aplicável a solos orgânicos.

2.2.4.2 Sensores capacitivos

Mead et al. (1994) afirmam que a medição da constante dielétrica do solo em frequências menores que 1 GHz é um método alternativo de medição da umidade do solo, e que a microeletrônica possibilita a medição da capacitância dos eletrodos e a posterior correlação com a dinâmica da umidade volumétrica do solo. As vantagens dos sensores capacitivos, em relação aos métodos nucleares tradicionais de monitoramento da umidade, são bem maiores, tais como: equipamentos mais leves, instalação permanente, rápida resposta, ausência de efeitos radioativos e pouco erro aleatório de contagem associado.

Várias aplicações necessitam da umidade do solo a campo. Segundo Chanzy et al. (1998), a umidade do solo pode ser modelada como um processo estacionário aleatório. Quando um campo contém porções distintas que diferem no comportamento hidráulico, a aproximação deve ser aplicada a cada porção, separadamente. Além disso, a umidade do solo é espacialmente variável, já que as características do solo variam espacialmente, dessa forma, as amostras devem ser replicadas. Por exemplo, alguns autores (BERTUZZI et al., 1994; VANDERVAERE, 1994 apud CHANZY et al., 1998) recomendam, no mínimo, 10 tubos de acesso em um campo quando a umidade do solo é medida pela sonda de nêutrons. Com a sonda capacitiva, espera-se que este número seja maior, pelo fato da mesma explorar um menor volume de solo quando comparado à sonda de nêutrons, pois apesar da radiação, a mesma oferece melhor distribuição espacial média da umidade do solo (COUCHAT, 1997 apud CHANZY et al., 1998).

Somando-se a este fato, para caracterizar o perfil de umidade vertical do solo, é necessário instalar várias sondas em diferentes profundidades. Dessa maneira, o número de sondas aumenta rapidamente, entretanto, na maioria dos casos, o número de unidades está mais limitado a considerações econômicas do que à exatidão estatística (CHANZY et al., 1998).

Nadler e Lapid (1996) afirmam que existe a necessidade de disponibilizar dispositivos para medir a umidade do solo com acurácia, a preços acessíveis e estrategicamente convenientes, que substituam o uso da sonda de nêutrons que, além de ter custo mais alto, ainda possui desvantagens como a contaminação do solo. O custo de um dispositivo cuja faixa de precisão de $\pm 2\%$ é US\$ 5.000, sendo indispensável a calibração a campo.

Injeta-se uma frequência de excitação na sonda capacitiva, normalmente, para permitir a medição da constante dielétrica. A variação da leitura da sonda não é linear com o conteúdo de água, pois sofre influência do tipo de solo e está sujeita à variação de

temperatura. Dessa maneira, uma calibração cuidadosa é requerida e a estabilidade em longo prazo é questionável (ZAZUETA; XIN, 1994).

Dos sensores existentes, os baseados na medição da constante dielétrica por reflectometria no domínio do tempo ou por sondas capacitivas são bastante atrativos, pois esses dispositivos podem ser automatizados e deixados a campo de forma segura e sem a exigência de cuidados especiais (CARY; FISHER, 1983). A sonda capacitiva possui propriedades bem mais interessantes para a instrumentação quando as medições de umidade do solo são automatizadas. Os dispositivos proporcionam saídas padrões que podem ser registradas por qualquer *datalogger*. Os eletrodos das sondas podem ser facilmente instalados na profundidade requerida da superfície (como um tensiômetro) sem perturbar o solo com a escavação de buracos. A limitação é a esfera de influência, definida pelo volume de solo nas cercanias dos eletrodos da sonda, influenciando a medição da capacitância, pois é pequena e se define como a região imediatamente ao redor dos eletrodos. A dimensão da esfera de influência depende do tamanho do eletrodo. Assim, Gaudu et al. (1993 apud CHANZY et al., 1998) demonstraram experimentalmente que o volume explorado pela sonda capacitiva está limitado a alguns centímetros em torno dos eletrodos. Além disso, certos autores (DEAN; BELL; BATY, 1987; GAUDU et al., 1993 apud CHANZY et al., 1998) mostraram que a heterogeneidade do local circunvizinho (cavidades de ar, pedras, etc.) pode influenciar efetivamente a relação entre o sinal da sonda e o conteúdo volumétrico de umidade do solo (θ).

Apesar da similaridade (na geometria da sonda e no volume de amostra) entre a técnica do TDR e a sonda capacitiva (SC), ambas diferem em três aspectos importantes: o material do qual é recoberto, a geometria e o uso de cabeamento. As placas do sensor capacitivo são recobertas com material isolante; a geometria da sonda é crítica no TDR e significativamente menor para a SC; cabos coaxiais não são necessários (NADLER; LAPID, 1996). O sensor proposto por Nadler e Lapid (1996) é composto de uma sonda de três eletrodos, conectada a um voltímetro por meio de um circuito integrado oscilador/temporizador, o 555. Dois dos eletrodos são aterrados, e o outro é conectado à entrada do comparador.

Thomas (1966, apud DEAN; BELL; BATY, 1987) relatou a necessidade de usar altas frequências no uso da capacitância para medir a constante dielétrica. Para isso, mediu a capacitância por intermédio de uma ponte de 30 MHz, o que exigiu uma balança manual e uma sonda inserida diretamente nas camadas superficiais do solo.

Yoder et al. (1998) relatam que o desenvolvimento de sensores para monitoramento da umidade do solo seguiu um critério que demandou pouco esforço, não requereu amostragem destrutiva (depois de instaladas no solo) e adaptação às medições elétricas e ao registro dos dados. Os sensores que satisfazem a estas características são: os tensiômetros, as sondas de nêutrons, os sensores de resistência elétrica, o TDR e os sensores capacitivos. Quanto ao potencial de sensores baseados em capacitância, este não foi totalmente compreendido (ZEGELIN, 1995 apud NADLER; LAPID, 1996).

Referindo-se às fontes potenciais de erros (polarização e freqüências de relaxação), Dean, Bell e Baty (1987) revisaram as sondas capacitivas e introduziram um novo sensor, baseado em um transmissor de alta freqüência, oscilando em torno de 150 MHz. A segunda parte da sonda, incluindo um leitor do tipo portátil, ligado pelo cabo ao sensor, é inserida em um tubo de acesso. A resposta à freqüência medida depende da capacitância total, a qual integra contribuições do tubo de acesso, do ar e do solo.

Em todos os métodos capacitivos, o solo numa dada umidade é considerado como um dielétrico não homogêneo. A constante dielétrica (ϵ) de uma solução pode ser obtida, conforme a teoria de Odelevskii da relação

$$\sum_{i=1}^n \frac{\epsilon_i - \epsilon}{\epsilon_i + 2\epsilon} \cdot V_i = 0, \quad (9)$$

onde V_i é volume parcial, e ϵ_i é a constante dielétrica na i -ésima fase. A Equação 9 não pode ser usada para o cálculo direto da permissividade do solo (ϵ), pois não leva em consideração a geometria das fases do solo e pode demonstrar uma dependência geral de ϵ em relação à umidade. O conteúdo de umidade (θ) pode ser determinado pela capacitância de acordo com a relação entre C e θ (KURAZ; KUTILEK; KASPAR, 1970).

2.3 Fonte de erros nos sensores

Zegelin, White e Jenkins (1989) afirmam que uma parte considerável do sinal e da informação é perdida na interface sonda TDR/cabo coaxial devido à diferença de geometria dos cabos coaxiais, e, que para minimizar esses erros, são instalados transformadores de balanceamento. No entanto, a inserção desses transformadores pode gerar ruídos indesejáveis que dificultam a análise do sinal advindo do TDR, particularmente, em solos salinos, onde a condutividade é maior.

Roth et al. (1997 apud ROSNY et al., 2001) citam que a compactação do solo devido à instalação das sondas influencia, de maneira decisiva, as medições do TDR. Gaudu et al. (1993) verificaram que a sensibilidade de uma sonda capacitiva à umidade do solo é diminuída significativamente quando a superfície de contato entre sonda e solo não é obtida a contento. O volume de influência da sonda é praticamente limitado a alguns centímetros em volta da mesma. Entretanto, uma definição operacional precisa da influência do meio na resposta da sonda e tem que ser trabalhada para definir o volume de forma não ambígua.

Thomsen, Hansen e Schelde (2000) relatam que o comprimento dos cabos nas sondas TDR afeta fortemente a forma de onda devido à degradação no tempo de subida da reflexão do pulso em cabos longos.

Ruth (1999) revela que os fios utilizados na sonda capacitiva, desenvolvida em seu estudo, podem levar a um fluxo induzido da água no solo, entretanto, afirma que no processo de encolhimento e expansão, os fios não criam rachaduras evitando, assim, falsas leituras. Não obstante, os fios que ligam o sensor, propriamente dito, ao circuito influenciam na capacitância, por acrescentarem um valor de capacitância que, por ventura, pode mascarar o valor real do sensor. Para minimizar esse erro, o comprimento dos cabos foi o menor possível, já que os mesmos possuem capacitância que varia de $0,3$ a $3 \text{ pF}\cdot\text{cm}^{-1}$.

A presença de sais influencia diretamente o comportamento da constante dielétrica, especialmente, a frequências menores que 30 MHz . Existem outras fontes de erros nos sensores como, por exemplo, problemas inerentes às sondas capacitivas (a impossibilidade de controle da atmosfera dentro dos tubos de PVC, a influência das mudanças de posição dentro do tubo, os espaços variáveis entre a sonda flutuante e a largura das paredes do tubo) (PALTINEANU; STARR, 1997).

Além disso, pouco se conhece sobre o erro quando se utiliza o perfil integral do solo ao invés das funções de calibração pertencentes a tipos ou a horizontes únicos de solos (ROTH; MALICKI; PLAGGE, 1992).

2.4 Capacitores

Segundo Paris e Hurd (1984), qualquer par de condutores, separados por um meio dielétrico, constitui um capacitor. Pode-se carregar um capacitor ligando-se uma bateria entre dois corpos condutores. No processo, transfere-se carga de um corpo para outro; o módulo Q dessa carga depende da voltagem da bateria,

$$V = \phi_+ - \phi_-, \quad (10)$$

e da capacitância C do capacitor, que é definida pela Equação 8. A voltagem na bateria é definida pela Equação 10, ou seja, a diferença de potencial nos terminais positivo e negativo. Tanto o potencial quanto à diferença de potencial dependem linearmente da carga. Assim, num capacitor, ao se transferir uma carga (Q) de um condutor para outro, os potenciais ϕ_+ e ϕ_- , bem como as diferenças, variarão linearmente com Q . O aumento de Q , de um fator k , terá como efeito o aumento da mesma quantidade (k) na diferença de potencial, por isso, a razão $\frac{Q}{V}$ independe de Q , e C depende apenas da geometria dos corpos condutores e das propriedades do meio circundante.

Considerando um capacitor de placas paralelas e planas, tem-se que

$$C = \epsilon \cdot \frac{ab}{d}. \quad (11)$$

Sendo ab , a área das placas; d , a distância que as separa e ϵ , a permissividade do meio. A capacitância é medida em Farads ($C \cdot V^{-1}$ ou $C^2 \cdot (N \cdot m)^{-1}$). A unidade de capacitância é o Farad (F), pois a permissividade é medida em $F \cdot m^{-1}$ (DURNEY, 1985; HICKEY, 1961; PARIS; HURD, 1984).

Na Figura 1, encontra-se uma bateria conectada a dois corpos condutores separados por um meio isolante.

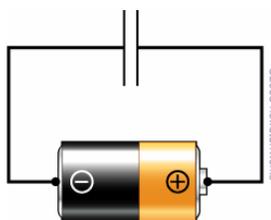


FIGURA 1 - Capacitor com bateria conectada.

A bateria provoca a transferência de carga de um corpo para o outro, deixando um deles com carga positiva e o outro com carga negativa da mesma grandeza. A quantidade transferida de um corpo para o outro é função da tensão da bateria, da forma e do tamanho dos corpos, da distância entre eles e da permissividade do meio que os separa. À medida que a distância entre os corpos diminui, a quantidade de carga transferida aumenta. Aumentando-se a tensão da bateria, também se aumenta a quantidade de carga transferida. A capacitância aumenta à medida que a área superficial dos corpos aumenta. Um aumento na permissividade do meio que separa os corpos também aumenta a capacitância.

Um capacitor é um dispositivo útil devido à magnitude da capacitância, podendo ser construído de várias formas, algumas das quais estão na Figura 2. Por exemplo, capacitores de sintonia para rádio são feitos de forma a ter uma capacitância variável em função do ângulo de rotação de um conjunto de placas em relação a outro conjunto de placas, intercaladas entre placas móveis. Já os capacitores eletrolíticos consistem num conjunto de placas de folha de alumínio com um produto químico, semi-líquido, condutor entre elas. Quando uma tensão de corrente contínua é aplicada entre as placas, forma-se um filme dielétrico muito fino na superfície de um dos conjuntos de placas, criando, assim, o meio isolante do capacitor; por o filme ser muito fino, a capacitância é alta. A Figura 2 mostra dois tipos de capacitores, o de cerâmica e o eletrolítico. Outros capacitores são os de mica, os de papel e os de cerâmica, assim chamados porque o meio isolante é feito destes materiais (DURNEY, 1985).

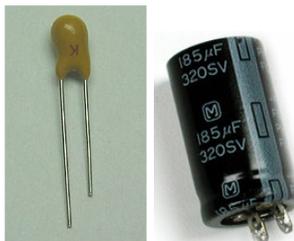


FIGURA 2 - Tipos e formas de capacitores.

Hickey (1961) comenta que, da teoria eletrostática, sabe-se que, se dois objetos carregados são postos em contato, os mesmos se neutralizam a fim de chegar a um estado de equilíbrio. No entanto, se dois objetos são aproximados, mas não estão em contato, cada objeto mantém sua carga. Além disso, se um condutor é conectado a eles, a sua carga será neutralizada, mas não tão rapidamente quanto se fossem postos em contato. Igualmente, se o comprimento do condutor for aumentado, as cargas serão neutralizadas mais lentamente. Se dois objetos carregados com cargas contrárias são postos juntos, tendo entre eles um material isolante, teoricamente, as cargas permanecem indefinidamente. Entretanto, partindo do pressuposto de que não existem isolantes perfeitos, as cargas se neutralizam após um período de tempo, pois alguma parte da carga escoará por meio do dielétrico. Este tempo dependerá da distância entre esses objetos, do tipo de material isolante e da área total exposta entre eles. Um capacitor ideal básico está na Figura 3, as placas correspondem aos dois objetos discutidos. O material isolante entre as duas placas é denominado dielétrico ou não condutor, podendo ser o ar, a mica ou outros elementos.

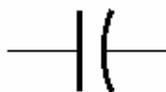


FIGURA 3 - Capacitor ideal.

Em qualquer caso onde exista uma diferença de potencial através de um circuito fechado, os elétrons viajarão ao longo do circuito em uma direção. Se for inserido no circuito um capacitor, a ação será levemente similar no que diz respeito aos elétrons que deixam uma placa e fluem pelo circuito em direção à outra placa. Todavia, após certo período de tempo, o fluxo de elétrons cessará e o capacitor estará carregado. A quantidade de carga é determinada pelo número de elétrons em excesso no terminal negativo do capacitor, comparado aos que faltam no terminal positivo. O dielétrico de um capacitor pode ser o ar, a mica ou qualquer dos vários outros tipos de isolantes existentes. As placas do capacitor atuam como pontos de armazenamento para os elétrons, enquanto a diferença de potencial atua sobre o dielétrico para estabelecer o campo elétrico. Na Figura 4 consta um circuito onde: a) circuito com as chaves CH1 e CH2 abertas; b) circuito com CH1 fechada, carregando o capacitor; c) circuito RC com CH2 fechada e CH1 aberta, causando a descarga do capacitor em R.

Quando a chave CH1 da Figura 4 fecha, os elétrons da placa mais próxima ao terminal positivo da bateria sairão do capacitor, enquanto a placa mais próxima ao lado negativo da bateria receberá elétrons adicionais. Os elétrons fluirão somente por uma fração de segundos até que o capacitor esteja completamente carregado. Os elétrons na placa carregada negativamente repelirão os elétrons no dielétrico, enquanto os da placa carregada positivamente atrairão os elétrons do dielétrico. O resultado é que os elétrons são deslocados da órbita normal e há um campo eletrostático entre as placas do capacitor. Embora os elétrons do dielétrico fiquem separados dos respectivos átomos, a distorção do orbital estabelece um campo eletrostático adicional dentro do próprio dielétrico que está em oposição ao campo causado pela carga no capacitor e que, além de aumentar o fluxo de elétrons em volta do circuito, aumenta a carga no capacitor (HICKEY, 1961). A Figura 4 contém um circuito conjunto de carga e descarga do capacitor. A carga é acionada quando é fechada a chave 1 e a descarga quando é fechada a chave 2 e aberta a 1.

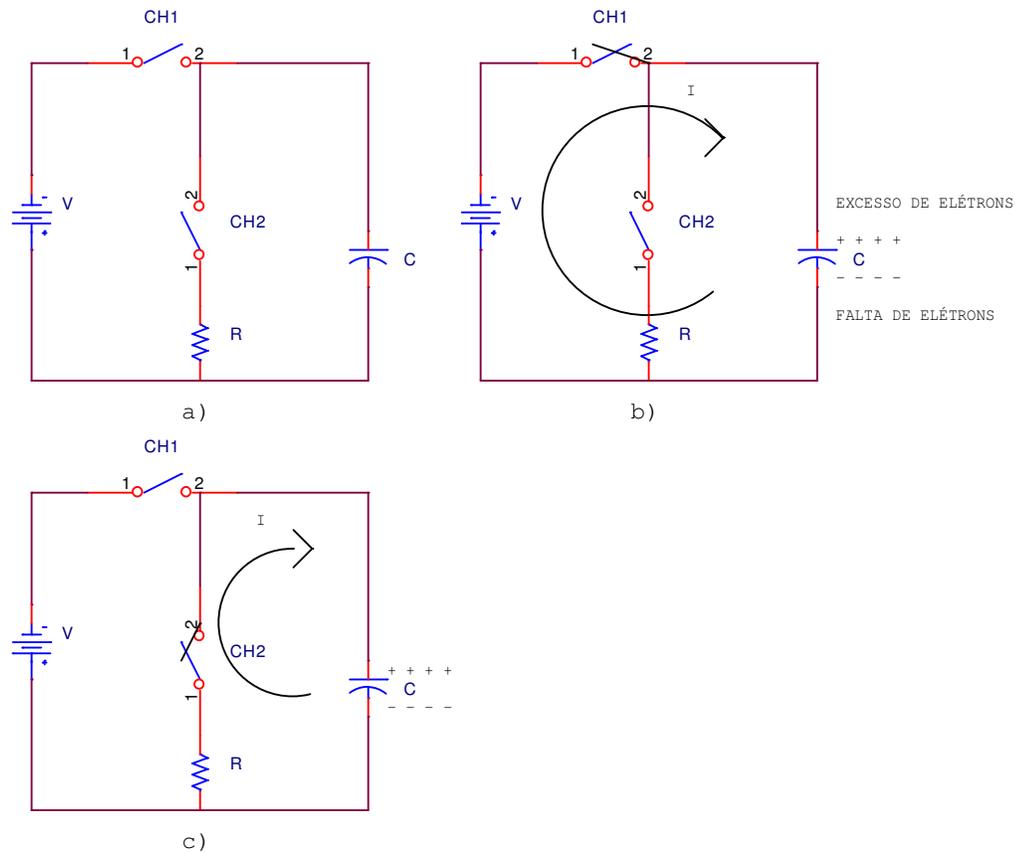


FIGURA 4 - Circuito com as chaves CH1 e CH2 abertas (a), com CH1 fechada carregando o capacitor (b) e circuito RC com CH2 fechada e CH1 aberta causando a descarga do capacitor em R (c).

DeCarlo e Pen-Min (1995) explicam que a capacitância (C) vista na Figura 4 é uma medida da capacidade de armazenamento do capacitor em um campo elétrico, sendo que este campo elétrico armazena energia. A corrente do capacitor e a tensão, por sua vez, são dadas por

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (12)$$

e

$$v_c(t) = \frac{1}{C} \cdot \int i_c(t) dt, \quad (13)$$

onde v_c é em Volts, i_c em Amperes e C em Farads, tomando-se $v_c(-\infty) = 0$, pois o capacitor não é construído em $t = -\infty$. O tempo t_0 representa um tempo inicial de interesse e significância, isto é, o tempo em que o capacitor é usado no circuito.

A quantidade

$$v_c(t_0) = \frac{1}{C} \cdot \int_{-\infty}^{t_0} i_c(\tau) d\tau \quad (14)$$

exprime o valor inicial de tensão no capacitor em t_0 . Este valor soma o passado da corrente de excitação do capacitor e a tensão inicial $v_c(t_0)$, o que inclui o histórico completo do capacitor. Por isso, diz-se que o capacitor é um dispositivo eletrônico que possui memória (DeCARLO; PEN-MIN, 1995).

A integração é uma operação de suavização, significando que a tensão do capacitor é uma função contínua em t mesmo para correntes de capacitor descontínuas, uma vez que elas são limitadas. Isto leva à propriedade de continuidade do capacitor. Se a corrente $i_c(t)$ é limitada sobre um intervalo de tempo $t_1 \leq t \leq t_2$, então a tensão nos terminais é contínua para $t_1 \leq t \leq t_2$. Em particular, se $t_1 \leq t_0 \leq t_2$ então $v_c(t_0^-) = v_c(t_0^+)$, mesmo quando $i_c(t_0^-) \neq i_c(t_0^+)$ (DeCARLO; PEN-MIN, 1995).

Quanto à carga do capacitor, esta acontece quando uma placa torna-se carregada negativamente enquanto a outra se torna carregada positivamente. A visualização da Figura 5 mostra a representação das linhas de campo eletrostático e as cargas nas placas em um circuito simples, composto de capacitor e bateria. Os campos eletrostáticos resultantes da operação de carga são linhas retas, sendo também denominadas linhas de força eletrostática. A quantidade de carga nas placas será determinada pelo valor da *fem* (força eletromotriz), ou tensão fornecida pela bateria, e a área da superfície das placas. A menos que o caminho de descarga seja fornecido, um capacitor perfeito reteria sua carga infinitamente, mas como não há isolante perfeito, parte da carga escoará por meio do dielétrico após certo tempo (HICKEY, 1961).

Após a carga do capacitor, a simples abertura da chave não teria efeito imediato, a não ser que fosse inserido um circuito de descarga, como observado na Figura 6. Dessa maneira, o capacitor começaria a descarregar pelo resistor imediatamente.

O tempo de descarga será determinado pelo valor da resistência; aumentando-se a resistência, aumentar-se-ia também a oposição adicional oferecida ao movimento de descarga e, bem como, ao de carga, tornando-os maiores. A corrente inicial de carga indica o tempo necessário para a carga do capacitor.

Devido ao fato do Farad ser uma unidade muito grande para ser prática, a capacitância é usualmente expressa em microfarads (HICKEY, 1961).

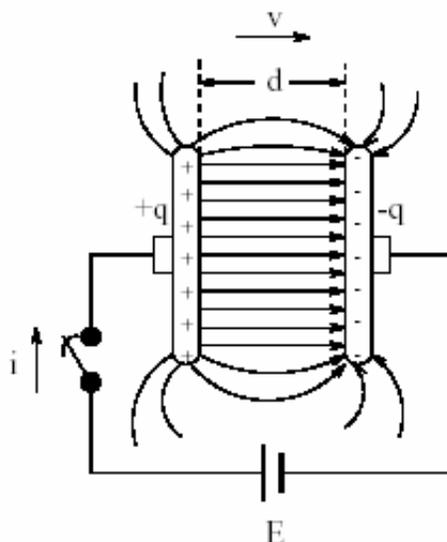


FIGURA 5 - Circuito simples com capacitor e fonte de tensão.

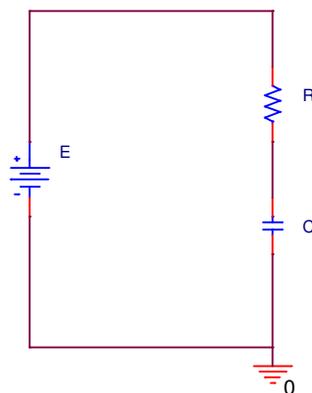


FIGURA 6 - Circuito RC simples.

Para o caso especial em que a tensão através do capacitor é constante (i.e., o caso de corrente contínua), $v = K$, logo, tem-se que

$$i = C \frac{dv}{dt} = C \frac{dK}{dt} = 0. \quad (15)$$

De acordo com essa equação, deduz-se que o capacitor comporta-se como um circuito aberto em tensão contínua. O fato de que o capacitor atue como um circuito aberto não parece surpreendente, desde que tal elemento tenha um material que não permita o fluxo de carga entre suas placas condutoras. Entretanto, existe tensão (v) através do capacitor e carga (q) nas placas, e este capacitor permite que certa quantidade de corrente (uma porção

extremamente pequena), denominada corrente de escoamento, passe através do mesmo (BOBROW, 1996). Por esta razão, pode-se modelar um capacitor como um capacitor ideal em paralelo com uma resistência. Esta resistência de escoamento é inversamente proporcional à capacitância. Dependendo da fabricação do capacitor, o valor pode ir de alguns picofarads (10^{-12} F) até 10.000 μ F ou mais. O produto da resistência de escoamento e da capacitância fica entre 10 e 10^6 $\Omega \cdot$ F. A máxima tensão que pode ser aplicada ao capacitor, sem danificá-lo ou quebrar o dielétrico, pode ser qualquer valor de alguns Volts a centenas, ou mesmo milhares de Volts.

Bobrow (1996) ressalta ainda que o capacitor, assim como o amplificador operacional e o resistor, tem uma propriedade valiosa de miniaturização, podendo fazer parte de circuitos integrados, o que é de suma importância na microeletrônica.

Conforme Horowitz e Hill (1989), para algumas aplicações (*bypass*, acoplamento) os capacitores são dispositivos que devem ser considerados, simplesmente, resistores dependentes da frequência, que nos permitem construir divisores de tensão dependentes da frequência, por exemplo. Todavia, para outras aplicações (filtros, armazenamento de energia e circuitos ressonantes), um entendimento mais profundo se faz necessário. Como exemplo, capacitores não podem dissipar potência, embora a corrente flua através deles, pois a tensão é defasada de 90° .

Acerca da forma, pode-se assegurar que para capacitores maiores são necessários maior área e espaçamento menor. O usual é laminar algum material condutor em um material isolante. Tipos populares são os de cerâmica, eletrolíticos e de mica. Diferentemente da situação em um resistor, a potência ($V \cdot I$) associada à corrente não se transforma em calor (efeito Joule), mas é armazenada como energia no campo elétrico do capacitor (HOROWITZ; HILL, 1989).

2.4.1 Ação capacitiva em circuitos CC

A observação da Figura 6 indica um circuito RC simples, com alimentação CC (corrente contínua). A corrente de carga é máxima no instante em que a chave é fechada, pois o número máximo de elétrons deixará uma placa e mover-se-á para a outra. No instante em que a corrente se inicia, não há tensão através do capacitor, toda a tensão deve aparecer sobre o resistor. Além disso, a corrente inicial é igual à tensão dividida pela resistência (R). Conseqüentemente, no instante em que a chave é fechada, haverá corrente máxima no circuito

e tensão zero no capacitor. Como a corrente no circuito logo carrega parcialmente o capacitor, uma pequena tensão aparecerá no capacitor proporcional à carga. Desde que essa tensão se oponha à tensão da bateria, diminuirá a tensão da mesma. Também, desde que o capacitor contenha certa carga, a corrente será reduzida. Assim, em um instante qualquer após a chave ser fechada, a corrente diminuirá e a tensão no capacitor aumentará. Quando o capacitor estiver totalmente carregado, a tensão da bateria aparecerá totalmente nos terminais do capacitor, ao mesmo tempo, não haverá corrente no circuito, e a tensão no resistor e a corrente no capacitor serão nulas. Assim, conclui-se que para todos os propósitos práticos, o capacitor, uma vez carregado, oferece um circuito aberto à tensão que causou a carga (HICKEY, 1961).

2.4.2 Equações que definem a capacitância

Sendo

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0}, \quad (16)$$

onde ϵ_r é a permissividade ou constante dielétrica relativa e ϵ_0 é a permissividade do vácuo, então

$$\epsilon_0 = \frac{1}{36\pi \cdot 10^9} = 8,85 \cdot 10^{-12} \text{ F} \cdot \text{m}^{-1}. \quad (17)$$

A capacitância de qualquer capacitor depende do tipo de dielétrico, da área das placas e da distância entre as mesmas, conforme a Equação 11. Logo,

$$C = \epsilon_r \epsilon_0 \cdot \frac{A}{d} = 8,85 \cdot 10^{-12} \epsilon_r \cdot \frac{A}{d}. \quad (18)$$

Segundo Hickey (1961), o próprio ar é um dielétrico, e diferentes dielétricos produzem diferentes capacitâncias. A habilidade de um material dielétrico aumentar a capacitância é denominada constante dielétrica. A constante dielétrica é uma propriedade intrínseca ao material, devido ao fato de que os átomos de diferentes materiais têm arranjos de elétrons nos orbitais. Quanto à distância, o dielétrico oferece uma oposição ao estabelecimento das linhas de força eletrostáticas entre as placas, dessa maneira, trabalho é realizado ao carregar um capacitor devido ao deslocamento do campo elétrico normal dentro do dielétrico. A energia da fonte de carga é armazenada como energia eletrostática no dielétrico e é devolvida ao circuito quando o capacitor é descarregado. Entretanto, uma vez que força é necessária para distorcer o padrão dos orbitais dos elétrons, segue-se que uma

redução na espessura do dielétrico resultará em uma redução na oposição ao fluxo eletrostático. Dessa maneira, se o espaçamento entre as placas é reduzido pelo uso de um dielétrico mais fino, ocasionará um aumento na capacitância. No que diz respeito à área de placas, Hickey (1961) comenta que desde que placas maiores provêem maior área (sobre a qual os elétrons possam ficar distribuídos) do que placas menores, a área adicional de placa aumentará a carga para uma dada tensão, aumentando conseqüentemente a capacitância.

2.4.3 Perdas capacitivas

Teoricamente, qualquer tipo de material isolante pode ser usado como dielétrico de um capacitor. Entretanto, outros fatores que contribuem para perdas nos capacitores fazem a escolha do material dielétrico uma consideração importante.

Escoamento – se a resistência do isolante ou do material dielétrico é pequena, resultará em vazamento do dielétrico entre as placas. Isto não só reduzirá a carga no capacitor, mas também produzirá um efeito, o aquecimento do dielétrico.

Histerese do dielétrico – ao carregar o capacitor, existe um *stress* sobre o dielétrico. Os elétrons do orbital dentro do material são atraídos pela placa positiva. Embora esses elétrons raramente deixem as respectivas órbitas completamente, o movimento é distorcido. Ao descarregar o capacitor, a energia consumida para esses elétrons retornarem às órbitas é chamada perda por histerese. Não muito pronunciada em aplicações, cuja alimentação é CC (corrente contínua), a perda por histerese do dielétrico torna-se um fator limitante em aplicações CA (corrente alternada) de alta freqüência. As perdas do capacitor se combinam em uma resistência equivalente que retarda a carga e a descarga (HICKEY, 1961).

2.4.4 Tempo RC

Segundo Hickey (1961), o capacitor não chega a um estado de carga total instantaneamente; no entanto, se um capacitor for conectado, como observado na Figura 1, este assumirá a carga máxima em menos tempo do que se tiver conectado a um resistor série, como na Figura 6. Dessa forma, quanto maior o resistor, maior o tempo de carga do capacitor. Como a capacitância foi definida anteriormente como a habilidade de assumir e manter uma carga, o tempo de carga de um capacitor também varia diretamente com a capacitância.

Experimental e matematicamente, foi provado que um capacitor chega a 63 % do estado de carga total, quando o tempo transcorrido em segundos é igual ao produto da capacitância em Farads pela resistência em Ohms ou pela fórmula:

$$t = R \cdot C , \quad (19)$$

onde t é o tempo (s), R é a resistência (Ω), e C é a capacitância (F).

Na Figura 7, onde nota-se um circuito RC, a princípio existe corrente (I) medida pelo amperímetro no circuito, e a tensão medida pelo voltímetro (V) no capacitor é nula; com o passar do tempo ocorre o inverso, ou seja, $I = 0$ e $V = E$.

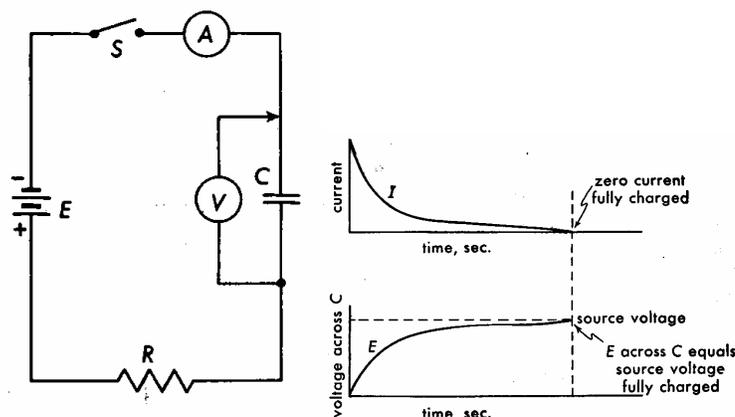


FIGURA 7 - Circuito de RC com formas de onda característica do processo de carga do capacitor.

Quando tiver transcorrido cinco vezes essa constante, o capacitor estará completamente carregado, e, para todos os propósitos práticos, não haverá corrente no circuito. Além do mais, como a tensão e a corrente de carga variam inversamente sobre o capacitor, no tempo de um RC , a corrente de carga diminuirá 63 % do seu valor inicial máximo (HICKEY, 1961).

O produto RC é denominado constante de tempo do circuito, para R em Ohms (Ω) e C em Farads (F), o produto de RC é dado em segundos (s). Por exemplo, com $1 \mu\text{F}$ através de $1 \text{k}\Omega$, obtém-se uma constante de tempo de 1 ms; se o capacitor está inicialmente carregado a 1 V, a corrente inicial é 1 mA.

Utilizando-se a Equação 15 tem-se

$$i = C \cdot \frac{dV}{dt} = \frac{V_i - V}{R} \quad (20)$$

com a solução

$$V = V_i + Ae^{-\frac{t}{RC}} . \quad (21)$$

A constante A é determinada a partir das condições iniciais: $V = 0$ em $t = 0$, assim, $A = -V_i$. Sabendo-se os valores de R e C , pode-se determinar o tempo mínimo necessário de carga de um capacitor e ainda chegar a valores determinados (e.g., 20 % da carga total).

2.4.5 Capacitores imperfeitos

Como mencionado anteriormente por Hickey (1961), uma corrente de fuga existe no material do dielétrico do capacitor. O fato é que se uma pequena quantidade de corrente existe, isto implica que a resistência do dielétrico é de um valor finito, embora grande. Um capacitor imperfeito pode ser representado pela Figura 8, na qual, R_p denota a resistência do dielétrico. Para capacitores de alta qualidade, o valor de R_p é extremamente alto, vários megaohms. Para certos capacitores eletrolíticos, o valor de R_p deve ser tão baixo quanto um décimo de megaohm.

Durney (1985) afirma que tomando o modelo de capacitor ilustrado na Figura 8, ocorre dissipação de energia (conversão em calor, portanto, perda) na resistência, que pode ser representada após a carga completa do capacitor, ao se medir a tensão no resistor (V_p), e com o valor da resistência se pode mensurar a resistência de fuga do capacitor (R_p), somente pela relação

$$R_p = \frac{V_p}{I_p}. \quad (22)$$

Para teste de consistência, Durney (1985) recomenda fazer o produto $R_p \cdot I_p$ que deve estar perto do valor de tensão da bateria. A Figura 8 contém o capacitor imperfeito com a corrente, I_p , a resistência, R_p , e a tensão, V_p .

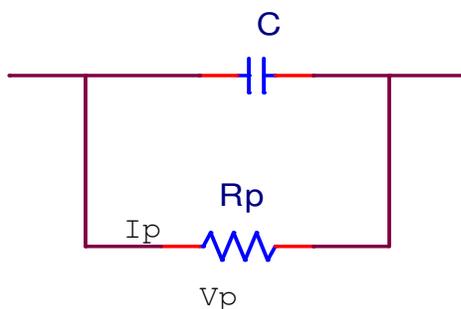


FIGURA 8 - Representação de capacitor imperfeito.

2.4.6 Relação tensão e corrente

Ao conectar um capacitor através de uma tensão alternada, as placas do capacitor carregam alternadamente e descarregam em degrau com a tensão aplicada. A forma de onda senóide nas placas é essencialmente a mesma que a da tensão da fonte, exceto pela diferença de fase. Os ciclos de carga e descarga ocasionam um salto de elétrons que constituem uma corrente alternada que pode ser medida por um multímetro em série com o capacitor. Como a taxa de carga e descarga aumenta, o salto dos elétrons aumenta e resulta no aumento da corrente. Assim, a corrente tem relação direta com a frequência de carga e descarga. Com o aumento da frequência da tensão aplicada, a corrente no circuito também aumenta (HICKEY, 1961).

2.5 Transdutores

É provável que a área mais útil da eletrônica envolva a manipulação de dados de um processo industrial ou de um experimento científico. De forma geral, transdutores são dispositivos que convertem alguma grandeza física (tal como temperatura, ou nível de iluminação, para tensão ou alguma outra grandeza elétrica) e são usados para gerar sinais que podem ser manipulados por circuitos eletrônicos, quantificados por conversores analógicos digitais, e analisados por computadores. Se o sinal procurado está mascarado por algum ruído ou interferência poderosa, técnicas de filtragem de faixa estreita, tais como: média do sinal, escalonamento multicanal e análise de espectro podem recuperar um sinal procurado. Finalmente, os resultados de tais medidas físicas podem ser usados para controlar o experimento ou mesmo o processo com controle *on-line*, usualmente provido por um pequeno computador ou microprocessador dedicado a esta tarefa (HOROWITZ; HILL, 1989).

Assim como Partridge (1958), Dally, Riley e McConnell (1993) relatam que transdutores são dispositivos que transformam uma forma de energia em outra, e que as condições de entrada dependem inteiramente do sistema não elétrico a ser estudado. Deslocamento, aceleração, velocidade, tempo, temperatura, luz, pressão, radioatividade, massa, peso, pH, salinidade, quase tudo que pode ser citado pode ser acoplado a um instrumento elétrico por intermédio de um transdutor adequado.

Em algumas situações, a quantidade que se deseja medir é uma grandeza elétrica; exemplos são: impulsos nervosos (voltagem), condutividade da água do mar (resistência),

fluxo de partículas carregadas (corrente), etc. Nestes casos, técnicas de medição tendem a ser relativamente simples, com a maioria das dificuldades localizada em torno do tipo de eletrodo de coleta a usar e como manusear os sinais, uma vez que tenham sido coletados. Pode-se encontrar impedância muito alta ou sinais de pequena amplitude (e.g., com microeletrodos) ou/e correntes geradas por decaimento da radiação (HOROWITZ; HILL, 1989).

3 MATERIAL E MÉTODOS

3.1 Desenvolvimento do sensor capacitivo

O processo de desenvolvimento do sensor seguiu através da escolha de alternativas práticas e eficientes. Dessa maneira, primeiramente, utilizou-se um cabo de cobre de um condutor (6 mm de diâmetro) do tipo utilizado em instalações elétricas com cobertura de PVC anti-chama. Entretanto, ao inseri-lo no solo, verificou-se que a distância entre os cabos não se manteve constante e que os mesmos sofreram deformações.

Optou-se, então, pela placa de cobre de 2 mm de espessura, entretanto, devido à maleabilidade da placa, trocou-se por uma placa menos susceptível à deformação, de fibra de vidro, do tipo utilizada para fabricar placas de circuitos eletrônicos, com uma face em fibra, e a outra coberta por uma fina camada de cobre. As placas paralelas possuíam, como material dielétrico, o solo, como o apresentado na Figura 9. A distância foi mantida constante por meio da fixação de quatro parafusos laterais. A saída eletrônica do sensor foi conectada a um contador digital. O esboço presente na Figura 9 mostra a forma das placas. A forma pontiaguda foi escolhida para facilitar a penetração da placa no solo. O circuito eletrônico foi instalado sobre a placa, tanto para diminuir a capacitância inerente aos cabos como para facilitar o manuseio.

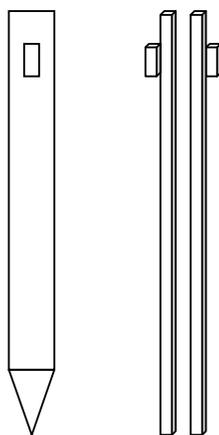


FIGURA 9 - Vista frontal e lateral do sensor capacitivo.

Foram realizados vários testes com diversas placas, de tamanhos e formas diferentes, até se alcançar o tamanho e a forma atual. Os testes foram realizados no Laboratório de Mecânica e Eletrônica do Departamento de Engenharia Agrícola (DENA), da

Universidade Federal do Ceará (UFC), onde foram confeccionadas as placas. O volume de solo usado para o estudo não foi muito grande: utilizou-se 2 dm^3 , aproximadamente, pois a influência da constante dielétrica no solo é limitada a alguns centímetros ao redor das placas (ROSNY et al., 2001).

A isolação das placas foi necessária para simular um capacitor ideal, cuja resistência chegou à ordem de grandeza de $10^6 \Omega$. Utilizou-se um multímetro digital para medir a resistência de isolação do sensor que chegou a valores correspondentes aos dos capacitores disponíveis no mercado.

A forma e as dimensões das placas foram escolhidas após testes em reservatórios pequenos, com capacidade de 2 L, contendo solo seco e úmido. Verificou-se que a melhor forma foi a retangular. Após a escolha da forma, a área foi aumentada, gradativamente, com o intuito de conseguir uma melhor caracterização da umidade do solo, já que as dimensões das placas normalmente influenciam a capacitância.

Da Equação 16, apreende-se que quanto maior a área das placas e menor a distância, maior a capacitância, possibilitando a leitura no capacímetro e também o monitoramento da umidade em um volume maior de solo.

Após diversos testes, as placas foram confeccionadas com 152,8 mm de comprimento e 30 mm de largura, sendo a área total igual a 4.584 mm^2 .

A distância entre as placas, inicialmente de 2 mm, mostrou-se inapropriada por deformar o solo e por não possibilitar volume de solo suficiente entre as placas, impossibilitando a obtenção de leituras satisfatórias do sensor. A fim de minimizar estes efeitos, aumentou-se a distância entre as placas (chegando a 5 mm).

As placas de fibra de vidro recobertas com cobre foram cortadas e fixadas com quatro parafusos e quatro porcas na porção superior do sensor, os quais não estavam em contato com o solo. As porcas entre as placas garantiram o espaçamento. Contudo, a isolação continuou sendo um grande entrave, que somente foi solucionado com a aplicação de uma fina camada de resina. Contudo, mesmo com a aplicação da resina, a isolação não foi suficiente, pois as placas não ficaram equidistantes e a secagem foi lenta. Neste momento, optou-se por um eletrodo isolado por verniz bi-componente, pois além de ter possibilitado uma secagem rápida, a isolação e a viscosidade do verniz mostraram-se melhores que as da resina. Foi removida a camada de cobre da área na qual foram fixados os parafusos, para não proporcionar condução, já que os parafusos e porcas eram de cobre. Na Figura 10, observam-se a configuração da placa e o sensor instalado na mesma. O processo e o material utilizado na fabricação da placa estão descritos no Anexo A.

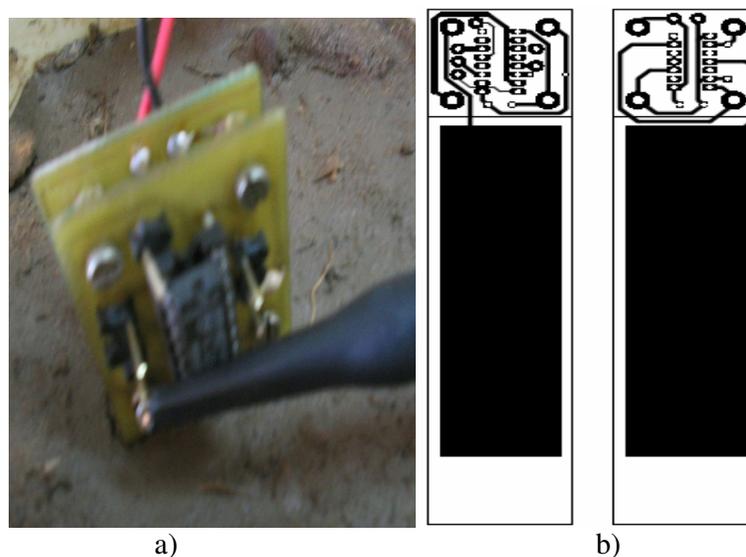


FIGURA 10 - Representação do sensor capacitivo: a) instalado em placa de circuito impresso e b) layout da placa.

3.2 Circuito eletrônico

O circuito eletrônico propõe-se a fazer medições de umidade do solo da forma mais simples e direta possível. O circuito do sensor capacitivo é composto de um oscilador, cuja frequência é definida pelo sensor capacitivo de entrada. O primeiro circuito impresso constituiu-se somente do sensor, um CI (Circuito Integrado) 74LS14 (Inversor *Schmitt-Trigger* com seis saídas), que se constitui de seis *buffers* com ação gatilhável *Schmitt*, capazes de transformar entradas de sinais pouco definidas em sinais de saída bem definidas, sem variação de atraso (*jitter*). Um contador de pulsos TC4040BP (contador/divisor de frequência de ondulação de 12 estágios com “vai um”) (TOSHIBA, 2004) foi utilizado, no entanto as respostas apresentaram-se muito discrepantes e pouco consistentes. Esse fato deveu-se à sensibilidade do gatilhável *Schmitt* a ruídos e ao fato de que a frequência medida foi maior que a capacidade de leitura do CI mencionado. Apesar de simulação prévia, usando o Programa *Orcad Capture (Pspice)*, os testes do oscilador foram insatisfatórios ao ser confeccionada a placa de circuito impresso, pois as respostas foram muito susceptíveis a ruídos. Foram realizados testes com outros circuitos integrados para a implementação do oscilador RC, todavia chegou-se à conclusão de que os multivibradores mais comumente usados (555 e seus variantes, dentre outros) não proporcionaram respostas satisfatórias. Optou-se pelo CI 74LS122N (Multivibrador Monoestável Regatilhável), como mostrado na Figura 11.

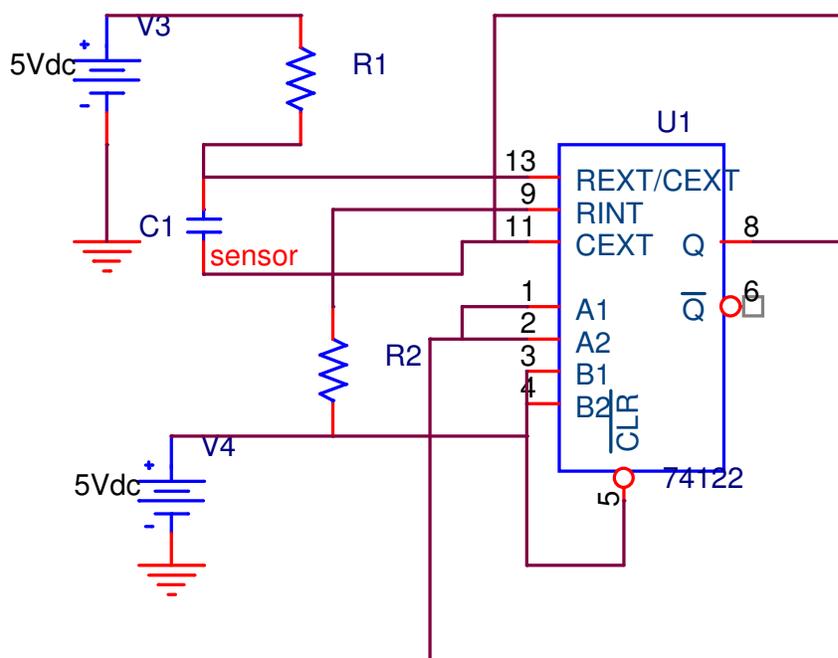


FIGURA 11 - Circuito oscilador usando 74LS122.

A visualização da Figura 11 mostra o circuito oscilador com o 74LS122N no *Orcad* para simulação, onde A1, A2, B1 e B2 são as entradas do CI. As duas primeiras foram conectadas ao capacitor para que fossem ativadas as saídas, e as duas últimas foram colocadas em nível alto ($V_{cc} = 5\text{ V}$) para que não interferissem na saída, de acordo com o especificado na tabela verdade fornecida pelo fabricante. O C1 é o sensor propriamente dito, a ligação ao conjunto de placas; Q e \bar{Q} são as saídas não-invertida e invertida do oscilador (a saída Q foi a entrada para um gerador de pulsos), respectivamente. O \bar{CLR} (*clear* - limpa tudo) do circuito foi ligado ao V_{cc} para que não atuasse em nenhum momento, pois é habilitado, por padrão, em nível lógico baixo. Usou-se a saída do oscilador como entrada para o relógio do divisor de frequência, o TC4040BP, que era ativado na descida do pulso, ou seja, quando se dava a descarga do capacitor. Isto proporcionou uma divisão da frequência por dois, já que foi utilizada a saída menos significativa, Q1. De forma alternativa, em um dos três sensores foi usado o HEF4040B (contador binário de 12 estágios) (NXP SEMICONDUCTORS, 2004), cuja entrada de relógio era a saída do sensor capacitivo, similar ao TC4040BP.

A alimentação fornecida ao circuito, na simulação, foi de 5 V; entretanto, quando posto em operação, foram utilizados 6,65 V, devido à limitação do TC4040BP no que diz

respeito à melhor visualização da saída, tanto no osciloscópio quanto no contador de frequência, o que não ocorreu com o HEF4040B.

Primeiramente, optou-se pela separação entre placa e circuitos, contudo devido aos ruídos e à capacitância inerente aos fios, como citado por Ruth (1999), foi acoplado o circuito eletrônico ao sensor, propriamente dito, formando um conjunto único.

As saídas do sensor foram analisadas utilizando-se um osciloscópio analógico/digital BK Precision e um contador de pulsos digital BK Precision. O multímetro foi empregado no teste de continuidade dos pontos das placas, na verificação da resistência de isolamento do capacitor e na verificação da tensão de alimentação, disponibilizada pela fonte de tensão e a tensão de saída do circuito RC.

O diagrama esquemático do sensor capacitivo, com todos os componentes instalados, é apresentado na Figura 12.

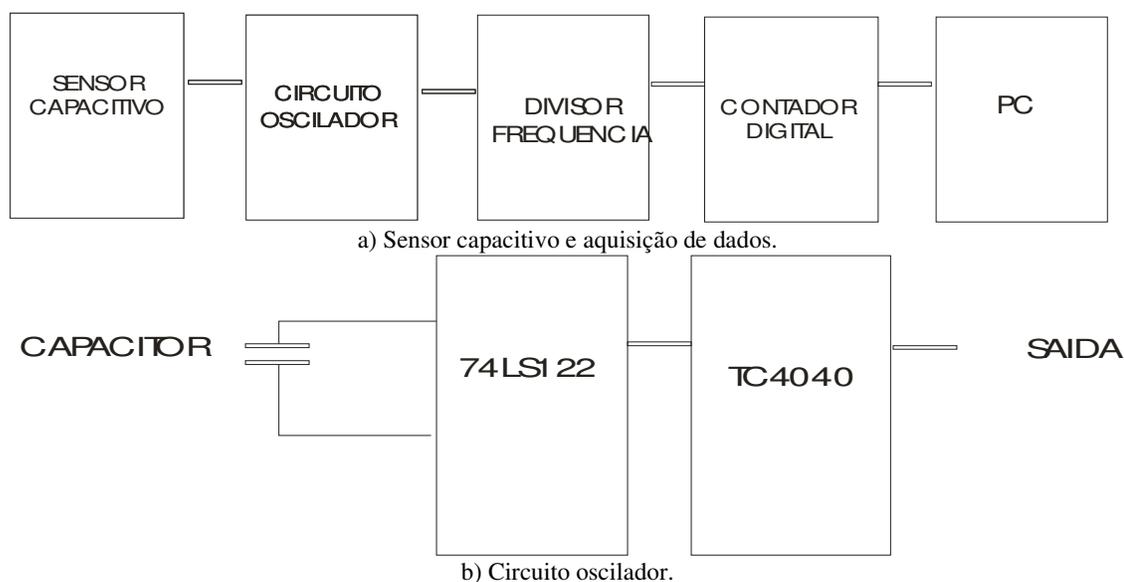


FIGURA 12 - Diagrama funcional do sensor capacitivo.

3.2.1 O circuito integrado utilizado (74LS122)

O 74LS122 é um CI da família TTL (Transistor-Transistor Lógico) que funciona como multivibrador monoestável gatilhável. A Texas Instruments[®], fabricante do 74LS122, especifica na folha de dados do produto que a resistência externa utilizada não deve ultrapassar 50 k Ω , e que a duração do pulso deve ser, no mínimo, 40 ns, não restringindo a

capacitância de entrada, o que é bastante útil, pois a capacitância das placas não está limitada. A equação para o cálculo da largura do pulso encontra-se abaixo:

$$t_w = KR_i C_{ext} \cdot \left(1 + \frac{0,7}{R_i}\right), \quad (23)$$

onde t_w é a largura do pulso, K é igual a 0,32 para o CI 74LS122, R_i é a resistência interna ou externa do temporizador, e C_{ext} é o capacitor externo (pF). Toma-se

$$f = \frac{1}{T}, \quad (24)$$

sendo f , a frequência (Hz) e T , o período (s). Então, a frequência será dada por

$$f = \frac{1}{t_w}. \quad (25)$$

Para o cálculo do valor da capacitância, procede-se usando a equação abaixo e conhecendo a largura do pulso, por intermédio do osciloscópio. Tomando-se os valores e usando-se os dois dielétricos, ar e água, os valores ficaram na faixa de 100 a 685 ns, aproximadamente. Resultou em capacitâncias na faixa de

$$C_{ext} = 685\text{ns} \cdot 0,32^{-1} \cdot 10\text{k}^{-1} \cdot \left(1 + \frac{0,7}{10\text{k}}\right)^{-1} = 214 \text{ pF} \quad (26)$$

e

$$C_{ext} = 100\text{ns} \cdot 0,32^{-1} \cdot 10\text{k}^{-1} \cdot \left(1 + \frac{0,7}{10\text{k}}\right)^{-1} = 31,24 \text{ pF}. \quad (27)$$

Os valores acima citados são condizentes com a curva característica para resistências na faixa de 5 k a 50 k Ω fornecida pela Texas Instruments[®] e representada na Figura 13.

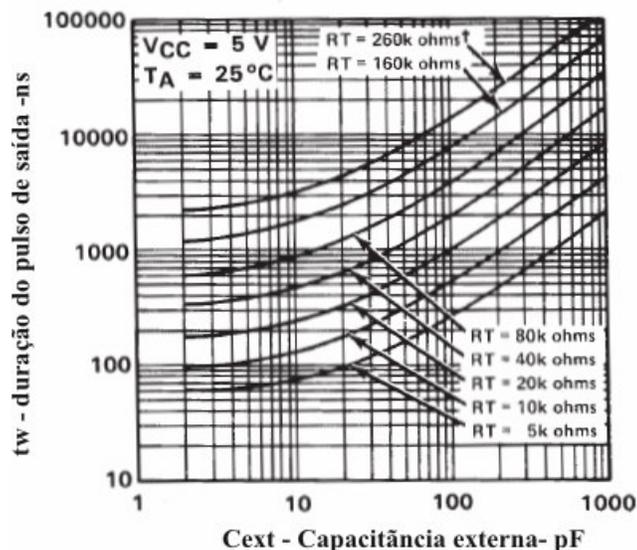


FIGURA 13 - Saída típica da duração do pulso versus capacitância. Fonte: Texas Instruments (2005).

O gráfico da Figura 13 apresenta as curvas típicas de largura de pulso de saída em função da capacitância para cada resistência interna, R_i . A resistência externa empregada na confecção da placa de circuito impresso foi 10 k Ω . Dessa forma, verificou-se que a saída do oscilador estava condizente com as especificações do fabricante e com os valores de frequência de 1 MHz, aconselhados por Ruth (1999). Usou-se um CI cuja frequência de operação máxima foi de 25 MHz e a capacitância que, apesar de não ser exatamente igual ao especificado, não foi mais influenciada pela capacitância dos fios, necessitando somente de calibração, a fim de obter-se uma relação mais precisa do comportamento do sensor no solo.

3.3 Calibração

Na calibração do sensor, utilizaram-se instrumentos como célula de carga, balança, fonte regulável, termômetro, sistema de aquisição de dados e um contador digital. Dois sistemas foram utilizados: Sistema 1 - contendo um sensor individualmente em uma coluna de solo de 211,78 cm³ e o Sistema 2 - contendo três sensores em uma caixa com 54.060,00 cm³ de solo. Em ambos os sistemas, o método gravimétrico foi utilizado para a calibração dos sensores.

No primeiro sistema, a placa com o sensor foi instalada dentro de uma amostra de solo, que se encontrava dentro de um tubo de PVC (2") de 26,4 cm de altura (211,78 cm⁻³ de

volume). O solo utilizado foi proveniente da área externa ao Laboratório de Hidráulica e Irrigação, cuja classificação é Podzólico-Vermelho-Amarelo, equivalente eutrófico (LEÃO, 2004). O solo, cuja textura é franco-argilosa-arenosa, foi seco ao ar, destorroado e peneirado em malha de 2 mm de diâmetro, e foi disposto de forma a atingir a densidade global de $1,66 \text{ g}\cdot\text{cm}^{-3}$ e a porosidade do solo de 37,6 %. A princípio, o tubo de PVC com o solo foi imerso num vasilhame com água, visando à saturação do mesmo, através da ascensão da água por capilaridade, uma vez que o fundo do tubo fora fechado com uma manta permeável, apenas para reter o solo em seu interior. Após a saturação do solo dentro do tubo de PVC, o sistema foi pesado e colocado sobre uma lata de alumínio para que, aos poucos, a água da amostra fosse perdida por drenagem e por evaporação.

Foram realizadas pesagens diárias da amostra de solo. Foi utilizada uma balança eletrônica de precisão Marte[®], com microprocessador, tara subtrativa, mostrador digital de cristal líquido, indicador de estabilidade de leitura, indicador de capacidade, com possibilidade de pesagem em quatro unidades de massa (g, kg, dwt e lb), pesagem por suspensão (peso específico e densidade) e ajuste da balança ao ambiente de trabalho. A faixa de operação é de 10 a 40 °C, sendo a tensão de trabalho 110 V ou 220 V, com tolerância de $\pm 10 \%$ e frequência de 60 Hz, cuja carga máxima é 2 kg e a carga mínima, 0,5 g (MARTE, 2005). A visualização da Figura 14 exhibe a configuração do sensor dentro do tubo sendo pesado pela balança.

Após a secagem completa do solo, a massa úmida foi pesada e submetida à secagem na estufa a temperaturas que variaram de 105 a 110 °C por 24 horas, até atingir um peso constante. Para determinação da umidade do solo, subtraiu-se a massa do solo seco da massa úmida e dividiu-se o resultado pela massa seca. O método gravimétrico é moroso (LEY et al., 1994 apud COELHO, 2003), pois necessita de 24 horas para fornecer o valor da umidade e, ainda, requer estufa e balança de precisão; entretanto, é adotado como padrão por necessitar de instrumentação simples e prover grande precisão, limitada pela precisão da balança.

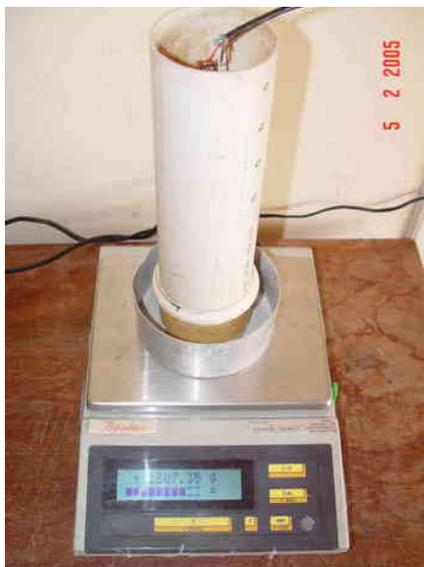


FIGURA 14 - Sensor instalado em tubo de PVC de 2" preenchido com solo.

No Sistema 2, se utilizou uma caixa contendo solo proveniente da FAZENDA EXPERIMENTAL VALE DO CURU do Centro de Ciências Agrárias (CCA) da UFC, com as seguintes características: textura franco-arenosa (5 % de areia grossa, 61 % de areia fina, 24 % de silte e 10 % de argila), seco ao ar, destorroado e peneirado em malha de 2 mm de diâmetro. A caixa foi preenchida, primeiramente, com uma camada de brita e areia grossa de diâmetro superior a 2 mm e densidade de $1,3 \text{ g}\cdot\text{cm}^{-3}$. No topo da areia, foram depositadas camadas de solo de forma a se manter uma densidade do solo de, aproximadamente, $1,4 \text{ g}\cdot\text{cm}^{-3}$ (COELHO, 2003). O solo foi saturado uniformemente com 21,5 litros de água destilada. Após a drenagem do excesso de água, os três sensores foram instalados. Na Figura 15, consta a instalação dos três sensores na caixa contendo o solo mencionado acima.

A caixa contendo solo e sensores foi instalada em um dos lados de uma balança de braço. A balança de braço (Figura 16) foi feita em estrutura de ferro com os principais componentes e forças atuantes, em que: 1 – sistema de eixos, mancais e rolamentos, 2 – contrapeso, 3 – tubo de acrílico para acondicionamento da coluna de solo, 4 – célula de carga, L1 e L2 – distâncias em relação ao ponto central do perfil superior, W1 e W2 – forças atuantes. Como sensor para a balança, foi utilizada uma célula de carga com carga máxima de 20 kg.

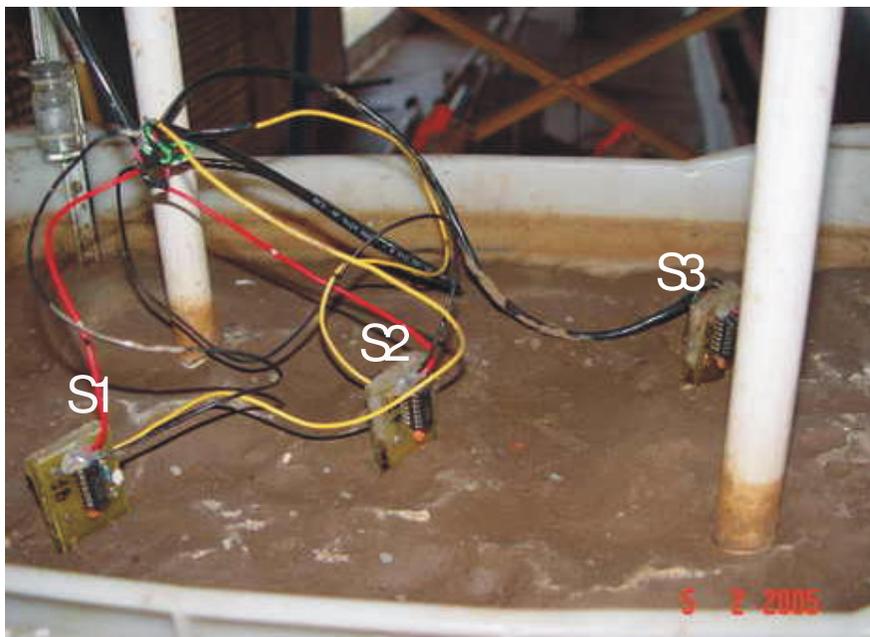


FIGURA 15 - Três sensores capacitivos instalados em caixa contendo solo suspenso em estrutura de ferro para ser calibrada usando a célula de carga.

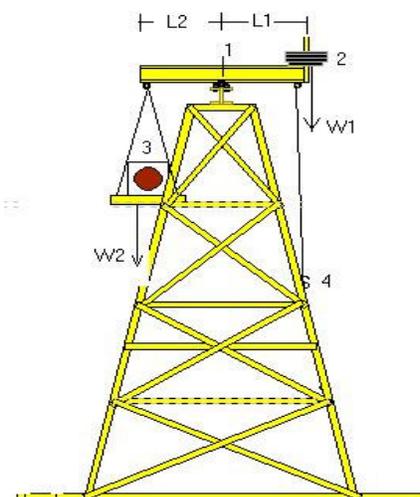


FIGURA 16 - Desenho esquemático da balança de braço. Fonte: Leão (2004).

Uma fonte de computador foi modificada para fornecer uma tensão de 6,5 V e alimentar os três sensores instalados na caixa. Um contador digital foi utilizado para medir a resposta dos sensores. Foi utilizado, ainda, um termômetro de mercúrio com precisão de 0,2 °C para o monitoramento da temperatura.

3.4 Sistema de aquisição de dados no Sistema 2

A célula de carga foi acoplada a um amplificador instrumental (AMP), cuja principal função foi aumentar o ganho do sinal de entrada diferencial e rejeitar o ruído do modo comum, permitindo que a célula de carga, representada pela Ponte de Wheatstone (Figura 17) transformasse o sinal de desbalanceamento dos extensômetros em um sinal de tensão de maior grandeza. O sistema requereu dados de temperatura para ser calibrado, os quais foram coletados. A tensão V_g é a saída da célula de carga.

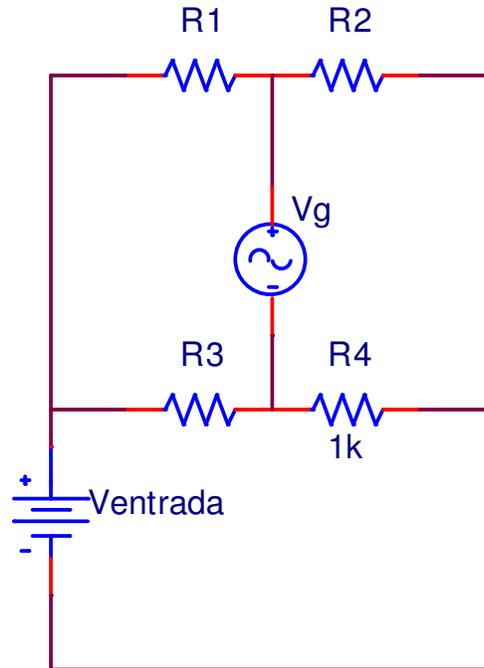


FIGURA 17 - Desenho esquemático de uma ponte de Wheatstone.

Usando-se a Lei de Ohm ($V = R \cdot I$) e as Leis de Kirchoff, tem-se

$$V_g = V_{AB} - V_{AD} = I_1 R_1 - I_2 R_4 \quad (28)$$

e

$$V_{ABC} = I_1 \cdot (R_1 + R_2). \quad (29)$$

Sendo

$$V_{ADC} = I_2 \cdot (R_4 + R_3), \quad (30)$$

então

$$V_g = \left(\frac{V_{ABC}}{R_1 + R_2} \right) \cdot R_1 - \left(\frac{V_{ADC}}{R_4 + R_3} \right) \cdot R_4. \quad (31)$$

Como $V_{ABC} = V_{ADC} = V_{in}$, logo

$$V_g = \frac{R_1 R_3 - R_2 R_4}{(R_1 + R_2) \cdot (R_4 + R_3)} \cdot V_{in} \quad (32)$$

A saída da célula de carga é o sinal de entrada do amplificador instrumental, representado na Figura 18.

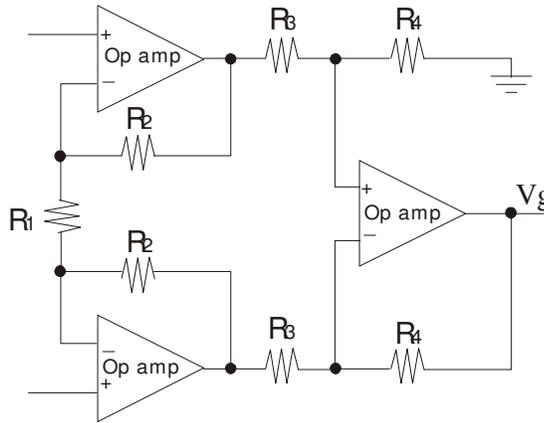


FIGURA 18 - Representação do amplificador instrumental.

A equação do amplificador é dada por

$$V_{saída_amp} = G \cdot (V_2 - V_1), \quad (33)$$

onde $V_{saída_amp}$ é a tensão de saída do amplificador instrumental, G é o ganho do amplificador, V_2 é a maior tensão de entrada no CI do amplificador, e V_1 é a menor tensão de entrada no CI do amplificador. Sendo

$$G = \frac{R_4}{R_3} \cdot \left[1 + \frac{2R_2}{R_1} \right], \quad (34)$$

R_1 , R_2 , R_3 e R_4 são as resistências utilizadas no AMP Instrumental. Tomando-se $R_1 = 380 \Omega$; $R_2 = R_3 = R_4 = 47 \text{ k}\Omega$, obtém-se um ganho de tensão de 248,36.

O CI utilizado foi o LM324 (Quádruplo Amplificador de baixa potência) da National Semiconductor® (NATIONAL SEMICONDUCTOR, 2004), com quatro amplificadores operacionais de alto ganho, compensados, projetados especificamente para operar com uma única fonte de tensão a uma ampla faixa de tensões. Apenas três desses amplificadores foram utilizados para implementar o AMP Instrumental. A aplicação principal deste CI é na área de amplificação de transdutores, o caso do *strain gage*, cuja saída máxima é 20 mV, passando a uma tensão máxima de 4,97 V, após a amplificação, com os resistores definidos como na Figura 19.

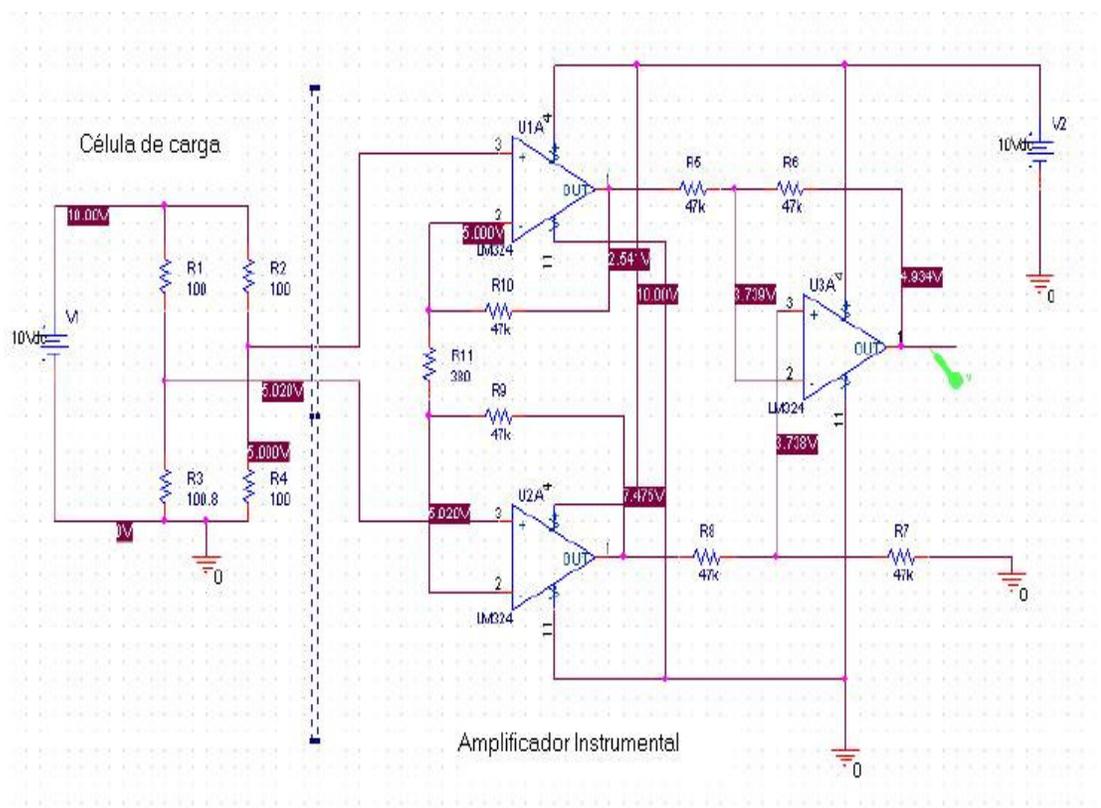


FIGURA 19 - Simulação no PSpice/Orcad da célula de carga e do amplificador instrumental. Fonte: Leão (2004).

Foi utilizado um sistema de aquisição já existente; os dados serviram para, posteriormente, se chegar à curva de calibração para o sensor em questão, tomando como base, a célula de carga de um experimento anterior, cuja curva de calibração já era conhecida. Os elementos que compuseram o sistema de aquisição foram: uma placa modelo TD40 da empresa TERN[®] (TERN, 2004), com um conversor analógico-digital (Conversor A/D) de 12 bits e 11 canais; um microcontrolador (AMD 188) e, finalmente, um PC (Figura 20).

Os sinais advindos da célula de carga foram recebidos pelo Conversor A/D que, após a conversão, foram enviados ao microcontrolador que, programado em linguagem C (Anexo C), enviou-os ao microcomputador através de uma porta serial para exibição, em tempo real, dos valores na base decimal, os contadores. Com o Conversor A/D de 12 bits, tornou-se possível a obtenção de um número máximo de 4096 contadores (0 a 4095) em cada canal da placa de aquisição de dados. Os dados brutos foram apresentados no monitor, em tempo real, para controle visual por parte do operador e registro das ocorrências. Os dados foram coletados a uma frequência de 3 Hz e gravados em arquivo de texto para processamento posterior. Foi monitorado somente um canal, o da célula de carga (LEÃO, 2004).

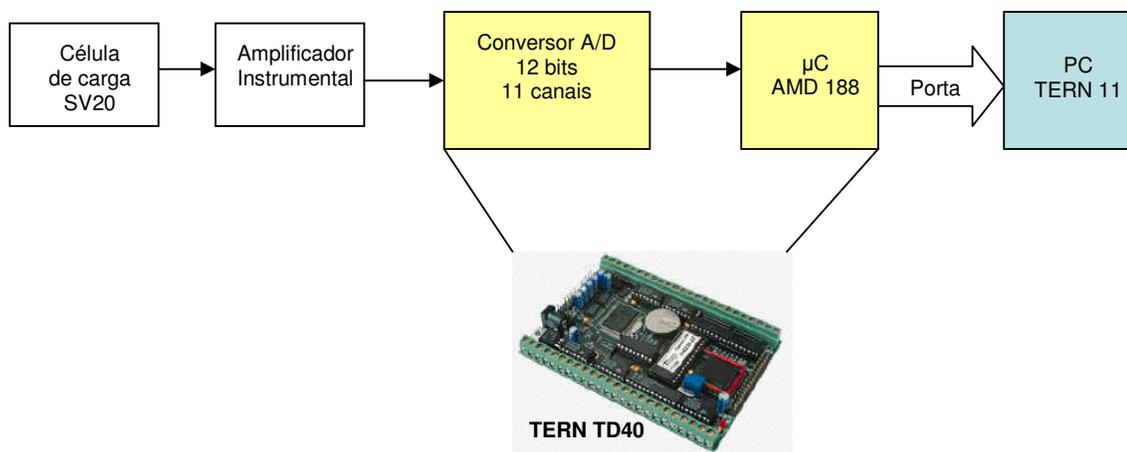


FIGURA 20 - Sistema de aquisição de dados composto de célula de carga SV20 e de placa de aquisição de dados.

3.5 Efeito da temperatura sobre a resposta do sensor

O efeito da temperatura foi monitorado por meio de um termômetro de mercúrio de 0 a 50 °C, com precisão de 0,2 °C. Juntamente com a coleta de dados do contador de frequência e da balança, foram feitas leituras diárias de temperatura ambiente a fim de monitorar o efeito da temperatura na resposta do sensor.

Conforme Dean, Bell e Baty (1987), a temperatura muda a geometria dos eletrodos e, por isso, deve ser monitorada constantemente, pois a temperatura do ambiente pode afetar a umidade do solo e, conseqüentemente, a capacitância medida, necessitando-se observar qual a natureza dessa relação.

O efeito da variação da temperatura ambiente nos sensores capacitivos foi também avaliado através do monitoramento das leituras, durante um dia, em intervalos de uma hora com três repetições. Para efeito comparativo, os valores das respostas dos sensores capacitivos S1, S2 e S3, da célula de carga C e do termômetro foram normalizados entre 0 e 1

pela expressão: $\left(\frac{\text{valor} - \text{mínimo}}{\text{máximo} - \text{mínimo}} \right)$.

3.6 Célula de carga

A célula de carga é um transdutor de força simples constituído de um elemento elástico (fabricado em duro alumínio) e de extensômetros de resistência elétrica, que transformam as deformações mecânicas em sinal elétrico. Para se obter um sinal proporcional

à intensidade da solicitação, os extensômetros são ligados em um circuito tipo ponte de Wheatstone, e no processo de fabricação, a calibração da mesma é executada através do método da utilização de peso morto (ALFA INSTRUMENTOS, 2005). São desenvolvidos a partir de uma folha metálica, ultrafina, termicamente tratada e quimicamente ligada a uma fina camada dielétrica (LEÃO, 2004).

A célula de carga possui uma versatilidade de aplicações na engenharia civil e metalúrgica, que a torna bastante atrativa. O sensor de força ou de pressão constitui-se em uma estrutura mecânica programada para deformar-se dentro de certos limites. O extensômetro elétrico é um resistor elétrico composto de uma finíssima camada de material condutor, depositado sobre um composto isolante (STRAIN GAGE, 2004).

Segundo Partridge (1958), o princípio de funcionamento do extensômetro é que se os fios são levemente submetidos a uma deformação, sua resistência aumenta, caso seja uma compressão, produz uma diminuição na resistência. Como dito anteriormente, colocando-a como uma das pontas da ponte de Wheatstone, a saída da ponte será função da elongação ou da compressão do fio. A sensibilidade do extensômetro às deformações mecânicas é expressa pelo fator do extensômetro (S) definido pela Equação 35,

$$S = \frac{\frac{dR}{R}}{\frac{dL}{L}}, \quad (35)$$

onde S é o fator do extensômetro, R é a resistência nominal, e L é o comprimento do fio. Valores habituais de S são pouco maiores que 2, e os de R , na maioria dos casos, são iguais a 120 Ω .

A calibração do sensor capacitivo foi realizada usando-se valores obtidos através do sistema com o uso de uma célula de carga. As características da célula de carga empregada (SV20 – Tração-Compressão da ALFA Instrumentos®) encontram-se na Figura 21 e na Tabela 2.



FIGURA 21 - Célula de carga do tipo SV da ALFA Instrumentos[®] utilizada na calibração. Fonte: ALFA Instrumentos (2005).

TABELA 2 - Características da célula de carga SV20.

Características	Valores
Capacidade Nominal (kg)	20
Material	Alumínio anodizado
Sensibilidade (mV/V)	2 ± 10 % (± 0,1 % opcional)
Erro combinado % saída nominal	< 0,03
Creep à capacidade nominal (% saída nominal)	20 minutos: < 0,03 8 horas: < 0,05
Zero inicial (% saída nominal)	± 1
Temperatura de trabalho útil (°C)	- 5 a + 60
Temperatura de trabalho compensada (°C)	0 a + 50
Erro excentricidade conforme OIML	> 5000 div.
Efeito da temperatura (ppm/°C da saída nominal)	No zero: < 30 na calibração: < 10
Máx. sobrecarga s/ alterações (% capacidade nominal)	150
Sobrecarga de ruptura (% capacidade nominal)	300
Excitação VCC ou VCA	máxima: 15 recomendada: 10
Resistência elétrica entrada (Ohms)	405 ± 10
Resistência elétrica saída (Ohms)	350 ± 1
Resistência de isolamento (50 VCC máx.) (Megaohms)	> 5000
Deflexão máxima mm a capacidade nominal	< 0.5
Grau de proteção (IEC 529)	IP67

Fonte: ALFA Instrumentos (2005).

3.7 Monitoramento dos Sistemas 1 e 2

Na calibração com a célula de carga, os dados foram lidos, diariamente, quatro vezes ao dia (08:00, 11:00, 14:00 e 17:00 h), totalizando um número de 36 leituras diárias para cada sensor, pois em cada horário foram feitas três leituras a fim de calcular a média dos valores instantâneos. Na Figura 15, consta a instalação dos sensores capacitivos para calibração.

No método gravimétrico, os dados foram lidos, diariamente, quatro vezes ao dia nos mesmos horários (08:00, 11:00, 14:00 e 17:00 h), sendo feita a pesagem e a leitura da frequência com o contador de frequência. A frequência foi lida cinco vezes a cada leitura para o posterior cálculo da média.

A temperatura foi coletada na mesma quantidade das leituras dos dados; três vezes na célula de carga e uma única vez no método gravimétrico, com o intuito de verificar a influência da temperatura ambiente na resposta do sensor, instalado em dois locais diferentes, usando métodos diferentes. O total de leituras, somando as leituras dos dois sistemas, foi de quarenta leituras diárias. Para a coleta de dados de temperatura, totalizaram-se também quarenta leituras.

3.8 Teste do tempo de resposta

O tempo de resposta do sensor à variação da umidade do solo foi avaliado, utilizando-se o Sistema 1 conectado a uma placa de aquisição de dados. O solo, com uma umidade de massa de 16,7 %, foi instantaneamente inserido em um reservatório com água, para o ganho de umidade de baixo para cima, e a redução na frequência do sensor foi medida até a estabilização da leitura ocorrida com a saturação completa do solo. A fim de se obter o tempo de resposta do sensor, foi necessário utilizar um sistema de aquisição de dados capaz de medir a frequência e armazenar uma seqüência de medições. Foi utilizado, nas aquisições, um sistema de aquisição baseado em um microcontrolador e um microcomputador, conforme mostrado na Figura 22.



FIGURA 22 - Diagrama em blocos do sistema de aquisição de dados utilizado.

A placa de desenvolvimento foi programada para realizar a contagem de pulsos aplicados em um pino de entrada do microcontrolador em um intervalo fixo de 50 ms. Dessa forma, a frequência de entrada pôde ser facilmente calculada por

$$f_{ent-medida} = \frac{1}{20 \cdot contagem}. \quad (36)$$

O programa do microcontrolador ainda incluiu uma rotina para transmissão de dados, via porta serial, que foi usada para enviar os dados medidos para um microcomputador. Outro programa, executado no microcomputador, foi utilizado para realizar a aquisição e armazenamento dos dados.

Vale ressaltar que a saída do sensor não pôde ser conectada diretamente à placa de desenvolvimento, tendo em vista a limitação na frequência máxima que pode ser aplicada ao contador interno do microcontrolador. Dessa forma, para realizar o teste, a frequência do sinal do sensor foi dividida por 64 (através do CI TC4040 e do HEF4040 presentes na placa do sensor). Novamente, para se determinar a frequência real, apenas um ajuste de escala foi necessário (eq. 37):

$$f_{real} = 64 \cdot f_{medida} \quad (37)$$

4 RESULTADOS E DISCUSSÃO

4.1 Desenvolvimento do sensor

Ao analisar a saída do circuito oscilador com o osciloscópio, notou-se que a largura do pulso variou de 100 a 685 ns, colocando-se o capacitor em contato com o ar e, posteriormente, com a água, sendo a capacitância na faixa de 30 a 200 pF, respectivamente. O contador de pulsos mostrou frequências na faixa de 10 MHz a 1.459 kHz. A isolamento conseguida foi da ordem de 10^6 M Ω , lida por um multímetro *BK Precision*.

Os períodos de tempo foram lidos com o osciloscópio digital *BK Precision*. O valor da capacitância foi calculado usando a equação fornecida pela Texas Instruments® para o 74LS122 (TEXAS INSTRUMENTS, 2005).

O sensor apresentou resposta na forma de onda retangular, tanto para elevados valores de umidade do solo (Figura 23) quanto para valores reduzidos (Figura 24). A parte superior das Figuras 23 e 24 apresenta a resposta do contador digital e a leitura de frequência, enquanto a parte inferior apresenta a resposta no osciloscópio. Sendo a área total, 45,84 cm², e, 25 cm², a área útil do capacitor.

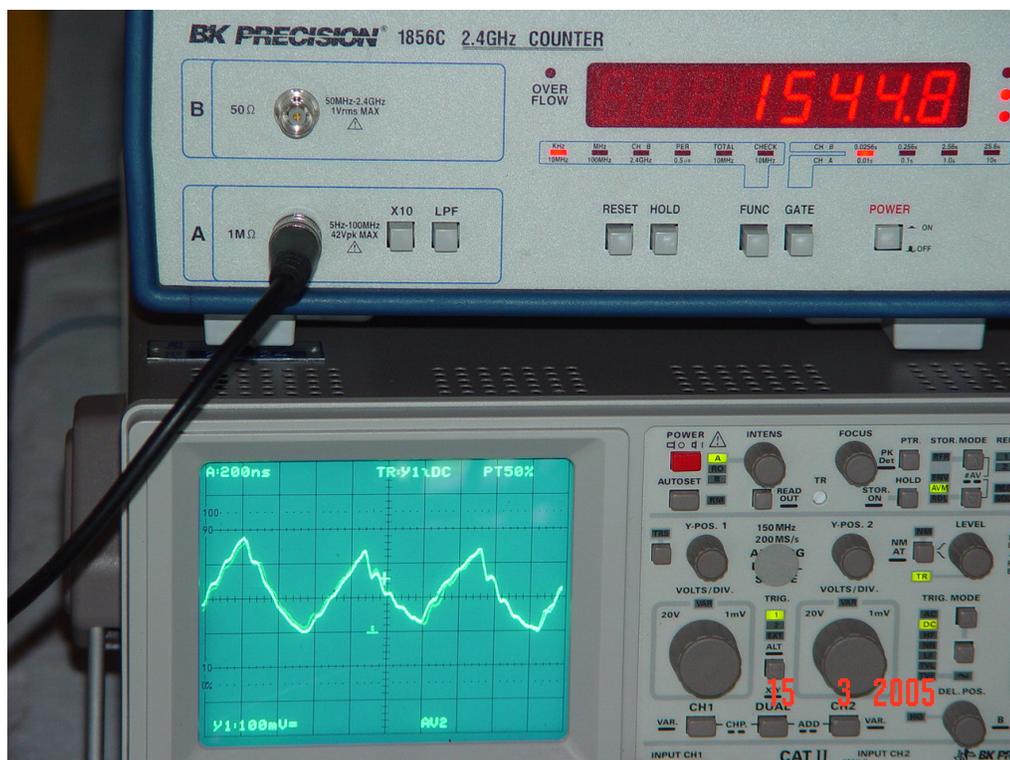


FIGURA 23 - Resposta do sensor capacitivo para solo com baixo teor de água.

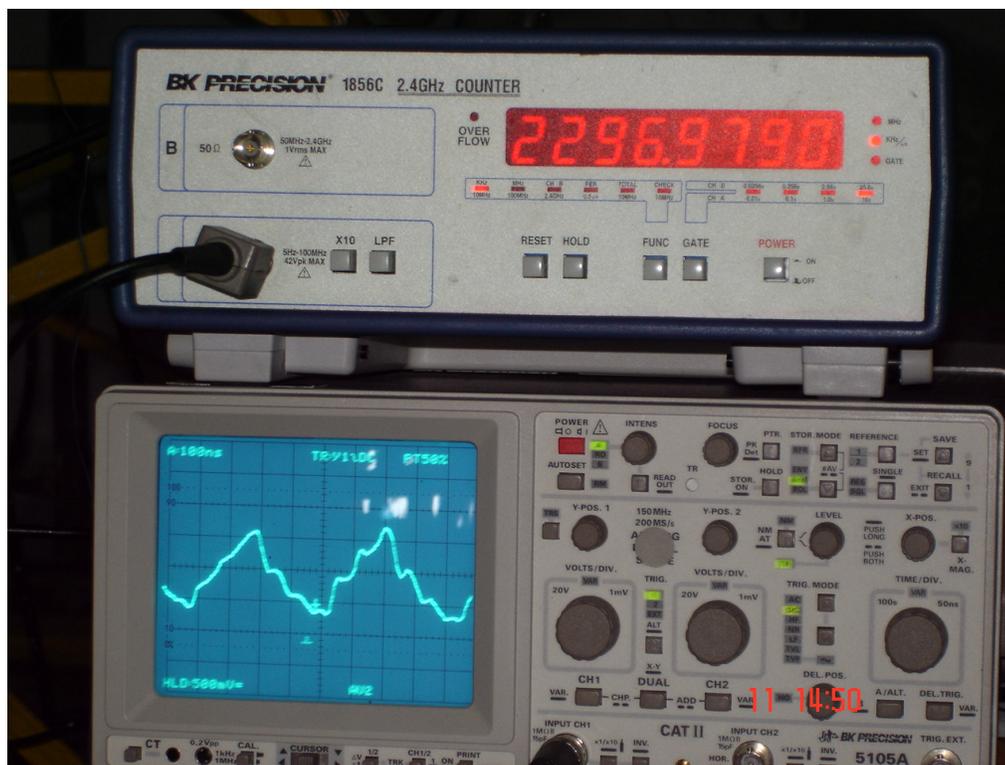


FIGURA 24 - Resposta do sensor capacitivo para solo com elevado teor de água.

4.2 Monitoramento

O resultado do monitoramento dos dados nos sensores de umidade e da célula de carga está presente na Figura 25, em que C trata-se da célula de carga; S1, do sensor 1; S2, do sensor 2 e, S3, do sensor 3.

Percebe-se que o sensor 3 apresenta um *offset* constante em relação aos sensores 1 e 2. No entanto, as três curvas são paralelas. O *offset* deve-se ao uso de dois tipos de circuitos integrados como contadores. No sensor 3, foi utilizado o HEF4040, enquanto que nos sensores 1 e 2, o TC4040.

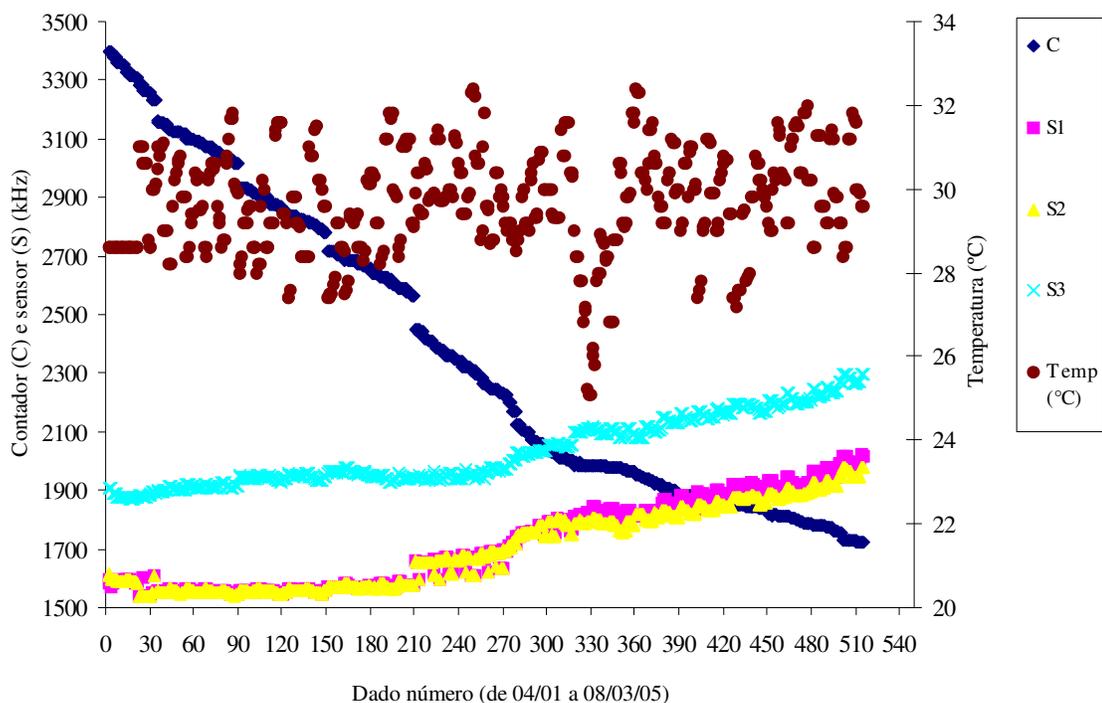


FIGURA 25 - Monitoramento da variação dos sensores capacitivos, da massa de água no solo e da temperatura ambiente.

4.3 Efeito da temperatura nos sensores

O monitoramento horário da temperatura e da resposta do sensor pode ser verificados no gráfico da Figura 26, representando valores normalizados entre 0 e 1 a fim de enfatizar as variações e uniformizar os efeitos. Verifica-se pela análise da Figura o efeito da temperatura na resposta, com o acréscimo na temperatura resultando em redução da frequência no sensor capacitivo e nenhuma variação na célula de carga. Este fato pode ser decorrente tanto do efeito da temperatura nos componentes passivos do sensor (resistores e capacitores) quanto do efeito da temperatura na constante dielétrica do sensor. A temperatura aumenta a constante dielétrica (BERTOLINI; CASSETTARI; SALVETTI, 1982), aumentando a capacitância e, conseqüentemente, reduzindo a frequência no circuito RC.

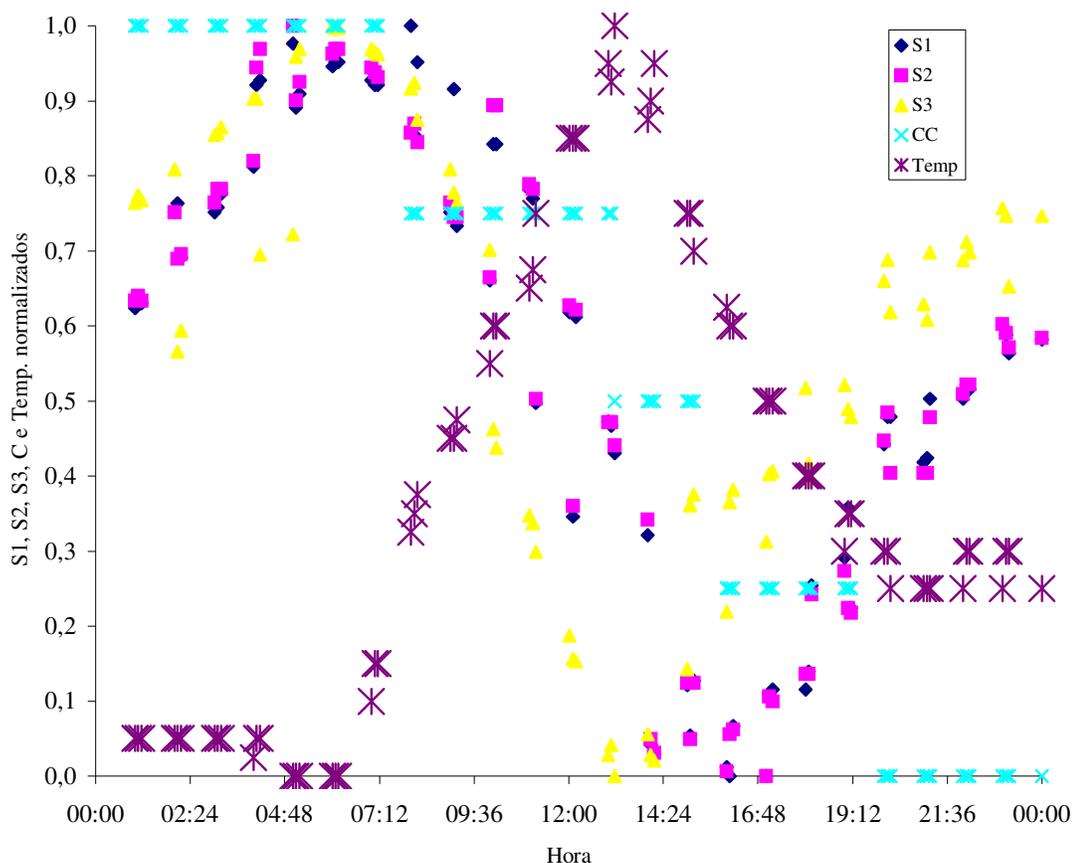


FIGURA 26 - Efeito da temperatura na resposta dos sensores.

Vale ressaltar que a variação da resposta do sensor (Fig. 26) foi da ordem de 1,2 % em relação ao valor médio, para uma variação de 13,7 % na temperatura do ar ao longo do dia, tendo sido verificados os seguintes valores médios, máximos e mínimos, respectivamente para os sensores S1, S2, S3, Célula de Carga e Termômetro: (1548,9; 1556,2; 1539,7), (1548,7; 1555,9; 1539,8), (1932,2; 1944,0; 1915,2), (2988,9; 3003,0; 2971,0), (29,1; 31,6; 27,6).

4.4 Calibração dos sensores capacitivos

Os sensores capacitivos foram calibrados para a obtenção da relação funcional entre a frequência de saída e o valor do número de contadores, adquiridos no conversor analógico digital ligado à célula de carga. O comportamento apresentou tendência polinomial, conforme apresentado na Figura 27. Este comportamento é consistente com o que foi relatado

por Topp, Davis e Annan (1980), ao estabelecerem uma equação geral para sensores do tipo TDR.

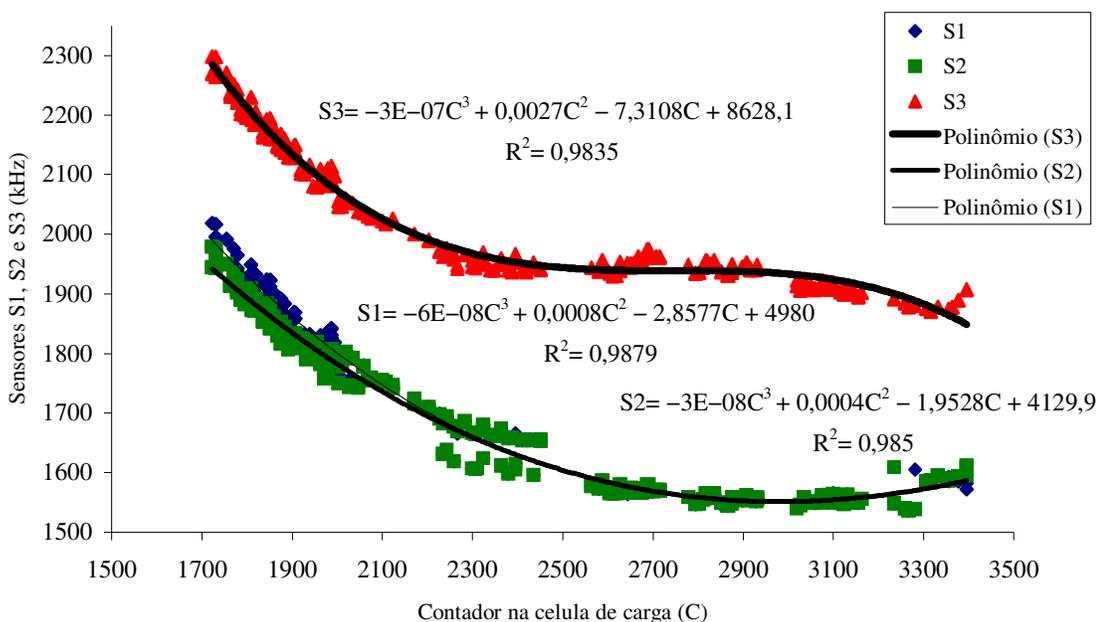


FIGURA 27 - Calibração dos sensores (S1, S2 e S3) em função da resposta na célula de carga (C).

4.5 Calibração da célula de carga

A balança de braço da unidade experimental tem célula de carga com capacidade de 20 kg. O sistema foi calibrado para a determinação da relação entre a resposta em contadores (0 a 4095 em um conversor analógico-digital de 12 bits) e a massa da água no solo. O procedimento experimental constou do acréscimo de pesos pré-calibrados quando a umidade do solo encontrava-se em valor mínimo na caixa teste.

A relação entre contadores e massa da água, encontra-se ilustrada na Figura 28, onde se pode observar a linearidade da resposta (R^2 aproximadamente igual a 1,0) expressa na seguinte equação:

$$C = 0,1738 \cdot m_w + 1691,2, \quad (38)$$

sendo m_w , a massa de água contida na amostra (g), e C , o valor de contadores (0 a 4095).

De acordo com a Figura 28, percebe-se a linearidade entre a massa e o valor apresentado pela célula de carga (coeficientes angular e linear igual a 0,1738 e 1691,2, respectivamente). O segundo coeficiente, o *offset*, representou o valor inicial do solo seco. Já

o coeficiente de correlação, próximo da unidade, comprovou a existência da forte relação de linearidade entre C e a massa.

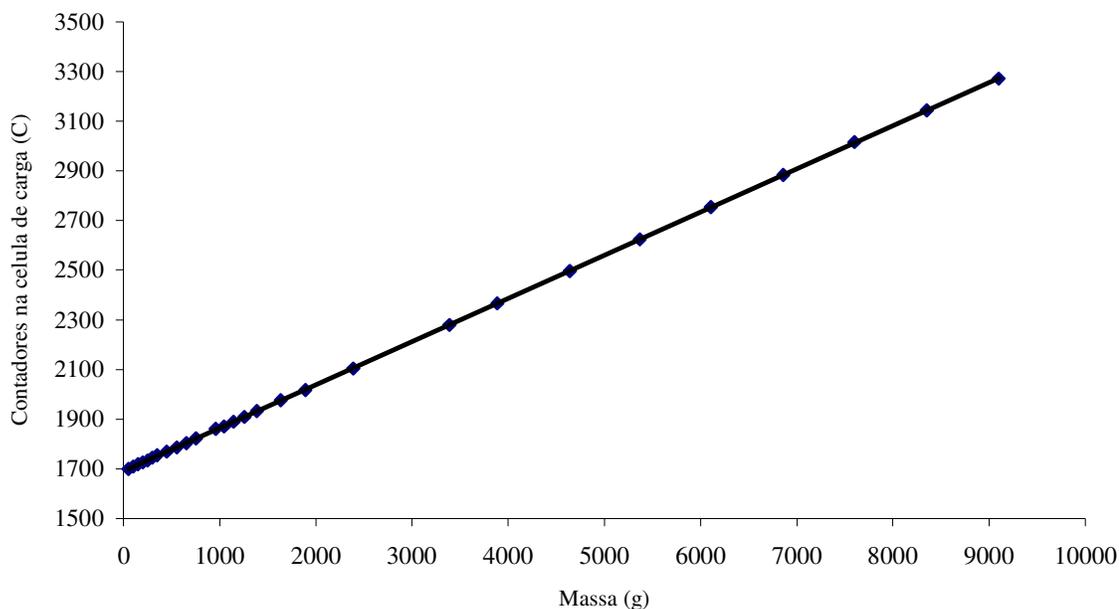


FIGURA 28 - Calibração da célula de carga.

4.6 Resposta dos sensores em termos da umidade volumétrica do solo

Uma vez disponibilizada a equação de calibração da célula de carga, a umidade do solo foi calculada para todos os valores do monitoramento. O processo de cálculo da umidade volumétrica seguiu a seguinte equação:

$$\theta(\text{cm}^3 \cdot \text{cm}^{-3}) = \left(\frac{m_u - m_s}{m_s} \right) \cdot d_g = \frac{m_w}{m_s} \cdot \frac{m_s}{V_t} = \frac{m_w}{V_t}, \quad (39)$$

onde θ é a umidade volumétrica do solo ($\text{cm}^3 \cdot \text{cm}^{-3}$), m_u é a massa do solo úmido (g), m_s é a massa do solo seco (g), d_g é a densidade global do solo ($\text{g} \cdot \text{cm}^{-3}$), e V_t é o volume total da amostra de solo (cm^3).

Portanto, as variáveis necessárias ao cálculo foram a massa de água, obtida pela Equação 39, e o volume total da amostra, calculado em 32.436 cm^3 .

A densidade global do solo foi obtida extraíndo-se uma amostra com um cilindro de volume conhecido e medindo-se a massa de solo seco contida na amostra (após secagem por 24 horas em estufa a $110 \text{ }^\circ\text{C}$). O valor obtido foi igual a $1,5154 \text{ g} \cdot \text{cm}^{-3}$, resultando em umidade de 42,8 %, quando saturado o solo.

Na Figura 29, observa-se o comportamento da resposta dos sensores em função da umidade do solo. Devido à relação entre contadores e umidade ser linear, as curvas mostradas nas Figuras 27 e 29 são paralelas entre si.

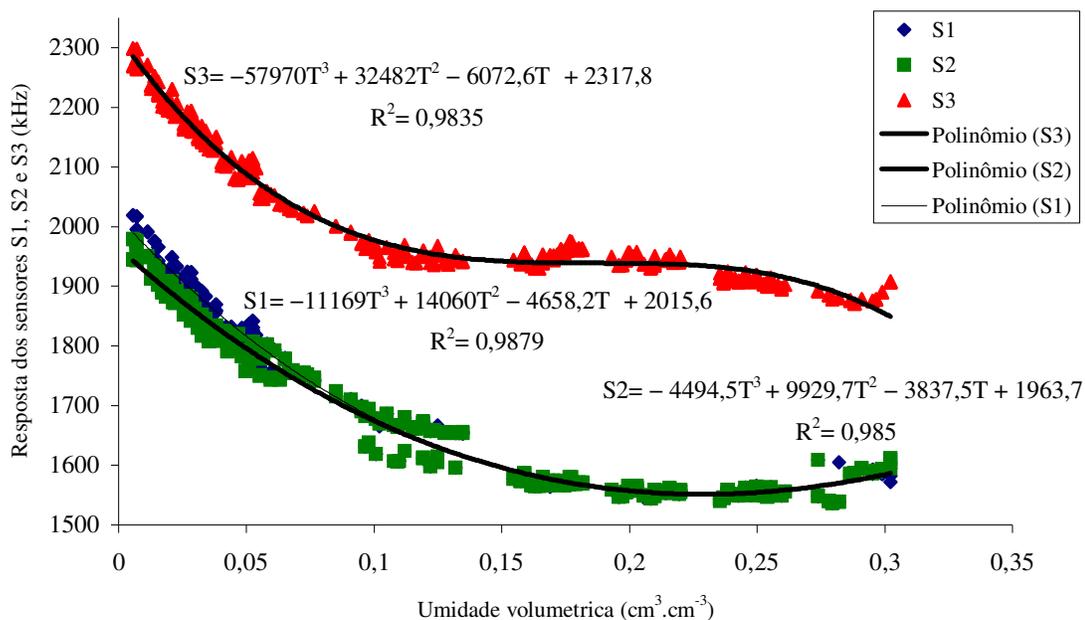


FIGURA 29 - Curvas de calibração dos sensores com relação aos valores de umidade volumétrica.

4.7 Tempo de resposta

Para verificar o tempo de resposta do sensor a uma mudança na umidade do solo, um sensor foi instalado em um tubo de PVC (Figura 13) – solo de textura arenosa. Após o solo ser seco ao sol, água foi aplicada de baixo para cima. A resposta do sensor foi monitorada e encontra-se representada na Figura 30.

Nesta figura, verifica-se que a resposta do sensor à variação da umidade do solo foi imediata e, após 4.000 segundos (cerca de 1 hora e 15 minutos), encontrava-se no valor mínimo e estável, indicando que o solo encontrava-se novamente saturado.

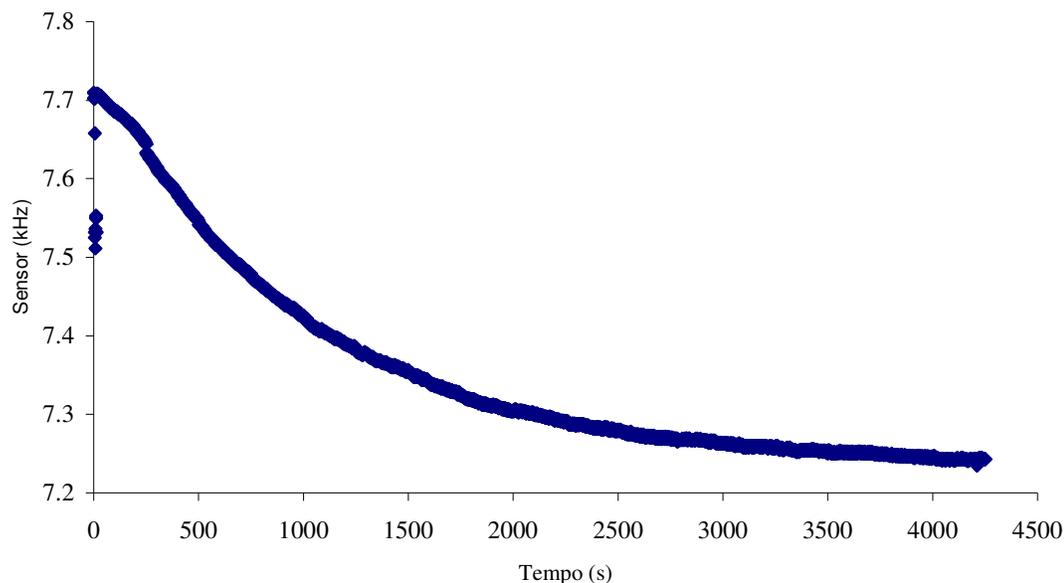


FIGURA 30 - Resposta do sensor à variação da umidade do solo.

4.8 Análise estatística

4.8.1 Modelo de regressão polinomial

Uma vez que o sensor capacitivo não apresentou linearidade de resposta em relação à umidade do solo, conforme evidenciado na Figura 29, considerou-se o modelo de regressão da Equação 40 (polinomial de terceira ordem).

$$S_i = a_i + b_i \cdot \theta + c_i \cdot \theta^2 + d_i \cdot \theta^3, \quad (40)$$

onde S_i representa o sensor (kHz), com i variando de 1 a 3, θ é a umidade do solo ($\text{cm}^3 \text{cm}^{-3}$), e a , b , c , d são os coeficientes de ajuste do modelo.

Obteve-se um R^2 próximo da unidade (0,988), revelando a existência de uma estreita relação entre θ e a resposta do sensor.

A saída do SPSS (Anexo B) revelou que, mesmo a 0,001 de significância, o modelo contínuo válido e os coeficientes significativos.

4.8.2 Modelo de regressão múltipla

Utilizando-se do modelo linearizado da Equação 40, tem-se:

$$S_i = a_i + b_i \cdot \theta + c_i \cdot \theta^2 + d_i \cdot Temp^2 + e_i \cdot Temp + f_i \cdot Temp \cdot \theta, \quad (41)$$

onde S_i representa o sensor (kHz), com i variando de 1 a 3, $Temp$ é a temperatura ($^{\circ}\text{C}$), θ é a umidade do solo ($\text{cm}^3\text{cm}^{-3}$), e a, b, c, d, e, f são as constantes.

De posse deste modelo, os resultados demonstraram que a temperatura não influenciou diretamente a resposta do sensor. Entretanto, a interação entre temperatura e θ influenciou esta resposta (a significância continuou a 0,7 %, o que não ocorreu com a temperatura e o quadrado da temperatura), mesmo de forma consideravelmente menor, pois a influência de θ persistiu a uma significância de 0,01 %. Chegou-se a essa conclusão, a partir do pressuposto de que o modelo era de regressão linear, ao inserir os dados e as respectivas potências diretamente no SPSS. O coeficiente de determinação (R^2) foi igual a 0,989, ou seja, foi melhor que o da regressão polinomial (0,001). O teste F revelou que mesmo a uma significância de 0,01 %, o modelo continuou válido. Os valores de S_2, S_3, C e as significâncias dos modelos foram similares. Em função destes valores, adotou-se as mesmas considerações acerca do modelo e da interação entre θ e temperatura (Anexo B).

5 CONCLUSÕES

Quanto à análise de regressão, dois modelos foram testados usando-se o software SPSS. A resposta dos sensores capacitivos apresentou uma tendência polinomial de terceiro grau. A regressão múltipla pôde ser levada em consideração, apesar de não ter apresentado valores significativamente superiores aos do modelo polinomial.

Assim, o sensor capacitivo desenvolvido e avaliado apresenta resposta à variação da umidade do solo, podendo ser utilizado no manejo da irrigação.

A temperatura afetou a resposta dos sensores capacitivos, entretanto não de maneira a ser considerada como fator que alterasse a calibração dos sensores. Todavia, comparado à temperatura, o teor de água no solo afetou de maneira mais significativa a resposta dos sensores, pois a uma significância de 0,01 %, continuou influenciando as respostas, o que não ocorreu com a temperatura até uma significância de 0,7 %.

A resposta do sensor à variação da umidade do solo foi da ordem de segundos e a estabilização ocorreu após 1 hora e 10 minutos. Assim, demonstra-se que não é necessário dispensar muito tempo para a obtenção de dados da umidade do solo *in loco*.

6 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

ALFA INSTRUMENTOS. **SV (Tração / Compressão)**. 2005. Disponível em: <<http://www.alfainstrumentos.com.br/artigos.php?id=13>>. Acesso em: 31 jan. 2005.

BAUMHARDT, L.; LASCANO, R. J.; EVETT S. R. Soil material, temperature, soil and salinity effects on calibration of multisensor capacitance probes. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 64, n. 6, p. 1940-1946, 2000.

BELL, J. P.; DEAN, T. J.; HODNETT, M. G. Soil moisture measurement by an improved capacitance technique: Part II. Field techniques, evaluation and calibration. **Journal of Hydrology**, Amsterdam, v. 93, n. 12, p. 79-90, 1987.

BERTOLINI, D.; CASSETTARI, M.; SALVETTI, G. The dielectric relaxation time of supercooled water. **The Journal of Chemical Physics**, Via del Giardino, v. 76, n. 6, p. 3285-3290, 1982.

BOBROW, L. **Fundamental of Electrical Engineering**. 2. ed. New York: Oxford University Press, 1996. 1163 p.

CAMPBELL SCIENTIFIC. **TDR: Time-domain reflectometry**. 2004. Disponível em: <<http://www.campbellsci.com/tdr>>. Acesso em: 18 fev. 2004.

CARY, J. W.; FISHER, H. D. Irrigation decisions simplified with electronics and soil water sensors. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 47, p. 1219-1223, 1983.

CASSEL, D. K.; KACHANOSKI, R. G.; TOPP, G. C. Practical considerations for using TDR cable tester. **Soil Technology**, Cremlingen-Destedt, v. 7, n. 2, p. 113-126, 1994.

CHANZY, A.; CHADOEUF, J.; GAUDU, J-C.; MOHRATH, D.; RICHARD, G.; BRUCKLER, L. Soil moisture monitoring at the field scale using automatic capacitance probes. **European Journal of Soil Science**, Avignon, v. 49, n. 4, p. 637-648, 1998.

CICHOTA, R. **Avaliação de um TDR segmentado para determinação da umidade do solo**. 2003. 121 p. Dissertação (Mestrado em Física do Ambiente Agrícola) - Escola Superior de Agricultura "Luiz de Queiroz", Piracicaba.

COELHO, S. L. **Desenvolvimento de um tensiômetro eletrônico para o monitoramento do potencial da água do solo**. 2003. 106 p. Dissertação (Mestrado em Irrigação e Drenagem) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.

DALLY, J. W.; RILEY, W. F.; McCONNELL, K. G. **Instrumentation for Engineering Measurements**. 2. ed. New York: John Wiley & Sons, 1993. 608 p.

DEAN, T. J.; BELL, J. P.; BATY, A. J. B. Soil moisture measurement by an improved capacitance technique, Part I. Sensor design and performance. **Journal of Hydrology**, Amsterdam, v. 93, p. 67-68, 1987.

DeCARLO, R. A.; PEN-MIN, L. **Linear circuits analysis, volume I: a time domain and phasor approach**. New Jersey: Prentice Hall College Div., 1995. 399 p.

DIRKSEN, C. **Soil physics measurements**. Reiskirchen: Catena-Verlag, 1999. 154 p.

DRAPER, N. R.; SMITH, H. **Applied Regression Analysis**. New York: John Wiley & Sons, 1966. 407 p.

DURNEY, C. H. **Circuitos elétricos: teoria e aplicação em engenharia**. Rio de Janeiro: Campus, 1985. 485 p.

FAO. **Water resources, development and management service**. 2004. Disponível em: <<http://www.fao.org/landandwater/aglw/index.stm>>. Acesso em: 10 mai. 2005.

GAUDU, J.; MATHIEU, J.; FUMANAL, J.; BRUCKLER, L.; CHANZY, A.; BERTUZZI, P.; STENGEL, P.; GUENNELON, R. Mesure de l'humidité des sols par une méthode capacitive: analyse des facteurs influençant la mesure. **Agronomie**, Paris, v. 13, p. 57-73, 1993.

GRANITE ISLAND GROUP. **TDR tutorial: introduction to time domain reflectometry analysis**. 2002. Disponível em: <<http://www.tscm.com/riprcop.html>>. Acesso em: 12 fev. 2005.

HALLIDAY, D.; RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de física**. 4. ed. Rio de Janeiro: Livros Técnicos e Científicos, 1996. 292 p.

HICKEY, H. V. **Elements of electronics**. New York: McGraw-Hill, 1961. 549 p.

HILLEL, D. **Fundamentals of soil physics**. London: Academic Press, 1980. 413 p.

HOROWITZ, P.; HILL, W. **The art of electronics**. 2. ed. Cambridge: Cambridge University Press, 1989. 1152 p.

KLAR, A. E. **A água no sistema solo-planta-atmosfera**. 2. ed. São Paulo: Nobel, 1988. 408 p.

KURAZ, V.; KUTILEK, M.; KASPAR, I. Resonance-capacitance soil moisture meter. **Soil Science**, New Brunswick, v. 110, n. 4, p. 278-279, 1970.

LEÃO, R. A. de O. **Desenvolvimento de um dispositivo para calibração de sensor de umidade do solo**. 2004. 72 p. Dissertação (Mestrado em Irrigação e Drenagem) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza.

LIBARDI, P. L. **Dinâmica da água no solo**. 2. ed. Piracicaba: [s.n.], 1999. 497 p.

MARTE. **Balanças eletrônicas de precisão: série LC**. 2005. Disponível em: <<http://www.martebal.com.br/serie/c.html>>. Acesso em: 20 fev. 2005.

MEAD, R. M.; PALTINEANU, I. C.; AYARS, J. E.; LIU, J. **Capacitance probe use in soil moisture measurements**. St. Joseph: American Society of Agricultural Engineer. 1994. (ASAE Paper, 94-2122).

NADLER, A.; LAPID, Y. An improved capacitance sensor for in situ monitoring of soil moisture. **Australian Journal of Soil Research**, Collingwood, v. 34, n. 3, p. 361-368, 1996.

NADLER, P. N.; LEVY, G. J.; KEREN, R.; EISENBERG, H. Sodic calcareous soil reclamation as affected by water chemical composition and flow rate. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 60, p. 252-257, 1996.

NATIONAL SEMICONDUCTOR. **LM324: Low power quad operational amplifier**. 2004. Disponível em: <<http://www.national.com/pf/LM/LM324.html>>. Acesso em: 20 ago. 2004.

NOBORIO, K. Measurements of soil water content and electrical conductivity by time domain reflectometry: a review. **Computer and Electronics in Agriculture**, Amsterdam, v. 31, n. 11, p. 213-237, 2001.

NXP SEMICONDUCTORS. **Product description:** HEF4040B; 12-stage binary counter. 2004. Disponível em: <<http://www.semiconductors.philips.com/pip/HEF4040B.html>>. Acesso em: 10 dez. 2004.

PALTINEANU, I. C.; STARR, J. L. Real-Time soil water dynamics using multisensor capacitance probes: laboratory calibration. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 61, p. 1576-1585, 1997.

PARIS, D. T.; HURD, F. K. **Teoria eletromagnética básica**. Rio de Janeiro: Guanabara Dois, 1984.

PARTRIDGE, G. R. **Principles of electronic instruments and instrumentation**. Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1958. 383 p.

REICHARDT, K. **A água em sistemas agrícolas**. São Paulo: Manole, 1987. 188 p.

ROSNY, G.; CHANZY, A.; PARDÉ, M.; GAUDU, J-C.; FRANGI, J-P.; LAURENT, J-P. Numerical modeling of a capacitance probe response. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 65, p. 13-18, 2001.

ROTH, C. H.; MALICKI, M. A.; PLAGGE, R. Empirical evaluation of the relationship between soil and dielectric constant and the volumetric water content as the basis for calibrating soil moisture measurements by TDR. **Journal of Soil Science**, Oxford, v. 43, p. 1-13, 1992.

RUTH, B. A capacitance sensor with planar sensitivity for monitoring soil water content. **Soil Science Society of America Journal**. Madison, v. 63, p. 48-54, 1999.

STRAIN GAGE. **www.straingage.com.br**. 2004. Disponível em: <<http://www.straingage.com.br/def.htm>>. Acesso em: 10 fev. 2004.

TOSHIBA. **TC4040BP datasheet do TOSHIBA**. 2004. Disponível em: <http://www.datasheetcatalog.net/pt/datasheets_pdf/T/C/4/0/TC4040BP.shtml>. Acesso em: 10 mar. 2004.

TERN. **TinyDrive-40**. 2004. Disponível em: <<http://www.tern.com/td40.htm>>. Acesso em: 20 ago. 2004.

TEXAS INSTRUMENTS. **SN74LS122**. 2005. Disponível em: <<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/sn74ls122.html>>. Acesso em: 10 mar. 2005.

THOMSEN, A.; HANSEN, B.; SCHELDE, K. Application of TDR to water level measurement. **Journal of Hidrology**, Amsterdam, v. 236, p. 252-258, 2000.

TOPP, G. C.; DAVIS, J. L.; ANNAN, A. P. Eletromagnetic determination of soil watercontent: measurements in coaxial transmission lines. **Water Resources Research**, New York, v. 16, p. 574-582, 1980.

TOPP, G. C.; DAVIS, J. L.; ANNAN, A. P. Electromagnetic determination of soil water content using TDR I. Applications to wetting fronts and steep gradients. **Soil Science Society of America Journal**, Madison, v. 46, p. 672-678, 1982.

YODER, C. K.; BOUTTON, T. W.; THUROW, T. L.; MIDWOOD, A. J. Differences in soil water use by annual broomweed and grasses. **Journal of Range Management**, Denver, v. 51, p. 200-206, 1998.

ZAZUETA, F. S.; XIN, J. **Soil Moisture Sensors**. Gainesville: University of Florida, 1994. 12 p. (Bulletin, 292).

ZEGELIN, S. J.; WHITE, I.; JENKINS, D. R. Improved field probes for soil water content and electrical conductivity measurement using time domain reflectometry. **Water Resources Research**, Washington, v. 25, n. 11, p. 2367-2376, 1989.

ANEXO A - Teoria de capacitores

Existem algumas exceções à propriedade da continuidade de v_c , i.e., quando dois capacitores carregados ou um carregado e outro não carregado são conectados em paralelo. A interpretação física da integral $i_c(t)$ no intervalo (t, t_0) representa a quantidade de carga passando durante o intervalo. Devido ao material dielétrico, esta carga não pode passar para a outra placa. Para um capacitor linear o valor de v_c é proporcional ao de q . A constante de proporcionalidade é a capacitância do dispositivo, ou seja,

$$q(t) = C \cdot v_c(t). \quad (42)$$

A interpretação física da equação $v_c(t_0) = \frac{1}{C} \cdot \int_{-\infty}^{t_0} i_c(\tau) d\tau$ é que v_c é a tensão do capacitor no tempo t_0 ; a integral do segundo membro representa a carga adicional transferida ao capacitor no intervalo (t, t_0) . Dividindo este valor por C , têm-se as tensões adicionais alcançadas pelo capacitor durante o intervalo (t, t_0) . Assim, a tensão no capacitor é a soma da tensão inicial $v(t_0)$ no intervalo $(-\infty, t_0)$ e a tensão no intervalo (t, t_0) :

$$v_c(t) = v_c(t_0) + \frac{1}{C} \cdot \int_{t_0}^t i_c(\tau) d\tau. \quad (43)$$

A corrente é a derivada da carga no capacitor (DeCARLO; PEN-MIN, 1995):

$$i_c(t) = \frac{dq(t)}{dt} = C \cdot \frac{dv_c(t)}{dt}. \quad (44)$$

Princípio de conservação da carga

O princípio da conservação da carga diz que a carga total transferida a uma junção ou fora de uma junção é zero. O que é consequência direta da Lei das Correntes de Kirchoff. Sendo a carga a integral da corrente no tempo, no intervalo $(-\infty, t_0]$, q é a carga transferida ao capacitor. Então, a soma das cargas é zero. Já que $q(t) = C \cdot v_c(t)$, o somatório das tensões também é nulo (DeCARLO; PEN-MIN, 1995; HALLIDAY; RESNICK; WALKER, 1996).

Armazenamento de energia no capacitor

Como em todos os dispositivos, a energia armazenada ou utilizada em um capacitor é a integral da potência absorvida pelo capacitor. A energia líquida que entra no capacitor, no intervalo $[t, t_0]$, é

$$\begin{aligned} W_c(t_0, t_1) &= p_c(\tau) d\tau = v_c(\tau) i_c(\tau) d\tau \\ &= C \int_{t_0}^{t_1} v_c(\tau) \frac{dv_c(\tau)}{d\tau} d\tau = C \int_{t_0}^{t_1} v_c dv_c \\ &= \frac{1}{2} C [v_c^2(t_1) - v_c^2(t_0)] \text{ Joules} \quad , \end{aligned} \quad (45)$$

sendo C em Farads, v_c em Volts. Assim a mudança da energia armazenada no capacitor depende somente da tensão do capacitor. O que significa que a energia independe da forma de onda da tensão v_c no intervalo $[t_0, t_1]$. Se a tensão é periódica, i.e., se $v_c(t) = v_c(t+T) \forall T > 0$, então sobre qualquer período de tempo T , a mudança na energia armazenada no capacitor é zero, pois $v_c(t_0+T) = v_c(t_1) = v_c(t_0)$, forçando a Equação 4 ser igual a zero. A energia instantânea é

$$W_c(t) = \frac{1}{2} C \cdot v_c^2(t). \quad (46)$$

Capacitância em circuitos CA

A quantidade de carga que um dado capacitor retém é igual ao produto da capacitância, em Farads, e a tensão que aparece no capacitor, em Volts:

$$Q = C \cdot E, \quad (47)$$

onde Q é a carga (C), C é a capacitância (F), e E é a tensão (V).

Deve ser lembrado que Q é uma quantidade, o número de elétrons, enquanto a taxa na qual o capacitor recebe essa quantidade de corrente é a corrente no circuito, ou Coulombs por segundo. Em um circuito AC, tem-se

$$I_{av} = \frac{C \cdot E_{\max}}{t}. \quad (48)$$

Isto significa que a corrente I_{av} , quando um capacitor está sendo carregado, é igual ao produto da capacitância e a taxa de mudança em Volts. Assim, a corrente no circuito capacitivo depende de três principais fatores: tamanho do capacitor (quando C aumenta, I

aumenta), tensão aplicada no capacitor (quando E aumenta, I aumenta) e tempo de carga (quando o tempo t aumenta, I diminui).

Relação de fase

Haverá corrente em um circuito capacitivo somente se a tensão no capacitor estiver mudando. Com tensões alternadas, uma mudança contínua toma lugar, e a corrente está sempre presente. A corrente máxima existe quando a taxa de mudança de tensão é maior, o que se dá quando a corrente passa em 0° ou 180° . Quando um capacitor chega ao estado de carga, a corrente é reduzida porque a polaridade da carga está em oposição à carga aplicada. Quando o capacitor está completamente carregado, a tensão aplicada e a carga nele são iguais em amplitude, mas opostas em polaridade, dessa forma a corrente cessa.

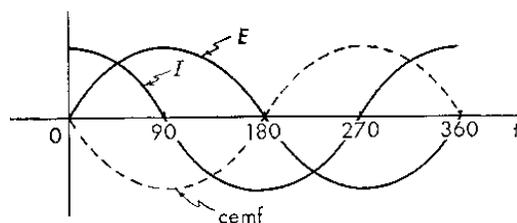


FIGURA 31 - Relação de fase entre tensão e corrente no capacitor

Devido a essa f_{cem} (força contra eletromotriz) em um capacitor, e devido à máxima corrente que existe no instante de máxima troca de tensão, a corrente adianta-se 90° da tensão. Na maioria dos melhores capacitores, entretanto, essa condição é tão aproximada que pode ser desconsiderada para contabilizar (HICKEY, 1961).

Reatância capacitiva

Ao chegar o estado de carga do capacitor, é criada uma f_{cem} em oposição à corrente; esta oposição limita a corrente, da mesma forma que a resistência. O que é conhecido como reatância capacitiva e como resistência é a razão entre a tensão e a corrente:

$$X_c = \frac{E_c}{I_c}, \quad (49)$$

onde X_c é a reatância capacitiva (Ω), E_c é a f_{cem} (força contra-eletromotriz), e I_c é a corrente de carga. E_c deve ser considerado como um valor máximo, como explicado na figura abaixo. Existem quatro mudanças distintas durante um ciclo de uma tensão ou corrente

alternada. Cada mudança é igual a um quarto de ciclo: de zero ao máximo positivo; do máximo positivo ao zero; do zero ao máximo negativo; do máximo negativo ao zero. Desde que a frequência de qualquer tensão alternada é o recíproco do tempo requerido, então o tempo necessário é um quarto de ciclo (HICKEY, 1961).

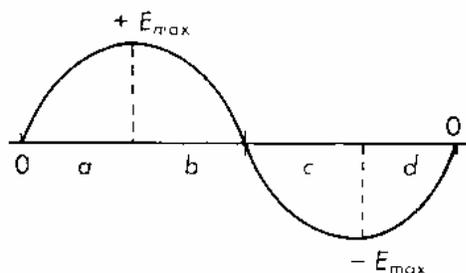


FIGURA 32 - Máxima tensão no capacitor.

Assim

$$t = \frac{1}{4f} . \quad (50)$$

Substituindo t na Equação 7, obtém-se

$$I_{av} = \frac{C \cdot E_{max}}{\frac{1}{4f}} = 4fCE_{max} . \quad (51)$$

Desde que a equação acima contém um termo médio e um termo máximo, então

$$I_{av} = \frac{2}{\pi} \cdot I_{max} = 0,637 \cdot I_{max} . \quad (52)$$

Assim, $\frac{2}{\pi} \cdot I_{max} = 4fCE_{max}$, que se torna

$$I_{max} = 2\pi fCE_{max} \quad (53)$$

Como a tensão e a corrente estão agora em termos dos mesmos valores, os efetivos podem ser usados. Assim,

$$I = I_{max} . \quad (54)$$

Os fatores $2\pi fC$ representam a reação devido à frequência da tensão alternada e a quantidade de capacitância no circuito. Como no caso dos circuitos puramente resistivos, a oposição à corrente pode ser obtida dividindo-se a tensão pela corrente. Dessa forma,

$$\frac{E}{I} = \frac{1}{2\pi fC} . \quad (55)$$

O lado direito, na equação acima, representa a oposição à corrente no circuito capacitivo, é denotado por X_c e é expresso em Ohms. Assim, segundo Hickey (1961),

$$X_c = \frac{1}{2\pi fC}, \quad (56)$$

onde X_c é a reatância capacitiva (Ω), f é a frequência (Hz) e C é a capacitância (F).

Impedância em um circuito capacitivo

Partindo do princípio que cada circuito contém alguma resistência, o ângulo entre a corrente e a tensão será menor que 90° . O ângulo exato dependerá da quantidade relativa de resistência e reatância capacitiva. Ao diminuir a resistência, o ângulo se aproxima de 90° . A oposição total oferecida à corrente alternada é a impedância. Num circuito capacitivo, a impedância é encontrada solucionando para a reatância do capacitor e adicionando vetorialmente à resistência no circuito (HICKEY, 1961).

ANEXO A - Material usado na confecção da placa

1. Álcool;
2. Algodão;
3. Aquecedor;
4. Broca de 1 mm;
5. Chapa de vidro;
6. Conta gotas;
7. Cronômetro;
8. Esponja de aço;
9. Lâmina de serra;
10. Percloroeto de ferro;
11. Pincel para retroprojeter;
12. Placa de circuito impresso virgem;
13. Polidor de metais;
14. Tinta TecnoI;
15. Vasilhames de plástico;
16. Verniz para placa;

O processo de revelação da placa consiste nas seguintes etapas:

1. Fazer transferência do layout para a transparência;
2. Polir a placa com esponja de aço;
3. Aplicar a tinta TecnoI na placa ($1 \text{ gota} \cdot \text{cm}^{-2}$);
4. Secar a placa;
5. Fixar a transparência na placa, de forma invertida;
6. Colocá-la sobre a chapa de vidro e levá-la ao sol durante 1 minuto e 30 segundos se o dia estiver ensolarado ou por 4 minutos em dias nublados;
7. Mergulhar em um vasilhame com álcool durante 40 segundos;
8. Retirar a tinta não fixada usando, para isso, algodão umedecido com álcool;
9. Polir a placa, com polidor de metais e algodão;
10. Retocar a placa com pincel de retroprojeter;

11. Deixar a placa mergulhar em percloroeto de ferro por 40 minutos, aproximadamente, mantendo-a em movimentação contínua;
12. Concluído o processo de corrosão, lavar a placa com água em abundância;
13. Secá-la;
14. Furar a placa com broca de 1 mm;
15. Passar verniz para evitar oxidação da placa.

ANEXO B - Saída do software SPSS

$$\text{Modelo: } S1 = a + bT + cT^2 + dT^3$$

Resumo do Modelo				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.994(a)	.988	.988	16.7151
a Independentes: (Constant), T, T ² , T ³				

ANOVA(b)						
Modelo		Soma dos Quadrados	GL	Quadrado médio	F	Sig.
1	Regressão	11611724.701	3	3870574.900	13853.464	.000(a)
	Resíduo	142770.343	511	279.394		
	Total	11754495.044	514			
A Independentes: (Constant), T, T ² , T ³						
B Variável Dependente: S1						

Coeficientes(a)						
Modelo		Não Normalizados		Normalizados	t	Sig.
		B	Std. Erro	Beta		
1	(Constante)	2015.586	2.615		770.801	.000
	T	-4658.207	87.227	-2.790	-53.403	.000
	T ²	14060.249	686.282	2.420	20.488	.000
	T ³	-11168.728	1510.418	-.523	-7.394	.000
a Variável Dependente: S1						

$$\text{Modelo: } S1 = a + b\text{Temp} + cT + d\text{Temp}^2 + eT^2 + f \text{Temp} * T$$

Resumo do Modelo				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.994(a)	.989	.988	16.2248
a Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2				

ANOVA(b)						
Model		Sum of Squares	df	Mean Square	F	Sig.
1	Regression	11620503.733	5	2324100.747	8828.686	.000(a)
	Residual	133991.311	509	263.244		
	Total	11754495.044	514			
a Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2						

b Dependent Variable: S1

Coefficients(a)						
Model	Unstandardized Coefficients		Standardized Coefficients	t	Sig.	
	B	Std. Error	Beta			
1	(Constant)	2084.599	273.671		7.617	.000
	TEMP	2.057	18.709	.017	.110	.913
	T	-4668.577	222.094	-2.796	-21.021	.000
	TEMP_2	-.162	.320	-.077	-.505	.613
	T_2	9111.294	116.784	1.568	78.019	.000
	TEMP_T	19.670	7.205	.347	2.730	.007

a Dependent Variable: S1

Modelo: $S2 = a + bT + cT^2 + dT^3$

Model Summary				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.992(a)	.985	.985	16.76392669

a Predictors: (Constant), T_3, T, T_2

ANOVA(b)						
Model		Sum of Squares	df	Mean Square	F	Sig.
1	Regression	9400380.238	3	3133460.079	11149.943	.000(a)
	Residual	143605.941	511	281.029		
	Total	9543986.179	514			

a Predictors: (Constant), T_3, T, T_2
b Dependent Variable: S2

Coefficients(a)						
Model	Unstandardized Coefficients		Standardized Coefficients	t	Sig.	
	B	Std. Error	Beta			
1	(Constant)	1963.672	2.623		748.760	.000
	T	-3837.493	87.482		-2.551	.000
	T_2	9929.681	688.287		1.897	.000
	T_3	-4494.532	1514.831		-.234	.003

a Dependent Variable: S2

$$\text{Modelo: } S2 = a + bT + cT^2 + d\text{Temp}^2 + e\text{Temp} + f \text{Temp} * T$$

Model Summary				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.993(a)	.986	.986	16.31409720
a Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2				

ANOVA(b)						
Model		Sum of Squares	df	Mean Square	F	Sig.
1	Regression	9408515.947	5	1881703.189	7070.091	.000(a)
	Residual	135470.232	509	266.150		
	Total	9543986.179	514			
a Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2						
b Dependent Variable: S2						

Coefficients(a)							
Model		Unstandardized Coefficients		Standardized Coefficients	t	Sig.	
		B	Std. Error	Beta			
1	(Constant)	1774.844	275.177		6.450	.000	
	T	-3426.350	223.316		-2.277	-15.343	.000
	T_2	7888.187	117.426		1.507	67.176	.000
	TEMP_2	-.317	.322		-.168	-.985	.325
	TEMP	15.605	18.812		.140	.830	.407
	TEMP_T	-5.768	7.244		-.113	-.796	.426
a Dependent Variable: S2							

$$\text{Modelo: } S3 = a + bT + cT^2 + dT^3$$

Model Summary				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.992(a)	.984	.983	15.14071237
a Predictors: (Constant), T_3, T, T_2				

ANOVA(b)						
Model		Sum of Squares	df	Mean Square	F	Sig.
1	Regression	6989600.038	3	2329866.679	10163.387	.000(a)
	Residual	117142.238	511	229.241		
	Total	7106742.276	514			
a Predictors: (Constant), T_3, T, T_2						
b Dependent Variable: S3						

Coefficients(a)						
		Unstandardized Coefficients		Standardized Coefficients	t	Sig.
Model		B	Std. Error	Beta		
1	(Constant)	2317.811	2.369		978.546	.000
	T	-6072.598	79.011	-4.677	-76.857	.000
	T_2	32482.428	621.642	7.191	52.253	.000
	T_3	-57969.911	1368.153	-3.493	-42.371	.000

a Dependent Variable: S3

$$\text{Modelo: } S3 = a + bT + cT^2 + d\text{Temp}^2 + e\text{Temp} + f \text{Temp} * T$$

Model Summary				
Model	R	R Square	Adjusted R Square	Std. Error of the Estimate
1	.964(a)	.930	.929	31.32844210

A Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2

ANOVA(b)						
Model		Sum of Squares	df	Mean Square	F	Sig.
1	Regression	6607173.393	5	1321434.679	1346.381	.000(a)
	Residual	499568.884	509	981.471		
	Total	7106742.276	514			

a Predictors: (Constant), TEMP_T, TEMP, T_2, T, TEMP_2
b Dependent Variable: S3

Coefficients(a)						
		Unstandardized Coefficients		Standardized Coefficients	t	Sig.
Model		B	Std. Error	Beta		
1	(Constant)	2526.223	528.430		4.781	.000
	T	-3137.865	428.840	-2.417	-7.317	.000
	T_2	6536.606	225.497	1.447	28.987	.000
	TEMP_2	9.590E-02	.618	.059	.155	.877
	TEMP	-12.312	36.125	-.128	-.341	.733
	TEMP_T	4.738	13.912	.108	.341	.734

a Dependent Variable: S3

ANEXO C - Programa usado no microcontrolador

```

#include <reg89s82.h>           // registradores da CPU
#include <lcd.bli>              // registradores da CPU

/***** programa principal *****/

unsigned int a,b;
unsigned char aa,bb;
unsigned int conta=123;
unsigned char pa=1;

void main(void)
{
    unsigned char c,div;

    IE = 0x00;                  // desabilita todas interrupcoes
    /*-----*/
    TR1 = 0;                    // desabilita timer 1
    TR0 = 0;                    // desabilita timer 0

    SCON = 0x50;                // #01010000B Porta Serial modo 1: Start+8+Stop
    PCON = 0x80;                // #10000000B SMOD = 1
    TMOD = 0x25;                // #00100001B Timer1 em modo2 Timer0 em modo...
    TH1 = 250;                  // TIMER1: 115200 baud /cristal de 11.0592Mhz/ modo 2
    TL1 = TH1;

    TR1 = 1;                    // DISPARA TIMER1 -> para gerar Taxa Com. 9600 Bauds
    TR0 = 1;                    // DISPARA TIMER0 p/ contar os pulsos
    /*-----*/
    T2MOD = 0x00;                // modo auto-reload
    RCAP2H = 0x4C; RCAP2L = 0x00; // Periodo = 50ms
    T2CON = 0x04;                // dispara Timer 2
    /*-----*/
    EA = 1;                      // habilita interrupcoes
    ET2 = 1;                      // habilita interrupcao do Timer2
    RI = 0;
    TI = 0;
    /*-----*/

    configura_lcd();
    // epal_lcd("Ilda");

    while(1)                    // loop infinito
    {
        if(RI){
            RI=0;c=SBUF;

```

```

    if(c==0x01){
        while(!pa);
        TI=0;SBUF=aa;
        while(!RI);RI=0;c=SBUF;
        if(c==0x02){TI=0;SBUF=bb;}
        pa=0;
    }
}
div++;
if(!div){
    enum_lcd(conta,5);
    linha1();
}
} // FECHA WHILE(1)
} // FECHA MAIN()

```

```

//=====
==
// INTERRUPCAO DO TIMER2
//=====
==
void timer2() interrupt 5 using 2
{
    TR0=0;
    a = TL0;
    b = TH0;
    a = a + (b<<8);
    conta = a;
    if(pa==0){
        aa=(unsigned char)a;
        bb=(unsigned char)b;
        pa=1;
    }
    TL0=0; TH0=0;
    TR0=1;
    if(P2_0)P2_0=0;
    else P2_0=1;

    TF2 = 0;
}

```