

Ana Ravena Alcântara da Costa

AVALIAÇÃO DE UM SENSOR CAPACITIVO PARA O  
MONITORAMENTO DE PERDAS DURANTE A COLHEITA  
MECANIZADA DA CANA-DE-AÇÚCAR

Campinas  
2012



Universidade Estadual de Campinas  
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Ana Ravena Alcântara da Costa

AVALIAÇÃO DE UM SENSOR CAPACITIVO PARA O  
MONITORAMENTO DE PERDAS DURANTE A COLHEITA  
MECANIZADA DA CANA-DE-AÇÚCAR

Dissertação de mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Mestra em Engenharia Elétrica. Área de concentração: **Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica**. Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho.

Este exemplar corresponde à versão final da dissertação defendida pela aluna e orientada pelo Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho.

---

Campinas  
2012

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA  
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

C823a Costa, Ana Ravena Alcântara da  
Avaliação de um sensor capacitivo para o monitoramento de perdas durante a colheita mecanizada da cana-de-açúcar / Ana Ravena Alcântara da Costa. -- Campinas, SP: [s.n.], 2012.

Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho.  
Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. Sensor. I. Reis Filho, Carlos Alberto dos, 1950-.  
II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: A capacitive sensor evaluation to loss monitoring during mechanical harvesting of sugar cane

Palavras-chave em Inglês: Sensor

Área de concentração: Eletrônica, Microeletrônica e Optoeletrônica

Titulação: Mestra em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Jorge Luis Mangolini Neves, José Raimundo de Oliveira

Data da defesa: 05-10-2012

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

## COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

**Candidata:** Ana Ravena Alcântara da Costa

**Data da Defesa:** 5 de outubro de 2012

**Título da Tese:** "Avaliação de um Sensor Capacitivo para o Monitoramento de Perdas Durante a Colheita Mecanizada da Cana-de-Açúcar"

Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho (Presidente): \_\_\_\_\_

Dr. Jorge Luis Mangolini Neves: \_\_\_\_\_

Prof. Dr. José Raimundo de Oliveira: \_\_\_\_\_



ESTE TRABALHO É DEDICADO A  
MINHA MÃE, MEU PORTO SEGURO.





# Agradecimentos

## Agradeço

ao Prof. Reis pela oportunidade de realizar este trabalho, além dos conselhos e conversas descontraídas ao longo desses dois anos. É sempre um prazer desfrutar um pouco do seu conhecimento e ouvi-lo falar;

aos colegas do LPM Felipe Miranda, Diana Otalora e Alexandre Kume, que acompanharam o caminho percorrido para desenvolver esse projeto e ajudaram sempre que necessário;

ao CTC e especialmente ao Dr. Jorge Neves, que sempre disponibilizaram prontamente amostras de cana-de-açúcar para a realização dos ensaios;

ao CNPQ pelo apoio financeiro durante esse período.



# Resumo

O plantio e a colheita da cana-de-açúcar são atividades da agroindústria brasileira que ainda possuem uma série de desafios tecnológicos. Dentre esses desafios destaca-se a busca de uma solução adequada para a redução das perdas associadas à separação da cana da palha durante a colheita. O trabalho que foi desenvolvido buscou solucionar este particular problema, avaliando a adequação de um sistema de placas condutoras paralelas ao monitoramento contínuo do fluxo da mistura entre elas. Considerando que a cana-de-açúcar possui alto teor de umidade, foram realizadas simulações com o *software* COMSOL para avaliar o impacto da adição de um material com constante dielétrica próxima à da água com diferentes orientações em um meio formado predominantemente por ar. Um circuito com excitação DC foi projetado e os resultados da medição comparados com os de um circuito AC. Os valores obtidos com cana e palha recém-colhidas mostraram que a palha seca não altera significativamente a capacitância medida, mas a palha verde e a cana influenciam de forma determinante. Apesar da interferência alta, que chegou ao patamar de  $50mV$ , a presença dos toletes de cana foi detectável dependendo da sua orientação e distribuição no interior do sistema de placas. A variação de capacitância encontrada para um único tolete com comprimento de  $86cm$  na direção longitudinal ao campo chegou a  $61fF$ . Por outro lado, os testes e simulações também mostraram que a distribuição de material na direção do campo elétrico aplicado influencia de maneira mais importante que a diferença entre as constantes elétricas do meio e do material adicionado.

Palavras-chave: sensor capacitivo; circuitos de medição; colhedora de cana-de-açúcar; propriedades elétricas dos materiais; medida de conteúdo.



# Abstract

Plantation and harvesting of sugar cane are agricultural activities in Brazil that still have a number of technological challenges. Among them the search for a suitable solution to reduce losses in the separation of cane and dry or fresh leaves during harvesting shows up. The developed work searched for a solution to this specific problem and evaluated a system of parallel conducting plates to continuously monitor the flux between them of a mixture of sugar cane and vegetable impurities. Considering a high moisture content for sugar cane, simulations with COMSOL software were conducted to evaluate the impacts of a material with a dielectric constant near to that of water in different orientations and distributions in a medium formed mainly by air. A circuit with DC excitation was developed and the measuring results were compared to those of an AC circuit. The values with cane and fresh leaves showed that when dried leaves are present capacitance variations are negligible, but cane and green leaves are determinants. Despite of strong interferences, which reached voltage oscillations up to  $50mV$  the presence of cane billets was detectable depending on its orientation and distribution within the sensor arrangement. Capacitance variations due to a single cane billet with 86cm in length on a longitudinal orientation to the field reached 61fF. On the other hand, tests and simulations showed that material distribution in the direction of the electric field influences in a stronger way than the difference between dielectric constants of the medium and the added material.

Key-words: capacitive sensor; measuring circuits; sugar cane harvester; electrical properties of materials; content measuring;.



# Lista de Figuras

1.1	Esquema da Colhedora. . . . .	2
2.1	Alinhamento de dipolos sob a ação de um campo elétrico externo. . . . .	10
2.2	Distribuição de carga na interface entre dois meios com constante dielétrica diferentes ( $\epsilon_a > \epsilon_b$ ) submetidos a um campo elétrico. . . . .	11
2.3	Curvas de dispersão e absorção segundo o processo de relaxação. . . . .	14
2.4	Distribuição das equipotenciais em um meio formado somente pelo vácuo (esquerda) e com a adição de um dielétrico com maior permissividade (direita). . .	15
3.1	Geometrias de Capacitores. . . . .	21
3.2	Acoplamento capacitivo devido a uma fonte de interferência externa. . . . .	23
3.3	Acoplamento capacitivo com blindagem. . . . .	24
3.4	Efeito dos eletrodos de guarda. . . . .	25
3.5	Efeito de um eletrodo flutuante. . . . .	27
3.6	Gráfico típico de capacitâncias para um ECT com 12 eletrodos. . . . .	28
3.7	Circuito integrador chaveado. . . . .	30
3.8	Circuito integrador modificado. . . . .	31
3.9	Circuito amplificador por transferência de carga. . . . .	32
3.10	Formas de onda do amplificador por transferência de carga. Fase 1 é a fase de amostragem e a fase 2 a de amplificação. . . . .	32
3.11	Circuito oscilador Martin modificado. . . . .	33
3.12	Forma de onda do oscilador Martin modificado. . . . .	34
3.13	Circuito conversor corrente-tensão. . . . .	35
3.14	Circuito Diferenciador para medida AC. . . . .	36
3.15	Sistema de medição baseado em corrente alternada. . . . .	37

4.1	Sistema Proposto . . . . .	40
4.2	Circuito dos Picadores . . . . .	41
4.3	Circuito do Extrator. . . . .	42
4.4	Modelo do Capacitor. a) Desenho. b) Circuito equivalente. . . . .	43
4.5	Variação da capacitância com a adição de canas. Valores calculados pelo modelo com constante dielétrica $\epsilon_{rc} = 80$ , dimensões $d = 1,45m$ e $d_{cana} = 0,04m$ . Distribuição com cana transversal marcada com x e distribuição longitudinal marcada com círculos. . . . .	46
4.6	Modelo do sistema com componentes parasitas. . . . .	47
4.7	Vista em 3D do corte no extrator com as placas. . . . .	48
4.8	Desenho com a estrutura construída para os testes. a) Vista em 3D. b) Vista superior. . . . .	49
4.9	Conexões feitas na estrutura. As placas foram nomeadas como transmissão (TXn) ou recepção (RXn), onde n indica a numeração do par, e seus respectivos eletrodos de blindagem. . . . .	50
4.10	Esquema dos circuitos de excitação e aquisição. . . . .	51
4.11	Circuito Diferencial de Aquisição. . . . .	54
4.12	Placa de Aquisição e placa do microcontrolador. . . . .	58
4.13	Fluxograma do Firmware. . . . .	59
5.1	Dimensões do modelo usado para as simulações . . . . .	62
5.2	Simulação da variação da capacitância com a orientação da cana. a) Vista em 3D para o ângulo de $90^\circ$ . b) Gráfico da variação da capacitância. . . . .	63
5.3	Simulação da cana mostrando o campo elétrico em V/m e a variação da capacitância a)com orientação longitudinal e deslocamento transversal ao campo e b) com orientação transversal e deslocamento longitudinal ao campo . . . . .	65
5.4	Comportamento do campo elétrico em V/m com a distância entre as canas. a) 0cm. b) 4cm. c) 12cm. d) 28cm. . . . .	66
5.5	Variação da capacitância com o afastamento das canas . . . . .	67
5.6	Resposta dos circuitos de aquisição com capacitores comerciais. . . . .	69
5.7	Formas de onda no eletrodo de transmissão (canal 1) e sua respectiva blindagem (canal 2). . . . .	70
5.8	Formas de onda na saída dos circuitos durante a medição em repouso. . . . .	71



5.9	Amostras de cana e palha. . . . .	72
5.10	Posições do tolete de cana durante os testes. . . . .	72
5.11	Revolvedor com palhas secas. . . . .	73
5.12	Vista superior indicando a orientação da cana em relação aos quatro capacitores. . . . .	74
5.13	Medidas com canas orientadas longitudinalmente ao campo elétrico. a)Capacitor $C_{x1}$ . b)Capacitor $C_{x2}$ . c) Capacitor $C_{x3}$ . d) Capacitor $C_{x4}$ . . . . .	75
5.14	Medidas com cana disposta no sentido longitudinal ao campo elétrico. a)uma cana de 86cm. b)uma cana de 53cm. c) duas canas de 53cm. d) três canas de 53cm . . . . .	77
5.15	Medidas com canas orientadas transversalmente ao campo elétrico. a)cana na posição <i>canarx</i> . b)cana na posição <i>canacc</i> . c) cana na posição <i>canatx</i> . d) uma cana em cada uma das três posições. . . . .	79
5.16	Medidas com maços de palha verde orientados no sentido longitudinal ao campo. a)um maço de 53cm. b)dois maços de 53cm. c) três maços de 53cm. . . . .	81
5.17	Medidas com cana e maços de palha verde juntos. a) cana e 1 maço de palha. b) cana e três maços de palha . . . . .	82
5.18	Medidas com palha colocada no revolvedor. a)3 maços de palha seca. b)3 maços de palha seca e 1 maço de palha verde. c) 3 maços de palha seca e 2 maços de palha verde. d) 3 maços de palha seca e 3 maços de palha verde. . . . .	84
5.19	Circuito usado para as medições em corrente alternada . . . . .	85
5.20	Campo elétrico em V/m com duas distribuições de material em 2D. a) pedaços de cana. b) palha . . . . .	88
5.21	Gráfico da variação de capacitância com o aumento da constante dielétrica relativa do meio para diferentes situações. . . . .	88
A.1	Conector e Fonte de Alimentação. . . . .	95
A.2	Circuitos de Excitação. . . . .	96
A.3	Circuitos de Aquisição e Amplificação. . . . .	97



# Lista de Tabelas

2.1	Condições na interface dielétrico-dielétrico . . . . .	16
5.1	Funções de transferência corrigidas dos circuitos de aquisição montados após regressão linear com seus respectivos coeficientes de determinação. . . . .	68
5.2	Funções de transferência da saída diferencial . . . . .	70
5.3	Capacitâncias dos pares de placas em repouso . . . . .	71
5.4	Valores de pico para os ensaios com cana e orientação longitudinal . . . . .	78
5.5	Valores de pico para os ensaios com maço de palha verde em orientação longitudinal	80
5.6	Valores de pico para os ensaios com maço de palha verde em orientação longitudinal	83
5.7	Valores de pico para os ensaios palha em orientação caótica dentro do revolvedor	83
5.8	Variação da orientação da cana no circuito AC . . . . .	86
5.9	Influência da presença de palha seca e verde . . . . .	86
5.10	Influência do volume da palha verde . . . . .	87



# Lista de Acrônimos e Notação

2D	duas dimensões
3D	três dimensões
AC	alternate current (corrente alternada)
AD	analógico-digital
ADC	analog-digital converter (conversor analógico-digital)
amp-op	amplificador operacional
CHS	chopper stabilization (técnica para eliminação de ruído 1/f baseada em transposição do sinal para uma frequência maior)
CMOS	complementary metal-oxide semiconductor
COMSOL	COMSOL Multiphysics ( <i>software</i> de simulação de elementos finitos)
CTC	Centro de Tecnologia Canavieira
DC	direct-current (corrente contínua)
ECT	electrical capacitance tomography (tomografia por capacitância elétrica)
<i>firmware</i>	conjunto de instruções programadas em um microcontrolador
FSP	filling by simple particles
JFET	junction diode-effect transistor (transistor de efeito de campo de junção)
LF	layer filling
PWM	pulse width modulation (modulação por largura de pulso)
rms	root mean square (valor eficaz de uma medida)
SRS	Stanford Research Systems

$\vec{F}$	vetor força elétrica
$\vec{E}$	vetor campo elétrico
$Q$	carga acumulada
$V$	potencial elétrico
$\nabla V$	gradiente do potencial elétrico
$\nabla \cdot X$	divergente do vetor X
$\vec{D}$	densidade do fluxo elétrico
$\vec{H}$	vetor campo magnético
$\vec{J}_c$	vetor densidade de corrente em um condutor
$\vec{B}$	vetor densidade do campo magnético
$\nabla \times \vec{Y}$	rotacional do campo $\vec{Y}$
$\epsilon$	permissividade elétrica do meio
$\epsilon_o$	permissividade elétrica do vácuo
$\epsilon_r$	constante dielétrica relativa do meio
$\rho$	densidade de carga
$\mu$	permeabilidade do meio
$\sigma$	condutividade do meio
$\rho$	densidade de carga
$\rho_c$	densidade de carga em um condutor
$\rho_p$	densidade de pares de carga polarizada em um dielétrico
$\chi$	suscetibilidade do meio
$\vec{P}$	vetor densidade de polarização
$\epsilon$	permissividade complexa do meio
$\epsilon'$	constante de perda do meio
$rms$	indica o valor eficaz de uma medida
$A$	área de uma superfície
$V_{pp}$	tensão pico-a-pico
$f$	frequência
$\Delta x$	indica a variação sofrida por uma variável x
$\delta$	variável utilizada para representar a incerteza de um valor

# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Propriedades Elétricas dos Materiais</b>	<b>7</b>
2.1	Força, Campo Elétrico e Potencial Elétrico . . . . .	7
2.1.1	Equações básicas . . . . .	8
2.2	Polarização . . . . .	9
2.2.1	Densidade de cargas . . . . .	10
2.2.2	A Influencia da Frequência . . . . .	13
2.3	Capacitância . . . . .	14
2.4	Carga e Corrente . . . . .	17
<b>3</b>	<b>Sensores Capacitivos e Técnicas de Medição</b>	<b>19</b>
3.1	Sensores e Sistemas de medição . . . . .	19
3.2	Sensores Capacitivos . . . . .	20
3.2.1	Características . . . . .	21
3.2.2	Blindagem . . . . .	23
3.2.3	Eletrodos de Guarda . . . . .	25
3.2.4	Eletrodos Flutuantes . . . . .	26
3.2.5	Tomografia por capacitância elétrica . . . . .	27
3.3	Circuitos de medição capacitiva . . . . .	28
3.3.1	Integrador Chaveado . . . . .	30
3.3.2	Amplificador por transferência de carga . . . . .	31
3.3.3	Oscilador Martin modificado . . . . .	33
3.3.4	Conversor Corrente-Tensão . . . . .	34

<b>4</b>	<b>O Sistema Proposto</b>	<b>39</b>
4.1	Visão geral do sistema . . . . .	39
4.1.1	Circuito de Aquisição dos Picadores . . . . .	41
4.1.2	Circuito de Aquisição do Extrator Primário . . . . .	41
4.2	Modelo do sistema . . . . .	43
4.2.1	Simplificação em um modelo ideal . . . . .	43
4.2.2	Modelo Real . . . . .	46
4.3	A estrutura construída . . . . .	48
4.4	Circuito de Medição . . . . .	50
4.4.1	Características do circuito . . . . .	50
4.4.2	Não Idealidades . . . . .	52
4.4.3	A Configuração Diferencial . . . . .	54
4.4.4	Multiplexação . . . . .	56
4.4.5	Componentes Escolhidos . . . . .	57
4.5	Firmware . . . . .	58
<b>5</b>	<b>Simulação e Resultados Experimentais</b>	<b>61</b>
5.1	Simulações Iniciais . . . . .	61
5.1.1	A influência da rotação . . . . .	63
5.1.2	A influência da posição entre as placas . . . . .	63
5.1.3	Inter-capacitâncias . . . . .	64
5.1.4	Considerações . . . . .	67
5.2	Caracterização do Circuito de Medição . . . . .	68
5.2.1	Capacitâncias em repouso . . . . .	70
5.3	Resultados Experimentais . . . . .	71
5.3.1	Circuito DC . . . . .	73
5.3.2	Circuito AC . . . . .	85
5.4	Simulação em 2D . . . . .	87
<b>6</b>	<b>Conclusões e Perspectivas</b>	<b>91</b>
<b>A</b>	<b>Esquemático</b>	<b>95</b>
<b>B</b>	<b>Lista de Materiais</b>	<b>99</b>



C Firmware	101
Bibliografia	109



## Introdução

A cana-de-açúcar figura entre as mais importantes atividades da agroindústria brasileira. O país se destaca entre os maiores produtores mundiais e utiliza a cana e seus subprodutos em diferentes setores, destacando-se a produção de etanol e de açúcar. No que se refere à produção de açúcar, o Brasil é responsável por mais da metade do volume comercializado no mundo. A previsão é de que o país deva alcançar a marca de 47,34 milhões de toneladas do produto final até a safra de 2018/2019, sendo 69% desse volume exportado[1]. Além disso, um outro subproduto oriundo da colheita da cana-de-açúcar também tem ganhado apelo econômico nos últimos anos. A palha, que hoje é descartada no campo durante a colheita, pode ser usada na geração de energia por meio de biomassa. Por isso, o CTC, Centro de Tecnologia Canavieira, tem investido em uma tecnologia viável para a recuperação, transporte e processamento desse item[2].

Apesar de todo o protagonismo da colheita da cana na economia brasileira, a área ainda apresenta uma série de desafios tecnológicos, especialmente durante o plantio e a colheita, proporcionando uma série de oportunidades para o desenvolvimento de novos produtos que visem o aumento de sua produtividade. Desde o final da década de 80 a colheita mecanizada vem sendo estudada na busca pela redução de custos e do impacto ambiental. Nos últimos anos, a legislação estadual de São Paulo tem incentivado a redução do uso do fogo como método de despálhe[2], o que tem diminuído a colheita não-mecanizada. Em 2007 os produtores do estado assinaram o Protocolo Ambiental Sucroalcooleiro, que prevê a eliminação completa dessa prática em 10 anos[3].

A colheita mecanizada utiliza máquinas que realizam todo o trabalho desde o corte da base e topo, passando pela etapa onde picam a cana em toletes até a separação da matéria estranha de forma automática. No interior das colhedoras, ventiladores localizados no topo extraem por

meio de sucção o material leve formado por folhas verdes, secas e outras impurezas minerais, despejando-o de volta no campo. A etapa de limpeza é controlada por meio da regulação da velocidade dos ventiladores e depende da interferência humana. Enquanto isso, os toletes seguem a trajetória que os leva até uma outra saída e são despejados no caminhão de transporte.

O processo descrito não é perfeito e gera perdas no campo, classificadas em visíveis e invisíveis e que são associadas aos diversos impactos e cortes a que o material é submetido no interior da máquina. As perdas visíveis são formadas por colmos inteiros ou frações, rebolos e tocos provenientes do corte de base e representam em média uma redução de 5% da colheita [4]. As perdas invisíveis são formadas por caldo, serragem e estilhaços de cana devidos aos cortadores, picadores e extratores e representam um total de 10% do material[5]. O aumento da velocidade do extrator aumenta a eficiência de limpeza, que gira em torno de 85 %, diminuindo as impurezas da carga, com a contrapartida de aumentar as perdas[4]. Para uma produção anual de cerca de 500 milhões de toneladas, essas perdas podem totalizar uma quantidade de até 75 milhões de toneladas.

Para avaliar corretamente esse problema é necessário entender como a colheita mecanizada acontece no campo. A Figura 1.1 mostra o caminho percorrido pelo material no interior da colhedora.

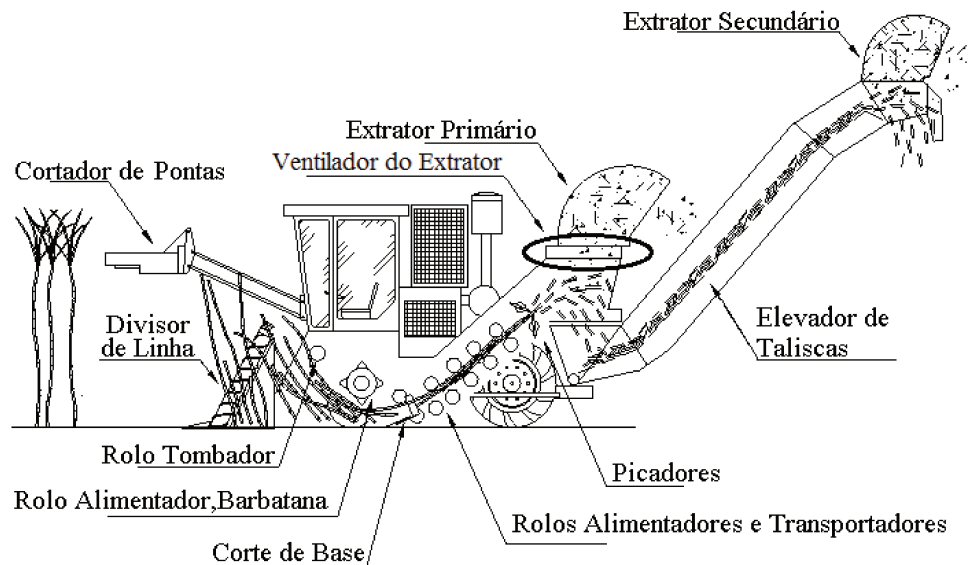


Figura 1.1: Esquema da Colhedora.

Em uma primeira etapa o topo e a base dos pés de cana são retirados pelo *cortador de pontas*. Após a entrada na colhedora, a cana passa por diversos rolos até chegar aos *picadores*, de onde sai uma mistura de toletes de cana, impurezas vegetais e minerais. Essa mistura é

---

lançada em uma trajetória em forma de parábola na câmara no interior da colhedora. Na parte superior localiza-se o *extrator primário*, onde um ventilador gira no sentido horário para realizar a limpeza da cana. Uma vez que as folhas possuem uma densidade menor, elas são sugadas pelo ventilador em direção ao extrator e descartadas no campo. Já os toletes continuam sua trajetória até o bojo, de onde são transportados pelo *elevador de taliscas*. Na saída, o *extrator secundário* pode realizar uma nova limpeza antes que os toletes de cana caiam sobre o caminhão que fará o transporte até a usina.

A eficiência de limpeza da cana é fortemente dependente da velocidade de rotação do extrator. Seu controle é feito manualmente e depende, portanto, do operador da máquina. As condições de solo, variedade da cana-de-açúcar, velocidade da colhedora, densidade e grau de impureza do material bruto podem alterar o ponto de controle ideal[4].

Uma solução possível para melhorar a eficiência do extrator é realizar o monitoramento do material em duas importantes áreas da colhedora: a saída dos picadores e a saída do extrator. A partir da informação do fluxo de material na saída dos picadores e de forma mais importante, da presença de cana na saída do extrator, é possível uma estimativa do aumento ou diminuição das perdas em um período definido. A expectativa é de que os pedaços de cana, que possuem maior teor de umidade, alterem mais significativamente a permissividade do meio no interior do extrator. A medida da capacitância de um par de placas paralelas localizadas nesse ponto proporcionaria a informação necessária para um controle em malha fechada. A partir daí, um ajuste automático da velocidade do extrator poderia ser alcançado.

O objetivo deste trabalho foi propor e avaliar essa solução, que busca otimizar a separação das impurezas minerais e vegetais dos toletes de cana na máquina colhedora a partir do monitoramento do fluxo em áreas específicas da colhedora. Uma estrutura foi projetada e construída para avaliar o potencial de detecção de cana e palha, utilizando técnicas capacitivas. O circuito eletrônico responsável por coletar os dados e disponibilizá-los para um possível controle de malha fechada também foi desenvolvido.

## Breve Revisão Bibliográfica

Na agricultura, as propriedades dielétricas de diversos materiais já foram estudadas para aplicações de medidas de massa, fluxo e principalmente de teor de umidade usando radiofrequência. Nelson[6] sintetizou os resultados de vários deles associados a grãos, sementes, frutas e vegetais, considerando medidas quantitativas da constante dielétrica e da constante

de perda. Nesses trabalhos foram feitas medições na faixa de radio-frequência e microondas para determinar as propriedades da matéria. O inconveniente dessas frequências, que estão na faixa de *megahertz*, é que a permissividade geralmente é menor, reduzindo os efeitos do campo elétrico especialmente em temperaturas mais elevadas. Além disso, os circuitos para esse tipo de medição também têm alta complexidade devida à velocidade exigida na resposta dos componentes empregados.

Outras técnicas de medição baseadas em reflectância na faixa do infravermelho ou baseadas na resistência também foram usadas, mas elas possuem a desvantagem de funcionarem apenas para uma camada superficial, o que as torna inviáveis para avaliação do conteúdo interno de um material concentrado[7].

Martel e Savoie[8] avaliaram o desempenho de 5 tipos de sensores para determinação do fluxo de massa em uma colhedora de forragem, entre eles um sensor capacitivo que utilizou como circuito de medição um temporizador cuja frequência varia com a capacitância conectada. No entanto, esse é um arranjo com limitações devido a necessidade de capacitâncias elevadas para funcionamento dentro da faixa estável do circuito. Mesmo assim, os autores foram capazes de encontrar uma correlação entre o fluxo de massa e a variação da frequência de saída após um procedimento de correção que estimou o impacto do tamanho das partículas e da perda de umidade no resultado dos testes.

Kumhala et al. realizaram uma série de trabalhos que utilizaram um par de placas paralelas para determinar a massa de gramíneas[9], bem como o fluxo de massa das mesmas[10]. No entanto, o circuito eletrônico usado foi extremamente simples, cuja precisão e capacidade de fornecer medidas confiáveis são baixas. Os autores observaram que o teor de umidade das amostras influenciava bastante a resposta. Posteriormente, os mesmos autores mostraram que a relação entre fluxo de massa e capacitância poderia ser linear ou hiperbólica, dependendo da distribuição das partículas do material entre as placas. Eles classificaram a distribuição do material entre as placas paralelas em dois tipos: preenchimento por camadas (LF) e preenchimento por partículas simples (FSP). Os modelos deduzidos teoricamente foram comparados a medições realizadas com beterraba-sacarina e com batatas, apresentando resultados condizentes com o que era esperado. A conclusão foi que a distribuição do material dentro do sensor capacitivo é o aspecto mais importante na estimação da massa. Outros fatores como densidade, permissividade e forma tem efeitos secundários.

Eubanks [11] e Benning et al.[12] estudaram a aplicação de sinais de excitação com frequência variável na estimação do teor de umidade em forragens e feno, usando um capacitor de placas

---

paralelas como elemento sensor. As medidas levaram em consideração a impedância total das amostras, encontrando uma boa correlação entre o valor estimado e o valor real do teor de umidade. No entanto, a variação com o tipo de forragem foi grande tornando necessária uma calibração a cada amostra ensaiada.

Os trabalhos realizados com cana-de-açúcar reportados na literatura tiveram como objetivo principal mapear a produtividade dos campos. O advento da agricultura de precisão trouxe a necessidade da estimação da massa para a implementação desse tipo de sistema no setor sucroalcooleiro. A solução mais usada foram células de carga, que atuaram como sensores do fluxo por meio da medição do peso das canas no elevador das colhedoras para determinação do mapa de produtividade em campos de cana[13]. Essa é uma solução cara, apesar de apresentar bons resultados e ser bastante popular entre os pesquisadores da área.

A medição capacitiva em grandes dimensões também foi explorada em outros artigos científicos não relacionados à agricultura. Toth et al.[14] desenvolveram um sistema para detecção de pessoas em uma sala utilizando um par de placas dispostas perpendicularmente. A variação de capacitância resultante foi muito pequena o que dificultou a medição de forma absoluta da posição da pessoa. Além disso, eles verificaram que para posições próximas a uma das placas a variação de capacitância era maior, alterando a sensibilidade do sistema e dificultando a detecção.

Os trabalhos divulgados no meio científico mostram que, apesar de algumas pesquisas já terem explorado a medida de capacitância na agricultura, os resultados obtidos não foram capazes de fornecer uma estimativa confiável e precisa da quantidade ou fluxo de matéria. A maioria dos trabalhos trataram da medida do teor de umidade em um meio homogêneo, explorando apenas a mudança da permissividade do meio. No tocante a colheita da cana-de-açúcar os resultados são ainda mais limitados, com poucas pesquisas reportadas. Portanto, o trabalho que será apresentado nessa dissertação teve um caráter exploratório na busca por alternativas viáveis de medição capacitiva em grandes dimensões.

## Organização da Dissertação

Esta dissertação foi organizada de forma a explorar os conceitos básicos de eletromagnetismo, sensores capacitivos no mundo real e circuitos de medição aplicáveis no contexto deste trabalho. Com isso, foi possível a realização do projeto, construção e teste de um sistema de medição que avaliou o impacto da presença de toletes de cana no meio entre pares de placas paralelas, onde

a distribuição de material não acontece de forma homogênea.

No Capítulo 2, os conceitos gerais de Eletromagnetismo e os fatores que influenciam a capacitância serão apresentados. Os fenômenos da polarização e do deslocamento de cargas serão revistos de forma a entender as características do meio que decorrem deles.

No Capítulo 3, os sensores capacitivos e os circuitos de medição comumente usados serão discutidos. Será mostrado que apesar das não-idealidades presentes no mundo real esse tipo de sensor foi amplamente pesquisado e usado na indústria resultando em diversos tipos de circuito de medição.

No Capítulo 4, o desenvolvimento do projeto é apresentado, abordando a construção da estrutura e o desenvolvimento do circuito de medição, bem como um modelo básico do sensor e do sistema. Dois tipos de circuito de aquisição, com excitação DC e AC, foram desenvolvidos para oferecer um maior grau de confiabilidade aos resultados.

No Capítulo 5, os resultados da simulação do comportamento do campo elétrico e da capacitância em diferentes situações serão discutidos, bem como o resultado das medições realizadas com a estrutura construída em tamanho real e o sistema de medição projetado.

Finalmente, no Capítulo 6 serão apresentadas as conclusões desse trabalho e as suas contribuições.



# Propriedades Elétricas dos Materiais

Na natureza, toda matéria é formada por átomos e moléculas que possuem cargas elétricas positivas e negativas. Na maioria dos materiais essas cargas existem na mesma quantidade, tornando os corpos neutros, ou seja, a soma das cargas presentes é nula. No entanto, em alguns materiais ou sob determinadas circunstâncias essas cargas sofrem deslocamentos que alteram sua distribuição dentro da rede do material. Esses deslocamentos permitem uma série de efeitos de natureza eletromagnética, que podem ser usados na detecção de matéria.

Nesse capítulo, os conceitos envolvidos e os efeitos dos campos elétricos em diferentes tipos de materiais serão abordados. Para maiores detalhes, a consulta aos livros do Sadiku[15] e do Haus[16] é recomendada.

## 2.1 Força, Campo Elétrico e Potencial Elétrico

Uma carga elétrica produz um campo no qual energia potencial elétrica é acumulada. Quando uma outra carga, dita de prova, é colocada em uma região onde esse campo está aplicado, o resultado é a ação de uma força de atração ou de repulsão  $\vec{F}$  proporcional ao valor do campo elétrico  $\vec{E}$  e da carga de prova  $Q$ :

$$\vec{F} = Q\vec{E} \quad (2.1)$$

A ação dessa força pode gerar um deslocamento, cujo trabalho é dado pela diferença do potencial elétrico  $V$  entre os pontos inicial e final. A partir do potencial elétrico é possível

determinar a direção e a intensidade do campo elétrico, usando a relação a seguir:

$$\vec{E} = -\nabla V \quad (2.2)$$

Assim, uma vez conhecida a distribuição do potencial elétrico em um meio e o seu gradiente, o campo elétrico também é conhecido e a partir dele as demais grandezas elétricas associadas a eletrostática.

### 2.1.1 Equações básicas

A Eletroestática é a área do Eletromagnetismo que estuda a influência estática das cargas em materiais, que são classificados em condutores, dielétricos ou isolantes, dependendo da natureza elétrica da matéria de que é composta. A Eletrodinâmica é outro ramo que estuda o comportamento quando está presente uma variação periódica dos campos em determinada frequência. A Eletro-quasistática estuda a influência de campos em que os tempos envolvidos são muito grandes quando comparado ao tempo de propagação de uma onda eletromagnética[16]. Os circuitos abordados nessa dissertação seguem essa premissa, uma vez que as frequências envolvidas são da ordem de quilohertz. Assim, as equações de Maxwell são simplificadas na forma a seguir:

$$\nabla \times \vec{E} = 0 \quad (2.3)$$

$$\nabla \times \vec{H} = \epsilon_o \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} + \vec{J}_c = 0 \quad (2.4)$$

$$\nabla \cdot \epsilon_o \vec{E} = \rho \quad (2.5)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.6)$$

, onde  $\vec{H}$  é o vetor campo magnético,  $\epsilon_o$  é a permissividade no vácuo,  $\vec{J}_c$  é o vetor densidade de corrente em um condutor,  $\rho$  é a densidade de carga e  $\vec{B}$  é o vetor densidade do campo magnético.

Um outro conjunto importante de equações são as chamadas relações constitutivas. Essas equações levam em consideração a constituição do meio, englobando as características capacitiva, magnética e condutiva do material. Elas são representadas respectivamente pela permissividade  $\epsilon$ , permeabilidade  $\mu$  e condutividade  $\sigma$ . A densidade de fluxo elétrico  $\vec{D}$ , a densidade do campo magnético  $\vec{B}$  e a densidade de corrente  $\vec{J}$  podem ser encontrados pelas relações a seguir:

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.7)$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \quad (2.8)$$

$$\vec{J} = \sigma \vec{E} \quad (2.9)$$

A permissividade fornece uma medida da capacidade de armazenar energia elétrica dos materiais ditos dielétricos. A condutividade é uma característica associada a quantidade de cargas livres em um material, como por exemplo os metais. Por isso, no espaço livre seu valor é zero. Materiais não-ferromagnéticos possuem a mesma permeabilidade do espaço livre, que é muito baixa e por isso não será importante no decorrer deste trabalho. Os materiais da área biológica e da agricultura têm ao mesmo tempo características condutivas e capacitivas que variam de acordo com a constituição química dos mesmos [17].

## 2.2 Polarização

A polarização é o efeito pelo qual as cargas dentro de um material não condutor, sob ação de um campo elétrico externo, se alinham na direção desse campo, criando uma densidade de cargas aparente.

A redistribuição de cargas dentro do material acontece por meio de dois mecanismos principais. O primeiro é consequência da migração das cargas positivas de um átomo ou de uma molécula na direção e sentido do campo elétrico a que é submetido e da migração de cargas negativas no sentido contrário. Essa migração acontece sem que as cargas sejam retiradas da molécula. Há apenas um deslocamento interno que cria dipolos elétricos. O segundo mecanismo é resultante da orientação de moléculas que já possuem um deslocamento natural de suas cargas positivas e negativas. Nesse caso, quando o campo elétrico externo é aplicado, as moléculas deixam de constituir dipolos aleatoriamente espalhados e alinham-se ao campo, como mostrado na Figura 2.1. Esse é o caso quando moléculas de água são submetidas a um campo elétrico.

Macroscopicamente o efeito dos vários dipolos alinhados é representado pelo vetor densidade de polarização  $\vec{P}$ , que é proporcional ao campo elétrico aplicado e é o responsável por aumentar a densidade de fluxo no meio. A relação de proporcionalidade é representada pela susceptibilidade do meio  $\chi$ :

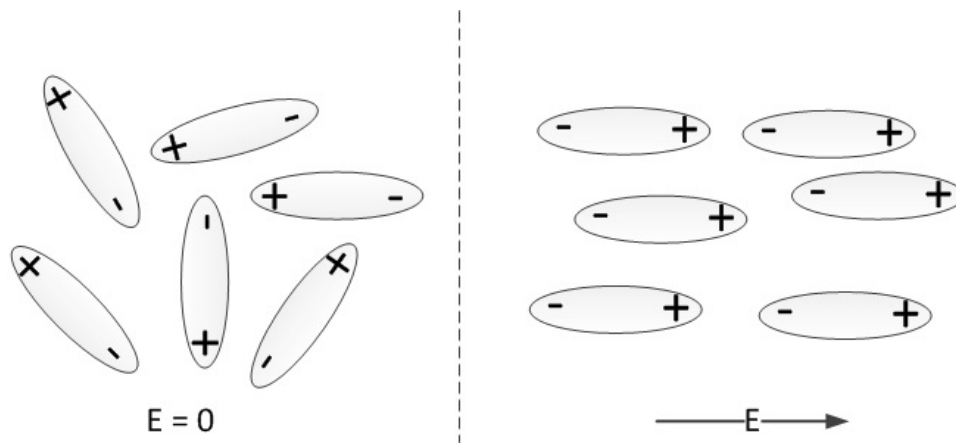


Figura 2.1: Alinhamento de dipolos sob a ação de um campo elétrico externo.

$$\vec{D} = \epsilon_o \vec{E} + \vec{P} \quad (2.10)$$

$$\vec{D} = \epsilon_o \vec{E} + \chi \vec{E} \quad (2.11)$$

Considerando  $\chi = (\epsilon_r - 1)\epsilon_o$ , obtém-se uma equação que relaciona somente fluxo e campo:

$$\vec{D} = \epsilon_r \epsilon_o \vec{E} \quad (2.12)$$

A constante dielétrica do meio  $\epsilon_r$  revela quantas vezes o fluxo é aumentado pela presença de um dielétrico diferente do vácuo, uma vez que a permissividade do meio  $\epsilon = \epsilon_r \epsilon_o$  determina a relação entre fluxo e campo. Quanto maior é a constante dielétrica, maior é o fluxo, que é um vetor colinear ao campo elétrico em meios uniformes.

### 2.2.1 Densidade de cargas

Materiais condutores e dielétricos são capazes de criar uma densidade de carga, mas com naturezas bem distintas. Condutores possuem cargas livres e portanto, permitem a condução de energia elétrica e podem ter uma carga total não-nula. Quando submetidos a um campo, suas cargas livres migram para a superfície do material até que o campo elétrico interno seja anulado. Dielétricos são materiais com carga total nula, pois suas partículas positivas e negativas estão sempre presas dentro da molécula. A intensidade do campo elétrico interno não é nulo e depende da constante dielétrica do material. O deslocamento microscópico das cargas dentro do material provoca um efeito macroscópico que pode ser visto como uma carga superficial aparente em um

volume definido, como mostrado na Figura 2.2, que mostra uma vista paralela ao campo elétrico de um capacitor de placas paralelas.

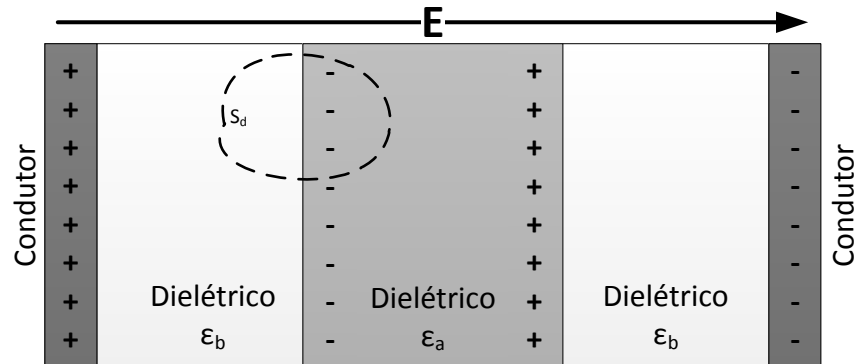


Figura 2.2: Distribuição de carga na interface entre dois meios com constante dielétrica diferentes ( $\epsilon_a > \epsilon_b$ ) submetidos a um campo elétrico.

A Lei de Gauss, Equação 2.5, afirma que a densidade de cargas total  $\rho$  em uma superfície fechada é igual ao divergente do campo elétrico multiplicado por uma constante. Para considerar o efeito da polarização em dielétricos, essa densidade pode ser representada pela soma de duas componentes:

- $\rho_c$ : densidade de cargas reais presentes em condutores
- $\rho_p$ : densidade de cargas aparente devido à polarização de um dielétrico.

$$\rho = \rho_c + \rho_p \quad (2.13)$$

A primeira componente, por ser proveniente de cargas reais, é dada pelo divergente da densidade de fluxo elétrico:

$$\rho = \nabla \cdot \vec{D} \quad (2.14)$$

Por outro lado, quando o meio entre dois condutores é formado por um dielétrico, há um aumento do fluxo, provocando um incremento no número de cargas induzidas traduzido na seguinte relação:

$$\rho_c = \nabla \cdot (\epsilon_o \vec{E} + \vec{P}) \quad (2.15)$$

Juntando as Equações 2.5, 2.13 e 2.15, encontramos também a expressão que relaciona a densidade de carga polarizada e o vetor polarização:

$$\rho_p = -\nabla \cdot \vec{P} \quad (2.16)$$

No entanto, para entender a distribuição de cargas quando o meio é formado por dielétricos distintos, expressões que relacionam a permissividade e o campo elétrico são mais vantajosas. No volume delimitado pela região  $S_d$  entre dois dielétricos mostrado na Figura 2.2 não há condutor, resultando nas seguintes condições:

$$\rho_c = 0 \quad (2.17)$$

$$\rho_p = \rho = \varepsilon_o \vec{E} \quad (2.18)$$

A primeira condição corresponde a:

$$\nabla \cdot (\varepsilon \vec{E}) = 0 \quad (2.19)$$

Como  $\varepsilon$  não é constante nesse volume, a equação pode ser reescrita como:

$$\varepsilon \nabla \cdot \vec{E} + \vec{E} \nabla \varepsilon = 0 \quad (2.20)$$

Rearranjando a expressão anterior e multiplicando os termos por  $\varepsilon_o$ , temos:

$$\nabla \cdot \varepsilon_o \vec{E} = -\frac{\varepsilon_o}{\varepsilon} \vec{E} \nabla \varepsilon \quad (2.21)$$

O termo da esquerda nada mais é que a densidade  $\rho_p$ :

$$\rho_p = -\frac{\varepsilon_o}{\varepsilon} \vec{E} \nabla \varepsilon \quad (2.22)$$

A Equação 2.22 mostra que as cargas aparentes só existem quando há uma variação da constante dielétrica do meio, ou seja, na interface de transição. Na Figura 2.2, partindo do condutor da esquerda e seguindo a direção do campo elétrico, há um aumento da permissividade do meio, o que faz surgir na interface entre os dois uma densidade aparente de cargas negativas. Em seguida, quando há novamente uma mudança de meio, mas com uma constante dielétrica menor, uma interface com carga aparente positiva aparece. Essa distribuição cria um campo

no interior do dielétrico central em sentido contrário ao aplicado, diminuindo o campo total no exterior. Por outro lado, o fluxo aumenta na interface com os condutores, pois o campo no dielétrico com menor permissividade cresce.

Simulações utilizando métodos matemáticos para determinação dos campos em situações onde o dielétrico era composto pelo ar e pequenas porções com água apresentaram uma diminuição do campo elétrico na região da água e um aumento na região do ar. Tal fato é o que explica o aumento de cargas nas placas condutoras quando um material com constante dielétrica bem mais alta é colocado no meio. Esse efeito é semelhante ao que acontece quando um pedaço de metal está presente, com a diferença que o campo elétrico é efetivamente nulo no seu interior, o que causa o máximo incremento possível na capacitância se as mesmas dimensões e a mesma disposição são usadas. Esse também é o conceito que torna dielétricos com maior permissividade dispersos em um meio em eletrodos flutuantes quando o sistema é modelado. Os resultados dessas simulações serão mostrados no Capítulo 5.

### 2.2.2 A Influência da Frequência

Quando há uma inversão do potencial elétrico e conseqüente inversão no sentido do campo, a polarização do material também inverte-se. Nesse momento, variações muito rápidas podem não dar tempo suficiente para a reorganização das partículas dentro da estrutura. Essa capacidade está relacionada ao chamado tempo de relaxação do material:

$$\tau = \frac{\epsilon}{\sigma} \quad (2.23)$$

Além de armazenar a energia na forma potencial por meio da polarização, um meio dielétrico também tem a capacidade de absorver energia e dissipá-la na forma de calor dependendo da frequência do campo aplicado. Nesses casos, o campo elétrico deixa de ser colinear a densidade de fluxo, pois as fórmulas simplificadas deixam de valer. Para considerar esse efeito, é definida a permissividade complexa, cuja parte real é dada pela permissividade real  $\epsilon$  e a parte imaginária pela constante de perda  $\epsilon'$ .

$$\epsilon = \epsilon + j\epsilon' \quad (2.24)$$

A parte real da permissividade é associada a energia armazenada, enquanto a constante de perda é associada a dispersão de energia no material e sua conversão na forma de calor para frequências muito grandes, na faixa de *megahertz*. Alguns dos trabalhos reportados na

literatura em aplicações com agricultura fazem uma análise em frequências elevadas e utilizam esse conceito[17].

Quando a duração da inversão da polarização é menor que o tempo de relaxação, a energia do campo elétrico começa a ser absorvida e a constante dielétrica diminui, ao mesmo tempo que a constante de perda aumenta. Na faixa de frequência ótica, após um valor equivalente a raiz quadrada do coeficiente de refração, a constante de perda também cai. Esse é um processo de relaxação descrito por Debye[16] e mostrado na Figura 2.3.

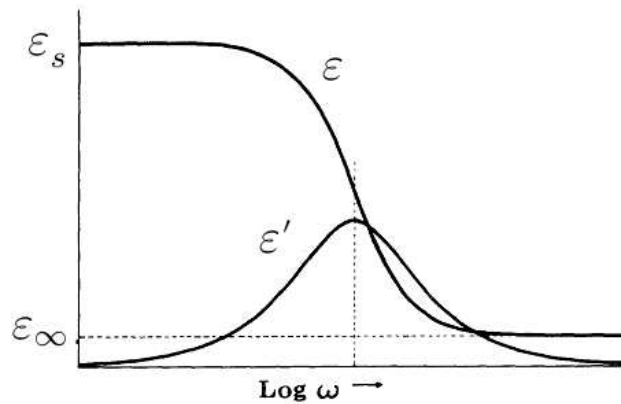


Figura 2.3: Curvas de dispersão e absorção segundo o processo de relaxação.

Para frequências baixas,  $\varepsilon$  é constante e  $\varepsilon'$  é zero. Esse é o caso que será explorado nessa dissertação, o que trará vantagens na medida final por manter o fluxo elétrico alto.

## 2.3 Capacitância

A capacitância é a medida da capacidade de uma estrutura de acumular energia na forma de cargas elétricas[18]. Recapitulando o que foi abordado nas seções anteriores, dois condutores em potenciais diferentes geram um campo elétrico entre eles a partir do deslocamento de cargas em sua superfície. Assim, a energia elétrica usada para estabelecer um potencial entre os dois condutores transforma-se em energia potencial armazenada no campo elétrico. A intensidade e direção do fluxo elétrico entre os condutores varia de acordo com fatores geométricos da estrutura e com as características do meio, que é representada pela sua permissividade. A definição matemática da capacitância entre dois condutores é dada pela relação entre a carga



acumulada e a diferença de potencial entre eles:

$$C = \frac{Q}{V} \quad (2.25)$$

A presença de um dielétrico com maior permissividade altera a capacitância porque aumenta o fluxo elétrico e conseqüentemente a carga  $Q$ . Ela é dada pela integral de superfície do vetor  $\vec{D}$  na área delimitada pelo condutor. A solução final da capacitância de uma estrutura depende apenas das suas dimensões e da permissividade, pois o campo elétrico acaba sendo eliminado da equação, uma vez que aparece tanto no numerador quanto no denominador:

$$C = \frac{\iint \vec{D} \cdot d\vec{S}}{\oint \vec{E} dl} = \frac{\iint \epsilon \vec{E} \cdot d\vec{S}}{\oint \vec{E} dl} \quad (2.26)$$

O efeito da adição de um dielétrico no meio também pode ser entendida pela ótica do gradiente de potencial elétrico. Quando um material com maior permissividade é colocado no interior de uma estrutura capacitiva, há um afastamento das equipotenciais no novo dielétrico e uma aproximação no dielétrico original, aumentando o campo, o fluxo elétrico e por fim a capacitância. A Figura 2.4 mostra a distribuição das equipotenciais no vácuo e na presença de um material com constante dielétrica 2 entre duas placas paralelas, considerando uma tensão de 100V aplicada entre elas.

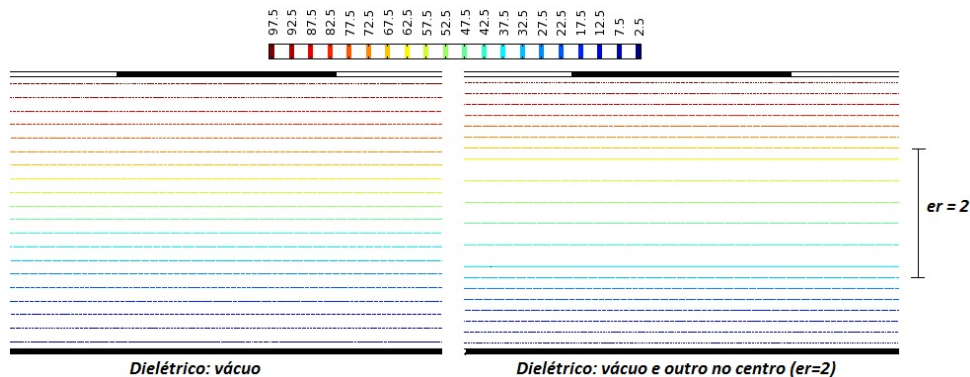


Figura 2.4: Distribuição das equipotenciais em um meio formado somente pelo vácuo (esquerda) e com a adição de um dielétrico com maior permissividade (direita).

Quando deseja-se conhecer o campo elétrico e as demais grandezas relacionadas a ele em uma estrutura, o primeiro passo é o cálculo da distribuição de potencial elétrico. Juntando-se

as equações 2.2 e 2.13, esse potencial pode ser obtido pela equação de Poisson:

$$\nabla^2 V = -\frac{\rho_c}{\varepsilon} \quad (2.27)$$

Em regiões uniformes e que não possuem cargas acumuladas, vale a equação de Laplace, que é uma forma ainda mais simples de encontrar o campo:

$$\nabla^2 V = 0 \quad (2.28)$$

A partir do gradiente do potencial elétrico, obtém-se o campo elétrico e a densidade de fluxo pelas equações 2.2 e 2.12. Nas regiões de transição entre dielétricos, as condições de contorno a seguir fornecem a solução.

Tabela 2.1: Condições na interface dielétrico-dielétrico

Densidade de Fluxo	Campo Elétrico
$D_n[1] = D_n[2]$	$\varepsilon_1 E_n[1] = \varepsilon_2 E_n[2]$
$\varepsilon_2 D_t[1] = \varepsilon_1 D_t[2]$	$E_t[1] = E_t[2]$

Essas soluções apresentam grande complexidade dependendo das estruturas envolvidas. No entanto, alguns casos possuem uma solução simplificada e fornecem modelos de estudo básicos, como o capacitor de placas paralelas com área  $A$  e distância de separação  $d$ , cuja capacitância é dada pela fórmula:

$$C = \frac{\varepsilon' A}{d} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_o A}{d} \quad (2.29)$$

A Equação 2.29 é válida somente quando o campo elétrico entre as placas é uniforme e o efeito de espalhamento nas bordas é desprezível. Esse é o caso quando  $d \ll A$  e a constante dielétrica do meio não varia. Para a determinação dos campos em estruturas não uniformes ou com dimensões que tornam os efeitos de borda significantes, a análise em elementos finitos é usada e *softwares* de modelamento matemático de estruturas fornecem a solução.

A capacitância de estruturas com dielétrico formado pelo ar é muito pequena, pois sua permissividade é aproximadamente a do vácuo. Fatores ambientais como umidade e temperatura também alteram a permissividade do meio, pois alteram a constituição do meio e seus campos internos. Materiais com elevado teor de umidade, como a cana-de-açúcar, têm uma permissividade bem maior, uma vez que a água possui uma constante dielétrica em torno de 80[16]. Por outro lado, a palha seca é um material com baixíssima permissividade, pois já perdeu a maior

parte de sua umidade com a exposição ao tempo no campo. Esse é o conceito básico que será explorado nessa dissertação para detecção de conteúdo, uma vez que é desejada a informação sobre a presença de cana.

## 2.4 Carga e Corrente

O deslocamento de cargas livres atravessando uma área em determinado período de tempo produz corrente elétrica. Ela é calculada a partir de uma integral sobre a área normal ao vetor densidade de corrente  $\vec{J}$ .

$$I = \iint_S \vec{J} d\vec{S} \quad (2.30)$$

Em materiais condutores a densidade de corrente tem uma relação de proporcionalidade com o campo elétrico dada pela condutância do material. Para não confundirmos essa densidade de corrente com outra que será apresentada adiante, chamamos essa de densidade de corrente em condutores  $\vec{J}_c$ .

$$\vec{J}_c = \sigma \vec{E} \quad (2.31)$$

Em materiais dielétricos não existe condução elétrica. Porém a carga aparente advinda da polarização das moléculas produz também uma densidade de corrente de deslocamento  $\vec{J}_d$ , que é proporcional a variação da densidade de fluxo elétrico no tempo:

$$\vec{J}_d = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} = \varepsilon \frac{\partial \vec{E}}{\partial t} \quad (2.32)$$

Essa corrente não resulta de um deslocamento de cargas propriamente dito, mas sim do movimento de alinhamento dos dipolos. Nesse caso, fala-se em corrente de deslocamento, dada pela seguinte equação:

$$I_d = \iint_S \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} d\vec{S} = \frac{d}{dt} \left( \iint_S \vec{D} d\vec{S} \right) = \frac{dQ}{dt} \quad (2.33)$$

A corrente de deslocamento pode ser entendida como uma corrente virtual, resultante da variação do campo elétrico, que induz uma carga aparente na fronteira dos dielétricos, responsável por também gerar uma corrente aparente. A distinção entre as duas correntes é filosófica

para diferenciar a diferente natureza das duas.

Em um meio condutor como o cobre ou o alumínio, uma diferença de potencial gera um deslocamento contínuo de cargas. Por outro lado, em um meio não-condutor e dielétrico, a corrente  $I_d$  só aparece enquanto há mudança do campo elétrico. As duas correntes existem em estruturas capacitivas quando a tensão entre os eletrodos sofre variações e são iguais desde que a estrutura esteja isolada. Os circuitos de medição comumente usados exploram esse momento para inferir a capacitância

## Sensores Capacitivos e Técnicas de Medição

As propriedades dielétricas da matéria, representadas pela permissividade do meio determinam a interação entre os diferentes materiais e os campos elétricos[6]. Parte dessa interação pode ser quantificada pela capacitância da estrutura e medida por meio da carga acumulada e da corrente resultante desse processo.

Nesse capítulo serão apresentadas as características dos sistemas de medição de sensores, com foco nos sensores capacitivos, os problemas encontrados quando se trabalha com eles e as soluções usualmente utilizadas para tornar a medida mais confiável.

### 3.1 Sensores e Sistemas de medição

Sensores elétricos são transdutores usados para converter uma grandeza física em uma grandeza elétrica capaz de representar a informação de interesse de forma útil em uma etapa posterior. Algumas das suas características de maior interesse são a sensibilidade, a seletividade e a precisão da medida.

Em um sistema onde diversas informações estão presentes, como é o caso de ambientes abertos, a capacidade que um sensor tem em extrair somente a informação de interesse é muito importante. A seletividade está diretamente relacionada a sensibilidade do sensor, uma vez que um sistema ideal possui elevada sensibilidade a grandeza desejada e nula para as demais. A exatidão da medida é influenciada por diversos fatores que causam erro no resultado final em um sistema real. As diversas classes de ruído, interferências próximas ao sensor e o desvio da resposta ao longo do tempo (*drift*) são erros randômicos, mas que podem ser eliminados com o uso de filtros, sinais diferenciais, CHS (*chopper stabilization*) e otimização do sistema. Já os erros sistemáticos repetem-se ao longo das medições e são causados principalmente pela

inexatidão dos parâmetros do sistema. Esses são reduzidos normalmente através da calibração [19].

Uma das melhores técnicas para eliminação de erros sistemáticos, *offsets* e outros erros que sejam aditivos ou multiplicativos em um sistema linear é usar a autocalibração a partir da medição de três sinais [20]. Considerando que a saída  $y$  do sistema é dada por uma equação linear, onde  $S$  é a sensibilidade e  $X_{os}$  é o *offset*, temos:

$$y = Sx + X_{os} \quad (3.1)$$

Uma relação de proporcionalidade  $M$  é obtida a partir da medida da saída do sistema em três situações. A primeira é quando a entrada é nula e a saída é  $Y_{os} = X_{os}$ . A segunda quando a entrada é um valor conhecido de referência  $X_{ref}$  e a saída é  $Y_{ref} = SX_{ref} + X_{os}$ . A terceira é quando a entrada é dada pelo sinal do sensor  $x$ . Daí, podemos chegar a seguinte relação:

$$M = \frac{y - Y_{os}}{Y_{ref} - Y_{os}} = \frac{x}{X_{ref}} \quad (3.2)$$

Assim, uma vez obtido o valor  $M$ , a entrada pode ser calculada com uma constante de proporcionalidade igual a  $X_{ref}$ , que deve ser um valor previamente conhecido e estável. Essa relação mostra-se independente de variações na sensibilidade ou no *offset*, o que torna o sistema imune a erros que alteram qualquer uma dessas características. No entanto, ela depende de uma configuração que permita o chaveamento entre as três condições (vazio, referência e sinal) para que o processo de calibração seja contínuo, uma vez que os erros geralmente possuem pequenas variações no tempo. Além disso, o valor de referência  $X_{ref}$  deve ser preciso e confiável.

## 3.2 Sensores Capacitivos

A medida de capacitância vem sendo usada ao longo das últimas décadas como um método bastante eficaz especialmente quando uma forma de medição não invasiva é desejada. O baixo custo, a alta velocidade, o baixo consumo, a simplicidade da estrutura e a robustez estão entre as características que tornam essa a técnica ideal para medidas de conteúdo como fluxo de líquidos e propriedade dielétrica de diferentes materiais[19].

No entanto, o baixo nível de sinal aliado a presença de ruído exigem a utilização de técnicas de blindagem e circuitos eficientes. A dificuldade cresce com o aumento das dimensões construtivas da estrutura, uma vez que ela se torna mais suscetível a interferências externas. Nessa seção

as características dos sensores capacitivos e as técnicas necessárias para uma medida confiável serão abordadas.

### 3.2.1 Características

Os sensores capacitivos mais comuns exploram duas geometrias básicas que possuem uma resposta bem conhecida da variação de capacitância. São elas a geometria cilíndrica e a de placas paralelas, mostradas na Figura 3.1.

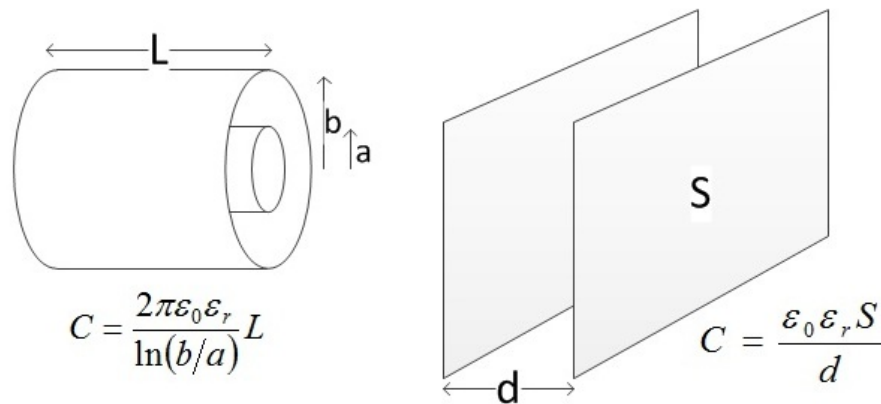


Figura 3.1: Geometrias de Capacitores.

As fórmulas apresentadas na figura valem quando o meio é homogêneo e não há dispersão do campo elétrico, o chamado efeito de borda. Para isso, o comprimento do cilindro deve ser bem maior que os raios  $a$  e  $b$  e a distância  $d$  entre as duas placas condutoras deve ser pequena quando comparada a área  $S$  das placas paralelas.

A transdução dos sensores capacitivos geralmente explora a variação mecânica, obtida por meio da alteração das dimensões da estrutura, como a área dos condutores e a distância entre eles ou a variação na característica dielétrica do meio. Esse último caso é o que é explorado nesse trabalho, uma vez que a informação buscada é a composição da matéria, ou seja, deseja-se uma medição relacionada ao conteúdo.

O nível dos sinais que envolvem esses sensores é pequeno, pois a capacitância resultante é tipicamente da ordem de *picofarads*, com variações em *femtofarads*. Como a técnica de medida normalmente emprega uma medição da corrente, circuitos de aquisição com baixíssima impedância de entrada são necessários e o sinal ainda precisa ser amplificado antes da leitura.

Outro fator que dificulta a medida são as diversas fontes de capacitância parasita em uma estrutura que funciona como sensor capacitivo. O movimento dos cabos, as condições ambientais,

a variabilidade dos componentes eletrônicos do circuito e campos elétricos externos influenciam o valor final. A quantificação dessa influência é difícil, pois as alterações acontecem dinamicamente durante o funcionamento dos sensores em ambiente real. Qualquer superfície condutora próxima pode desviar parte das linhas de campo elétrico, resultando numa diferença na quantidade de cargas efetivamente coletadas no eletrodo. Interferências de campos externos devido ao acoplamento com outros sinais presentes no ambiente como a rede elétrica podem até mesmo saturar a saída do circuito.

Condições ambientais também alteram a capacitância e diminuem a precisão da medida. A presença de poeira e umidade podem contaminar os elementos sensores formados pelas placas condutoras. A umidade condensada cria uma superfície condutora que aumenta a área do eletrodo e por consequência a capacitância real. Se os elementos da contaminação estiverem aterrados, a capacitância pode até diminuir[19]. Além disso, a constante dielétrica do meio altera seu valor de acordo com a temperatura e, principalmente, com o teor de umidade. A mudança da capacitância com a presença de água é inclusive explorada em sensores desenvolvidos para estimativa dessa característica[21]. Uma solução usual é selar a estrutura para que não haja contaminação[22]. No entanto, quando grandes dimensões estão envolvidas, nem sempre o isolamento é possível. Nesse caso, uma fina camada de material não-condutor é colocada para proteção dos elementos sensores[12]. A desvantagem é a adição de mais um dielétrico, que altera sensivelmente a capacitância, dependendo da espessura da camada e da área do eletrodo. A adição dessa camada protetora também tem a função de evitar o contato direto entre o material a ser medido e os elementos sensores. O contato direto apenas em regiões dispersas do sensor adiciona não-linearidades ao sistema, especialmente se o material tem características condutivas, causando uma “fuga” de cargas.

A influência de condutâncias parasitas aparece quando o meio entre as placas não tem característica estritamente dielétrica. Elas surgem, por exemplo, com a presença de água, tornando o sensor um capacitor não-ideal. Esse é um problema que influencia especialmente os sistemas de aquisição dos sinais, uma vez que determinados circuitos funcionam de forma eficaz apenas se a impedância do sensor é estritamente capacitiva[23]. No entanto, se o valor da condutância for constante a calibração do sistema pode eliminar seu efeito ou se o valor é baixo, a influência pode ser reduzida com o aumento da frequência de excitação.

O movimento dos cabos ou da própria estrutura é outro fator que modifica bastante o valor da capacitância medida por alterar o valor de componentes parasitas. Por isso, a estabilidade mecânica é um cuidado que deve ser levado em conta na construção das estruturas. A adição de



componentes parasitas dificilmente poderá ser evitada, mas se o seu valor for mantido constante a maior parte do tempo, elas podem ser eliminadas numa fase de pós-processamento da medida.

### 3.2.2 Blindagem

Tendo em vista todos os fatores externos que podem influenciar a medida de capacitância, a blindagem é um item essencial em uma medição com confiabilidade e robustez. A Figura 3.2 mostra o efeito da presença de um condutor próximo a um sensor formado por um par de placas paralelas [19].

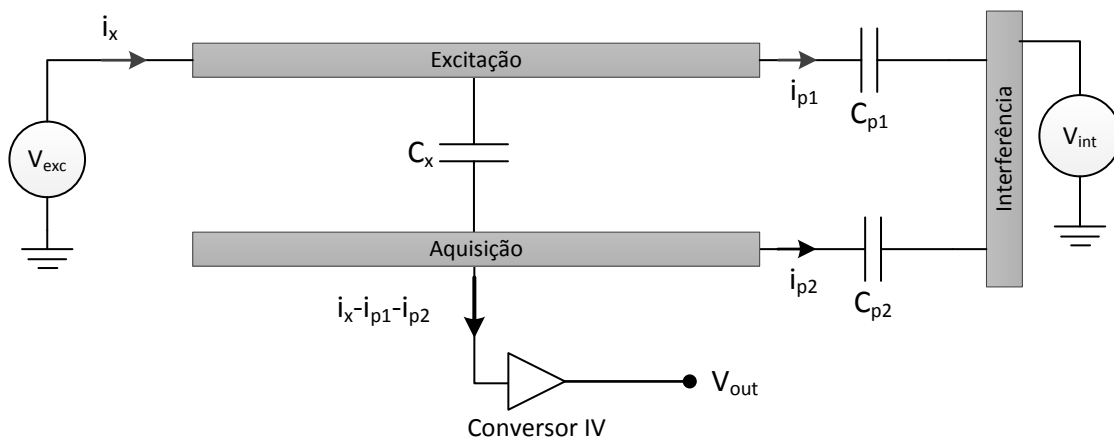


Figura 3.2: Acoplamento capacitivo devido a uma fonte de interferência externa.

Uma das placas é excitada com a tensão de entrada  $V_{exc}$ , induzindo cargas na placa de aquisição. Em um caso ideal, onde não há interferências, as cargas em ambas as placas é idêntica, resultando em correntes também idênticas. No entanto, na presença de um condutor com uma tensão de interferência  $V_{int}$ , algumas das cargas são alternativamente induzidas na fonte de interferência, ou seja, algumas cargas são “roubadas”. O resultado é a adição de um erro com variação não determinada, uma vez que os campos externos não são controlados e podem ser abundantes.

Além disso, dispositivos eletrônicos no ambiente também contribuem com interferências periódicas, como é o caso da frequência de  $60Hz$  devido à rede elétrica, reatores de lâmpadas ou equipamentos em radio-frequência. O acoplamento ainda é mais notável quando as dimensões da estrutura são grandes, incluindo os eletrodos, que acabam funcionando como um receptor de interferência.

A solução é utilizar um condutor para fazer a blindagem da estrutura conforme mostrado

na Figura 3.3. A indução de cargas externas ainda acontece, mas sobre a blindagem. Se esse eletrodo estiver sob o mesmo potencial do eletrodo de aquisição não há nenhuma capacitância parasita no eletrodo de aquisição.

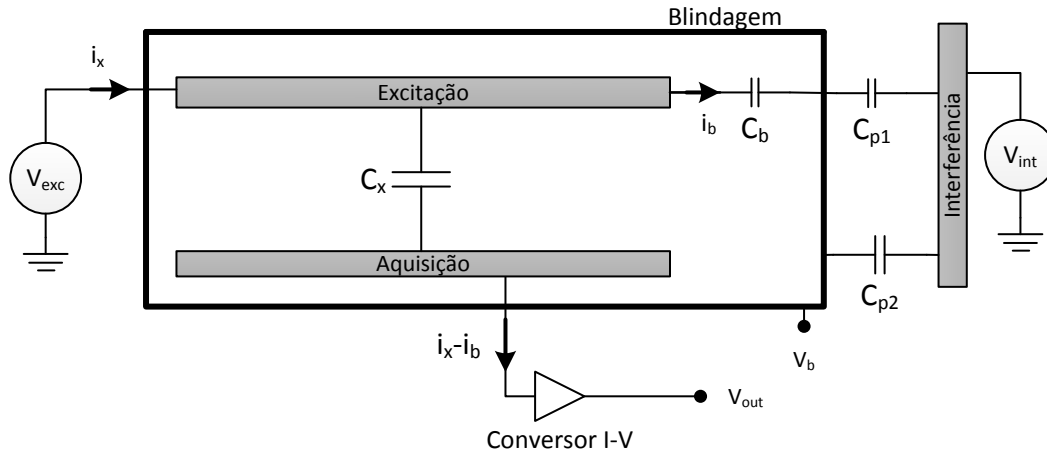


Figura 3.3: Acoplamento capacitivo com blindagem.

A estrutura blindada não tem a mesma resposta de uma estrutura ideal onde não há interferência. Isso porque o condutor adicional ainda é capaz de gerar uma capacitância parasita  $C_b$  devido à diferença de potencial entre a placa de excitação e a blindagem. No entanto, esse valor não sofre variação se a blindagem é realizada com a tensão correta e de forma eficiente. Nesse caso, sua presença apenas adiciona um pequeno desvio constante na medida (*offset*). Apesar de ambos os eletrodos (excitação e aquisição) serem suscetíveis a interferência, é preferível que a blindagem privilegie o eletrodo de aquisição pois é nele que as cargas serão coletadas para a medição. Por isso, a tensão  $V_b$  normalmente é zero ou próxima do valor presente na entrada do conversor I-V.

A forma que reduz drasticamente a intensidade das componentes parasitas é a blindagem ativa, que pode ser feita em *feedback* ou *feed-forward*. O primeiro tipo é implementado apenas com um seguidor de tensão (*buffer*), que reproduz o sinal que vai para o eletrodo sensor no eletrodo de blindagem e isola as cargas dos dois. O segundo tipo é implementado através de um sinal diferente idêntico ao do eletrodo sensor com a vantagem de não depender da velocidade do seguidor e não adicionar instabilidade ao circuito [24].

### 3.2.3 Eletrodos de Guarda

A relação linear entre a capacitância, o dielétrico do meio, a área e distância entre as placas paralelas expressa pela Equação 2.29 só é válida quando a distância entre as placas é pequena. Caso contrário, há uma dispersão do campo elétrico nas bordas que aumenta a capacitância real. Nesse caso, a área útil do capacitor é aumentada e a espessura das placas passa a também influenciar o valor medido.

A capacitância considerando o efeito de borda em um par de placas circulares de raio  $r$ , distância  $d$  e espessura  $t$  no vácuo, pode ser obtida pela fórmula a seguir [25]:

$$C = 4\pi\epsilon_o \left[ \frac{r^2}{4d} + \frac{r}{4\pi d} \left[ d \left\{ \log_e \frac{16\pi r(d+t)}{d^2} - 1 \right\} + t \log_e \left( 1 + \frac{d}{t} \right) \right] \right] \quad (3.3)$$

Mesmo assim, essa equação não fornece uma estimativa completamente confiável, pois depende do isolamento do sensor do mundo externo. Por isso, para diminuir o efeito de borda, utilizam-se eletrodos de guarda, que servem para uniformizar o campo elétrico em uma região definida. A desvantagem é o aumento do tamanho da estrutura, o que nem sempre pode ser realizado em uma situação real. O efeito do eletrodo de guarda é mostrado na Figura 3.4.

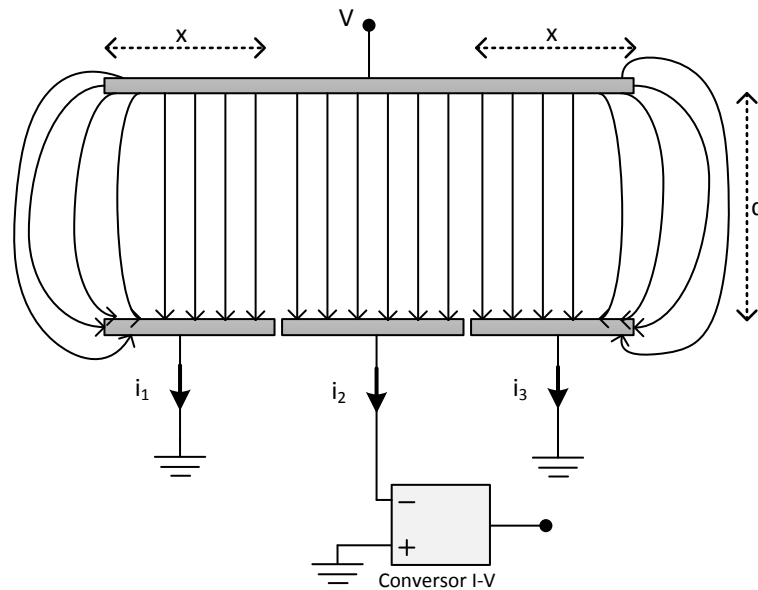


Figura 3.4: Efeito dos eletrodos de guarda.

A corrente  $i_2$  é gerada pela variação do campo elétrico em uma área onde há uniformidade. Somente as correntes  $i_1$  e  $i_2$  são influenciadas pelo efeito de borda de forma acentuada. Usualmente os eletrodos de guarda são colocados sob o mesmo potencial do eletrodo a ser guardado.

No entanto, uma configuração onde o eletrodo de guarda tem o mesmo potencial do eletrodo oposto também é possível e não altera o valor final da capacitância[26].

O desvio relativo ao modelo ideal causado pela presença do efeito de borda têm uma relação exponencial com a distância lateral  $x$  do eletrodo de guarda e a distância  $d$  entre as placas[26], dada pela expressão:

$$\delta = e^{-\pi x/d} \quad (3.4)$$

Dessa forma, para uma exatidão de 1ppm na medida, a largura do eletrodo de guarda deve ser de pelo menos 5 vezes a distância entre as placas, algo impraticável dependendo da aplicação.

### 3.2.4 Eletrodos Flutuantes

Em alguns casos, o meio formado pelo dielétrico pode não ser homogêneo. De fato, podem existir corpos flutuantes de forma isolada entre os eletrodos do capacitor. Nesse caso, define-se o termo “eletrodos flutuantes” como sendo eletrodos que não são conectados a nenhum potencial conhecido no sistema[19].

Tais eletrodos oferecem uma certa robustez mecânica por permitir a ausência de contato, evitando atritos, por exemplo, em codificadores angulares[27]. No entanto, em aplicações como detecção de presença de um corpo, a posição do eletrodo não é controlada, podendo acoplar com outras peças da estrutura ou com elementos externos ao sistema[28]. As capacitâncias parasitas tornam-se de difícil medição e há a necessidade de contornar a sua presença.

Os elementos que formam o eletrodo podem ter tanto característica condutiva quanto dielétrica. Ambos os tipos definem uma interface com pequena diferença de potencial. No caso condutivo essa interface é uma equipotencial formada por todo o elemento. No caso dielétrico, ela depende da diferença entre as constantes dielétricas do corpo e do restante do meio. A principal diferença entre os dois tipos é que, apesar do dielétrico ter uma maior linearidade, ele é suscetível ao problema de cargas estáticas. Essas cargas acumulam-se ao longo do tempo e podem aumentar a quantidade de ruído presente na medição, diminuindo a confiabilidade e a exatidão do sistema.

O acoplamento devido à presença do eletrodo flutuante pode aumentar ou diminuir a capacitância total do sistema, dependendo do valor da capacitância  $C_{ef}$  entre eletrodo e terra. A Figura 3.5 mostra os componentes desse tipo de estrutura.

Se a capacitância  $C_{ef}$  for muito pequena, a quantidade de carga desviada pela corrente  $i_{ef}$

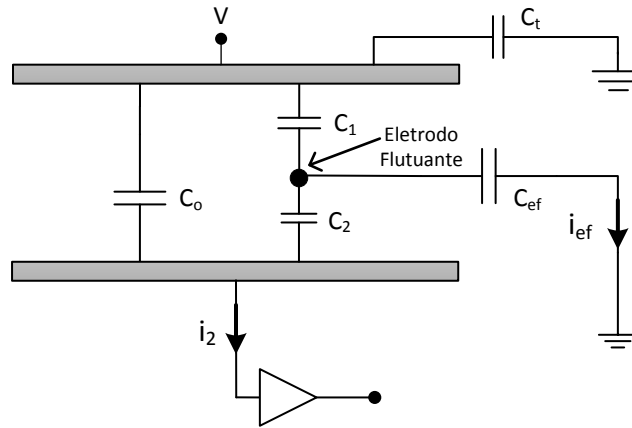


Figura 3.5: Efeito de um eletrodo flutuante.

será maior que o aumento de carga induzida nas placas devido à presença do eletrodo flutuante, que altera  $C_1$  e  $C_2$ . Esse é o caso em que o corpo a ser detectado tem um forte acoplamento com o terra, acarretando uma diminuição da capacitância com a sua presença. A capacitância  $C_o$  representa a influencia da parte da estrutura que não sofreu alteração com a adição do novo elemento.

A interação do campo elétrico com outros elementos condutores próximos à estrutura torna os sistemas com eletrodos flutuantes difíceis de serem seletivos a apenas um alvo específico. Os resultados obtidos com esse tipo de arranjo resultam em medidas qualitativas, onde é possível detectar a passagem de um elemento, mas com pouca seletividade. Mesmo assim, trata-se de um mecanismo interessante para aplicações específicas, como a detecção da passagem de pessoas em um ambiente[14].

### 3.2.5 Tomografia por capacitância elétrica

Sensores capacitivos também podem ser usados em conjunto, criando aplicações mais apuradas onde um arranjo revela uma distribuição de conteúdo. ECT (*Electrical Capacitance Tomography*) é uma técnica que avalia a composição de determinado volume utilizando medidas de capacitância elétrica. A partir de um conjunto formado por pares de eletrodos, realiza-se a medição da distribuição da permissividade elétrica no seu interior, possibilitando a construção de uma imagem para inferência de conteúdo.

As características dos sensores baseados em capacitância tornaram essa técnica bastante vantajosa no monitoramento de processos industriais que envolvem fluidos[29]. Um conjunto normalmente de 12 a 24 eletrodos é utilizado para excitação e medição em diferentes configu-

rações em um arranjo rotativo. Cada eletrodo é associado individualmente com cada um dos demais eletrodos. Para o caso de um meio completamente uniforme a medição da capacitância resulta em máximos para elementos adjacentes e valores que diminuem até o valor mínimo obtido quando os eletrodos estão radialmente opostos. A Figura 3.6 mostra uma configuração de 12 eletrodos e um resultado típico de medições a partir de uma excitação no eletrodo 1.

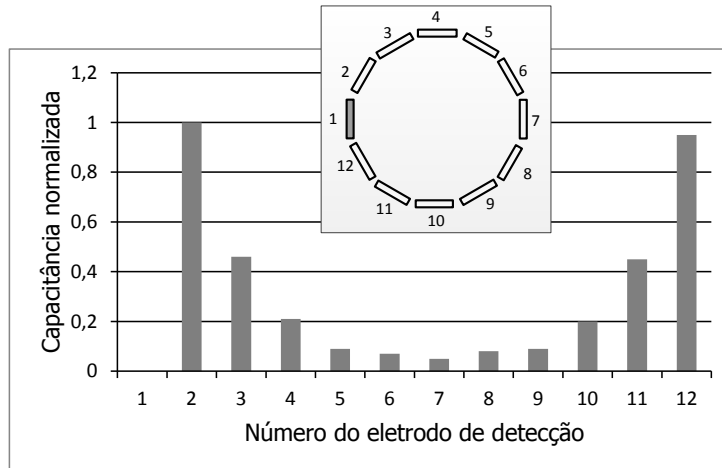


Figura 3.6: Gráfico típico de capacitâncias para um ECT com 12 eletrodos.

O sistema proposto por essa pesquisa para implementação nas colhedoras de cana possui semelhanças com ECT, principalmente porque busca retirar a informação de um material distribuído em determinado volume utilizando um sistema de eletrodos para medição capacitiva. Um ECT típico busca um diagrama de imagem para visualização da distribuição de um líquido ou outro material. Para isso, é necessário uma matriz de sensibilidade que relacione a permissividade do meio e a capacitância medida, além de lidar com uma grande quantidade de dados. Por outro lado, no projeto proposto nessa dissertação o que se deseja é apenas a detecção de um material específico, no caso a cana-de-açúcar, disperso em um volume. Nesse caso, as dimensões são bem maiores e cada eletrodo tem apenas uma única função como elemento de excitação ou de aquisição, diminuindo o tamanho do circuito, a quantidade de chaves e de não-idealidades do circuito.

### 3.3 Circuitos de medição capacitiva

Além do conhecimento acerca das estruturas capacitivas, das suas características construtivas e da influência do meio sobre o sensor, é preciso saber como adquirir a informação desejada, ou seja, como realizar a medida.

Uma das primeiras técnicas para medição capacitiva a ser largamente utilizada foram as pontes capacitivas, que podem medir não só a capacitância, mas também o fator de dissipação a partir da comparação com valores conhecidos[30]. Esse método tem a limitação de depender de um capacitor variável com o mesmo valor e precisão da capacitância desconhecida, tornando-o de difícil implementação em um sistema embarcado.

Em equipamentos de bancada em laboratório, a medida a quatro terminais por meio de um medidor de impedância do tipo LCR[31] é a mais difundida. Nesses aparelhos uma tensão alternada com amplitude e frequência ajustáveis é aplicada e a corrente é coletada. A partir dos valores medidos de amplitude e fase, o resultado pode ser apresentado em diversos modelos associativos tanto de capacitores quanto indutores.

Com o crescente uso de sensores capacitivos na indústria, houve a necessidade de circuitos mais simples e que pudessem ser embarcados com baixo custo. Daí, a partir de amplificadores operacionais com baixa corrente de polarização e *offset* surgiram vários métodos baseados em corrente alternada [32], osciladores [33], circuitos ressonantes [34], entre outros.

Os métodos mais populares hoje calculam a capacitância a partir da quantidade de cargas acumuladas durante o processo de carga e descarga do capacitor desejado. A corrente resultante do deslocamento de cargas pode ser medida por um conversor corrente-tensão e a variação de carga calculada a partir da equação:

$$\Delta Q = i\Delta t \quad (3.5)$$

A capacitância é então obtida pela sua equação básica, dependendo da carga inicial acumulada e da tensão aplicada entre seus terminais.

Os amplificadores usados precisam possuir alta imunidade a ruído, baixa capacitância parasita de entrada e principalmente baixo valor de correntes de polarização. As correntes induzidas pelas cargas no sensor são pequenas e podem tornar-se insignificantes frente ao valor estacionário dos circuitos. Técnicas de chaveamento de capacitores são comumente usadas para realizar essa medida. Nesse caso, os sinais não são contínuos, mas discretos no tempo e chaves são usadas para estabelecer diferentes estados do sistema.

Quando o ruído e interferências no sistema são grandes ou quando o nível do sinal de interesse é muito baixo, a relação sinal-ruído fica bastante prejudicada e com isso há a necessidade de métodos mais seletivos para detecção da variável de interesse com maior exatidão e seletividade. Concomitantemente, se interferências muito intensas estiverem presentes, elas podem se sobrepor aos sinais de interesse da medida e até mesmo saturar os circuitos de aquisição. Esse é

o caso quando existe um forte acoplamento das placas que formam o sensor e a rede de energia elétrica. Para diminuir essa interferência é importante o uso de blindagem e filtros de entrada no sistema.

A seguir, alguns circuitos comumente usados serão apresentados. Eles são exemplos de como a capacitância pode ser obtida a partir de circuitos com amplificadores operacionais, chaves e alguns componentes discretos. Serão explorados exemplos com osciladores, circuitos chaveados com transferência de carga e excitação em corrente alternada.

### 3.3.1 Integrador Chaveado

O integrador chaveado funciona com a aplicação de uma tensão na forma de onda quadrada na entrada, resultando numa onda triangular na saída. Ela depende da capacitância  $C$  de retorno e da resistência  $R$  conectada ao terminal negativo do amplificador operacional e é dada pela relação:

$$V_{out} = -\frac{V_{dc}}{RC}t + V_0 \quad (3.6)$$

$V_0$  é a tensão na saída no instante inicial  $t = 0$  e  $V_{dc}$  é a tensão de pico da onda quadrada na entrada. A implementação desse circuito é mostrada na Figura 3.7.

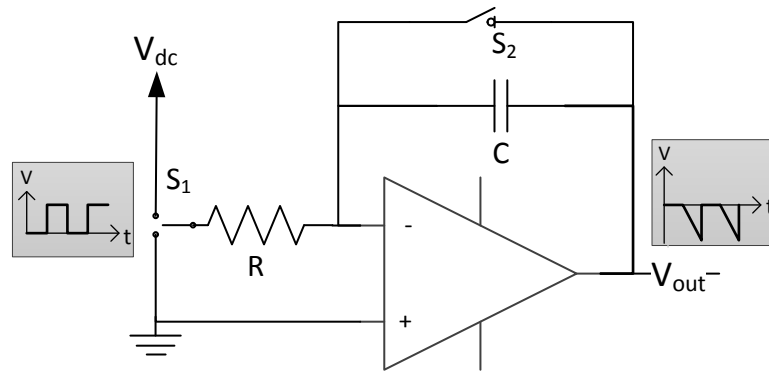


Figura 3.7: Circuito integrador chaveado.

A chave  $S_2$  em paralelo com a capacitância é responsável por eliminar as cargas no instante inicial, fazendo com que a tensão de *offset* da entrada do amp-op não seja amplificada e sature a saída. Essa chave é fechada quando o terminal do resistor é colocado no potencial nulo e aberta pouco antes da tensão  $V_{dc}$  ser aplicada através da chave  $S_1$ . Enquanto  $V_{dc}$  é aplicada, a corrente que atravessa o resistor carrega o capacitor idealmente de forma infinita. Por isso, antes que a saída chegue ao valor da saturação do amp-op, as chaves devem ser invertidas.



A principal limitação desse circuito é a necessidade de valores de resistência e capacitância relativamente altos. Caso contrário, a inclinação da saída é muito grande e exige um conversor AD mais rápido e preciso para realizar a leitura. Por exemplo: a inclinação para  $C = 1pF$ ,  $R = 100k\Omega$  e tensão de  $5V$  é  $5V/\mu s$ . Ou seja, para uma excursão completa a frequência deve ser maior que  $1MHz$ . Além disso, se existe uma condutância em paralelo com o capacitor, a forma de onda deixa de ser uma reta, afetando a linearidade e a exatidão do sistema.

O integrador também pode ser usado com uma fonte de corrente no lugar do resistor a fim de produzir uma saída PWM em uma segunda etapa após a amostragem da capacitância[20]. A fonte de corrente define a inclinação da reta da função de transferência e a tensão inicial proveniente da amostragem em uma etapa anterior altera o intervalo de tempo para atingir o nível de saída. Em seguida, um comparador gera uma saída regulada pela tensão inicial como mostrado na Figura 3.8.

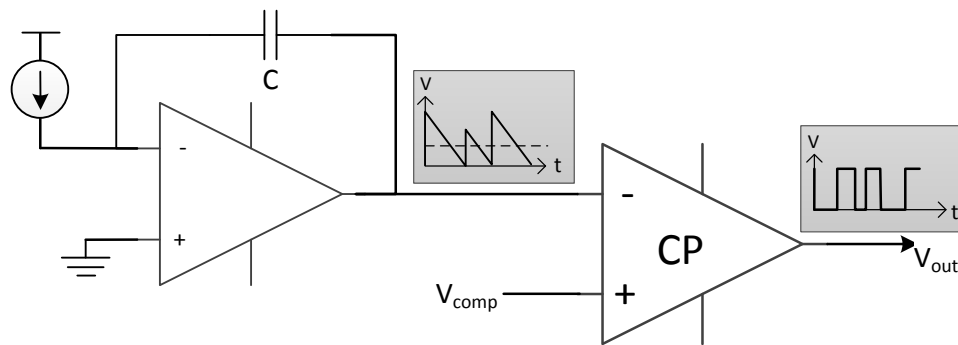


Figura 3.8: Circuito integrador modificado.

A grande vantagem é que, nesse caso, a saída é digital, exigindo apenas um contador implementado no microcontrolador. A dificuldade desse tipo de projeto é desenvolver uma fonte de corrente bastante precisa, pois a resposta é fortemente dependente desse parâmetro. Por isso, trata-se de um circuito mais facilmente desenvolvido em microeletrônica.

### 3.3.2 Amplificador por transferência de carga

O amplificador por transferência de carga baseia-se em técnicas de chaveamento capacitivo e possui duas fases bem distintas: a amostragem e a amplificação. A Figura 3.9 mostra o esquema desse circuito.

Quando as chaves  $S_C$  e  $S_R$  são fechadas, inicia-se a fase de amostragem e o capacitor  $C$  é carregado com a tensão  $V_{dc}$ . Enquanto isso, a carga do capacitor  $C_f$  é zerada e, considerando que o ganho do am-op é infinito, a tensão de saída é zero. Após um período  $T$ , a chave de reset

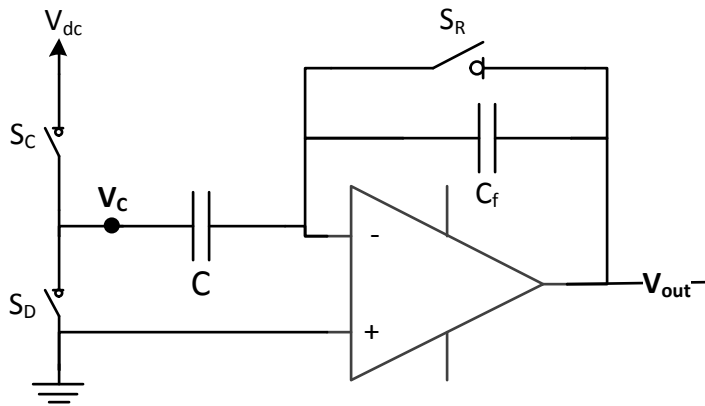


Figura 3.9: Circuito amplificador por transferência de carga.

$S_R$  é aberta, o que permitirá o fluxo de carga no capacitor de retorno  $C_f$ . Finalmente, a chave de carga  $S_C$  é desligada e a chave de descarga  $S_D$  é ligada, permitindo a transferência de carga entre os dois capacitores. É a fase de amplificação. A Figura 3.10 mostra as duas fases.

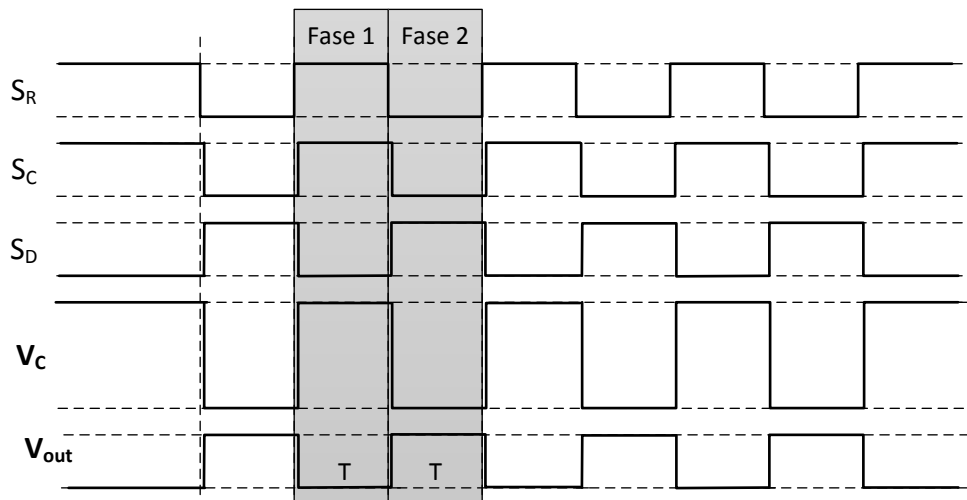


Figura 3.10: Formas de onda do amplificador por transferência de carga. Fase 1 é a fase de amostragem e a fase 2 a de amplificação.

Durante a fase de amplificação, a carga acumulada  $\Delta Q = -CV_{dc}$  no capacitor  $C$  é transferida para o capacitor  $C_f$ , fazendo surgir uma tensão na saída  $V_{out} = \Delta - Q/C_f$ . Considerando  $C$  a variável a ser determinada, a função de transferência do circuito é definida por:

$$V_{out} = \frac{V_{dc} C}{C_f} \quad (3.7)$$

Esse arranjo tem a vantagem de ter uma resposta linear, com uma tensão de saída constante

e proporcional a capacitância. A tensão de entrada também é facilmente obtida a partir de uma fonte DC e um conjunto de chaves. A desvantagem é que em casos onde a variação de capacitância é pequena em relação ao valor absoluto, a baixa sensibilidade relativa resulta em uma excursão pequena na faixa de interesse. Um outro problema desse circuito é o fenômeno da injeção de cargas nas chaves semicondutoras. A principal fonte de erro é a injeção devida à chave  $S_R$ , cuja capacitância parasita fica em paralelo com  $C_f$  alterando a carga efetivamente transferida. Para minimizar esses problemas um circuito diferencial com um outro arranjo semelhante de referência pode ser usado[35][36].

### 3.3.3 Oscilador Martin modificado

O oscilador Martin foi um circuito inicialmente projetado para ser um oscilador controlado por tensão a partir de chaves com defasamento em seu acionamento[37]. No entanto, com algumas modificações, ele pode ser utilizado para fornecer um sinal de onda quadrada com período proporcional a uma de suas capacitâncias[33]. Esse circuito modificado é apresentado na Figura 3.11.

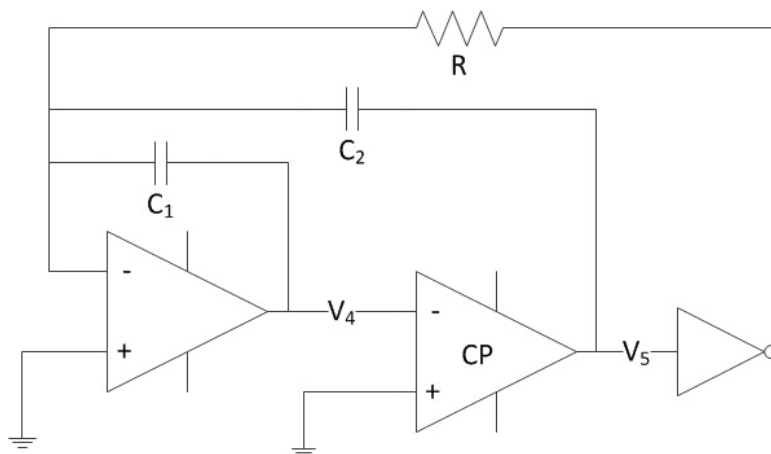


Figura 3.11: Circuito oscilador Martin modificado.

Considerando que os amp-ops são alimentados com tensões positiva e negativa com módulo  $V_S$ , a oscilação é sustentada da seguinte forma: uma pequena variação positiva de  $V_4$  em torno do zero coloca a saída  $V_5$  na tensão negativa. Isso provoca uma transferência de carga de  $C_2$  para  $C_1$ , fazendo a tensão  $V_4$  atingir seu pico. O primeiro amplificador, o resistor  $R$  e a capacitância  $C_1$  formam um integrador, cuja corrente é determinada pela saída invertida de  $V_5$ . A inclinação nesse momento torna-se negativa, o que diminui a tensão  $V_4$  gradualmente. Quando ela cruza novamente o zero, uma pequena variação negativa em  $V_4$  inverte todo o processo, fazendo  $V_5$

assumir um valor positivo. As formas de onda da Figura 3.12 mostram o comportamento de  $V_4$  e  $V_5$  ao longo desses ciclos.

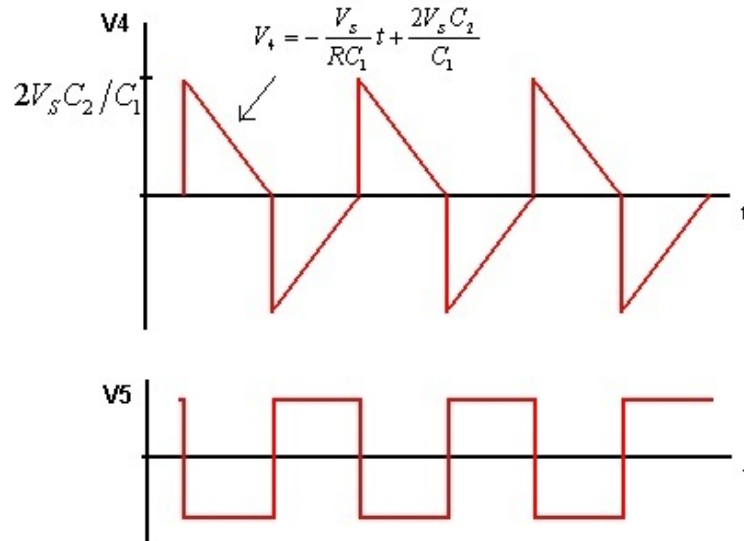


Figura 3.12: Forma de onda do oscilador Martin modificado.

A oscilação é sustentada na frequência:

$$f = \frac{1}{4C_2 R} \quad (3.8)$$

Se um sensor capacitivo é adicionado em série com  $C_2$ , a frequência de oscilação natural sofre uma queda de forma linear. A vantagem desse tipo de circuito é sua simplicidade construtiva e a capacidade de filtragem para interferência de baixa frequência. No entanto, eles só funcionam bem com sensores estritamente capacitivos, pois são suscetíveis a condutâncias parasitas [19].

### 3.3.4 Conversor Corrente-Tensão

Um circuito frequentemente usado na literatura consiste na conversão da corrente do capacitor em uma tensão de saída a partir da adição de um resistor na entrada não-inversora de um amplificador operacional. Esse circuito pode ser usado tanto com excitação DC, quanto com excitação AC, como será mostrado a seguir.

#### Excitação Contínua

A Figura 3.13 mostra o esquema onde uma tensão quadrada é aplicada no capacitor  $C$  utilizando uma chave de três posições.

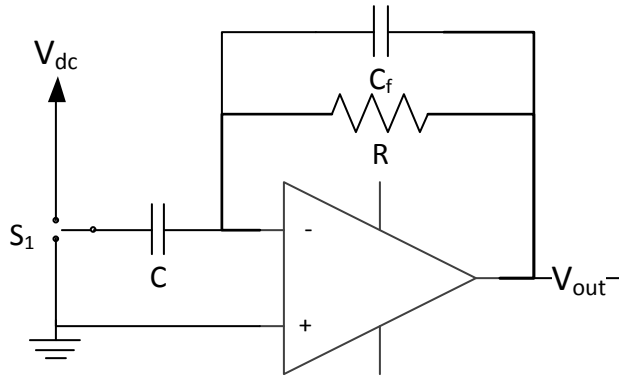


Figura 3.13: Circuito conversor corrente-tensão.

A chave  $S_1$  aplica uma tensão de onda quadrada com frequência  $f$  e amplitude  $V_{dc}$  responsável por efetuar ciclos de carga e descarga no capacitor de interesse  $C$ . Após uma análise por transformada de Fourier, a corrente de carga e a tensão de saída resultante são dadas por [38]:

$$i_c = CV_{dc}f \quad (3.9)$$

$$V_{out} = RCV_{dc}f \quad (3.10)$$

No entanto, a condição necessária para que essas fórmulas se apliquem é que a taxa de amostragem  $\omega_s$  das chaves seja maior que o dobro da banda  $\omega_m$  da resposta em frequência  $C(\omega)$  da capacitância. Por isso, esse circuito exige o conhecimento prévio do comportamento do capacitor no espectro de frequências e chaves de alta velocidade para compensar com o valor de  $f$  a baixa sensibilidade do circuito.

Um capacitor  $C_f$  pode ser colocado em paralelo com o resistor de retorno para já incorporar o filtro passa-baixas necessário para recompor o sinal amostrado. Daí vem a segunda condição desse circuito, que recai sobre a banda passante do filtro.

$$B = \frac{1}{RC_f} < \omega_s - \omega_m \quad (3.11)$$

A tensão de saída desse circuito é composta por transientes que aparecem durante a transição da tensão de entrada para  $V_{dc}$ . A corrente é muito baixa para capacitâncias pequenas e o tempo é muito curto, sendo necessário componentes de alta velocidade para sua implementação.

### Excitação Alternada

O circuito da Figura 3.14 funciona como um diferenciador inversor e é frequentemente encontrado em trabalhos para a medição de capacitâncias pequenas[35][39]. Nele, uma tensão alternada é aplicada em um dos terminais do capacitor, enquanto o outro fica conectado ao terra virtual do amplificador operacional.

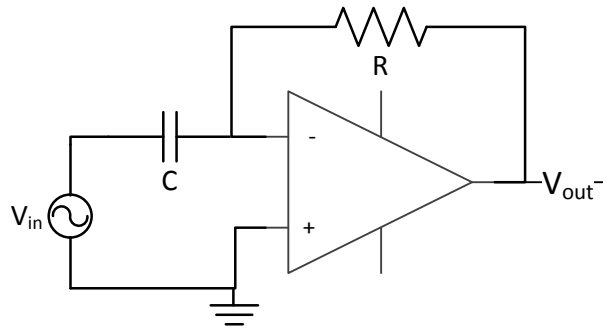


Figura 3.14: Circuito Diferenciador para medida AC.

A entrada é modelada por uma função senoidal de amplitude  $V_S$  e frequência  $\omega$  dada por:

$$V_{in}(t) = V_S \text{sen}(\omega t) \quad (3.12)$$

A corrente que atravessa o capacitor é proporcional a sua capacitância e sofre um atraso de  $\pi$  radianos. Considerando o amp-op ideal, essa mesma corrente atravessa o resistor de retorno e é convertida na tensão de saída, dada por:

$$V_{out}(t) = -V_S RC \omega \cos(\omega t) \quad (3.13)$$

No domínio da frequência a resposta do circuito é dada por:

$$V_{out} = -jRC\omega V_{in} \quad (3.14)$$

A equação anterior pode ser interpretada como um filtro passa-altas de frequência infinita e defasagem constante de 90 graus. O ganho é unitário quando  $\omega = 1/CR$  e aumenta indefinidamente se o amplificador é considerado ideal. No caso de amplificadores reais, a frequência de corte do circuito é dada pelo pólo do amplificador, comumente projetado para 1MHz de banda.

O aumento do ganho com a frequência torna o circuito suscetível a ruídos. Para melhorar seu desempenho, um resistor  $R_s$  de baixo valor em série com o capacitor  $C$  modifica a resposta

para:

$$V_{out} = \frac{-j\omega CR}{1 + j\omega CR_s} V_{in} \quad (3.15)$$

A impedância de entrada continua aumentando com a frequência, mas limitada a  $R_s$ . O ganho máximo do circuito torna-se  $R/R_s$ . A frequência de corte cai para  $\omega = 1/(R_s C)$  e o circuito continua funcionando da mesma forma que o anterior para frequências abaixo desse valor.

Outra forma mais eficiente e elegante para suprimir interferências tanto de baixa quanto de alta frequência é utilizar sistemas com detecção síncrona. A vantagem é uma medida final com precisão e relação sinal-ruído bem melhores, mas com circuitos de excitação e aquisição mais complexos, de difícil implementação, alto custo e maior consumo [29]. A Figura 3.15 mostra um diagrama de um sistema com essas características.

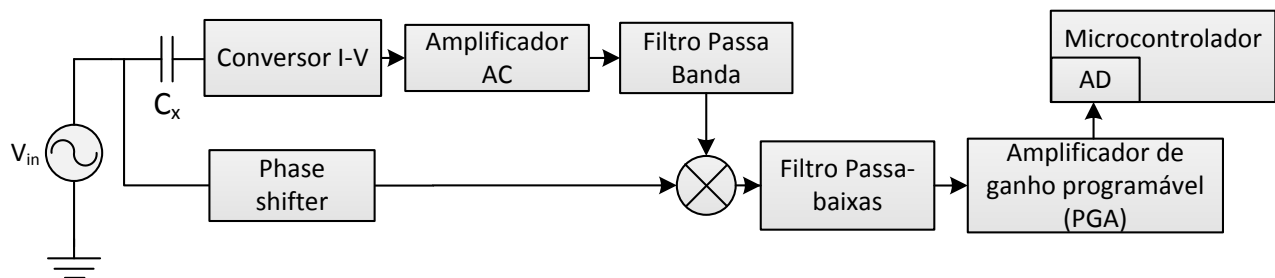


Figura 3.15: Sistema de medição baseado em corrente alternada.

O circuito de aquisição inicial é o conversor de corrente mostrado anteriormente, com tensão de saída proporcional a capacitância  $C_x$  desejada. Após o pré-amplificador, o filtro com banda estreita é responsável por extrair apenas o sinal de interesse, eliminando interferências do ambiente. Por fim, o sinal AC é convertido em um sinal DC, que é novamente amplificado e coletado a partir de um conversor AD.





## O Sistema Proposto

Apesar das vantagens inerentes aos sensores capacitivos como simplicidade construtiva, baixo consumo, e não-invasão da amostra, a medida que o tamanho da estrutura aumenta, os problemas começam a tornar-se de mais difícil contenção.

Estruturas abertas, ou seja, não seladas e portanto expostas ao ambiente, são sensíveis a outras estruturas condutivas próximas, bem como a cargas estáticas que podem ser coletadas pelos eletrodos[28]. No caso de placas com grandes dimensões e distâncias envolvidas o problema torna-se ainda mais complexo. A estrutura fica suscetível a ruídos e a robustez do sistema é prejudicada. Daí a importância de uma blindagem eficiente e eletrodos de guarda para garantir um comportamento mais previsível da resposta. Além disso, a distribuição não-homogênea de material no sensor aumenta a quantidade de variáveis para a estimativa da capacitância resultante.

Nesse capítulo, o sistema proposto para monitoramento do material no interior das colhedoras de cana será abordado. Também será apresentado um modelo desenvolvido para o estudo do sensor capacitivo. A estrutura construída para a avaliação dos elementos do sistema será abordada, bem como os circuitos desenvolvidos para a aquisição dos sinais dos sensores e o *firmware* desenvolvido.

### 4.1 Visão geral do sistema

O sistema proposto para a detecção das canas de açúcar é composto por duas estruturas capacitivas. A construção dessas estruturas demanda uma blindagem adequada para cada um dos tipos, bem como a utilização de eletrodos de guarda, especialmente no primeiro arranjo. A Figura 4.1 apresenta um esboço do sistema.

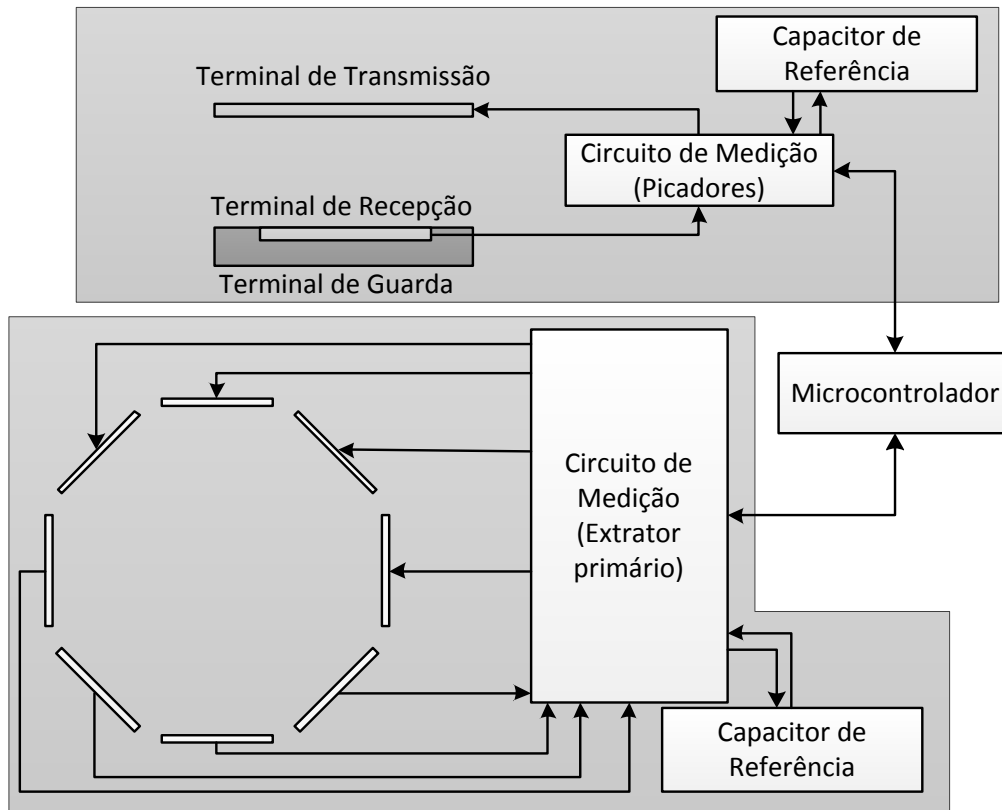


Figura 4.1: Sistema Proposto

A primeira estrutura ficaria localizada na saída dos picadores da colhedora de cana sendo formada por um par de placas paralelas a uma distância de aproximadamente 0,5m. Nesse ponto, as dimensões do sensor são menores e a distribuição das canas é menos aleatória, trazendo vantagens para a medição. No entanto, a influência de outras partes metálicas da colhedora é maior e o material é mais heterogêneo, pois é formado por uma mistura de cana e impurezas.

A segunda estrutura seria formada por um conjunto de placas paralelas num arranjo rotativo onde apenas uma placa é transmissora e uma placa é receptora em cada momento. Esse arranjo seria montado na saída do extrator primário, onde o material predominante é a palha, resultando numa distribuição mais aleatória. Como os pedaços de cana nesse ponto são proporcionais à ineficiência da separação entre cana e palha, trata-se do sensor mais importante do sistema. Nesse ponto existe a expectativa de uma menor influência de partes da colhedora feitas de metal e a passagem de toletes de cana deve representar picos na resposta do sensor. No entanto, as dimensões do extrator são maiores, o que diminui o nível dos sinais a serem coletados e aumenta a superfície à qual sinais externos poderão ser acoplados.

Dois circuitos de medição são necessários, sendo que o segundo ainda precisa de um multi-

plexador para que apenas a capacitância entre duas placas seja medida em cada momento.

Um capacitor de referência com dimensões reduzidas também precisa ser montado para cada um dos arranjos, protegido do fluxo de materiais. Ele permite uma calibração automática da influência de variáveis de ambiente, como variação de temperatura e umidade, além de diminuir a interferência de modo comum, usando para tal uma medida diferencial.

As placas do sensor capacitivo também precisam ser cobertas por uma camada isolante para evitar que poeira, umidade e o contato do material diretamente na placa contaminem a medida [12] [10]. No entanto, a presença dessa camada adiciona um novo dielétrico na estrutura, o que aumenta a não-linearidade do sistema.

#### 4.1.1 Circuito de Aquisição dos Picadores

O circuito para medição da capacitância utiliza o circuito apresentado na Seção 3.3.2. Um segundo circuito de aquisição idêntico também é montado para a recepção do sinal do capacitor de referência. As duas saídas são conectadas a um amplificador de instrumentação, para que só a diferença entre os dois seja amplificada, como mostrado na Figura 4.2. Essa técnica tem a vantagem de eliminar as interferências em modo comum do ambiente.

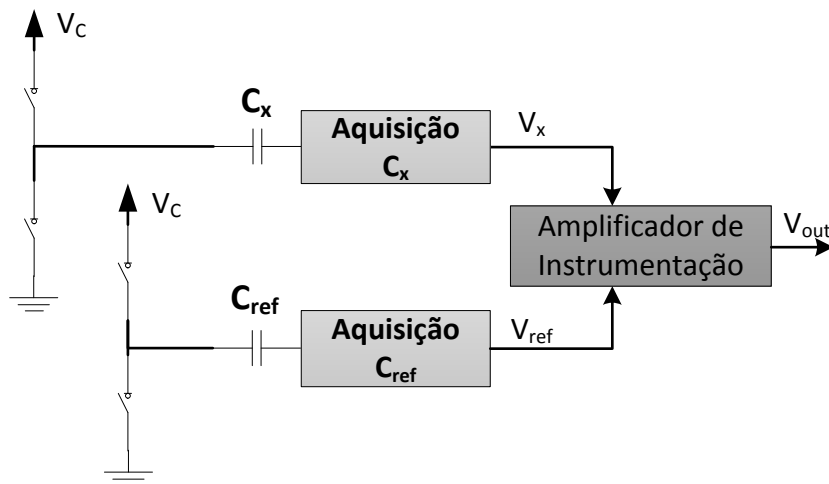


Figura 4.2: Circuito dos Picadores

#### 4.1.2 Circuito de Aquisição do Extrator Primário

O extrator primário tem uma distribuição de conteúdo aleatória causada pela presença predominante de palha suspensa. Suas grandes dimensões fazem com que a orientação e o posici-

onamento do material aumentem a variabilidade da medição. Com o arranjo rotativo, mesmo que o elemento influencie pouco em um par de placas, existe um outro par que poderá realizar a medida com mais precisão. A consequência é um sistema que funciona quase como um tomógrafo por capacitância, uma vez que faz uso de várias medidas para determinar a distribuição de conteúdo em determinado volume.

O circuito do extrator primário é semelhante ao anteriormente descrito com a diferença que há um maior número de chaves para que os sinais dos quatro capacitores sejam multiplexados. A Figura 4.3 mostra o esquema das conexões.

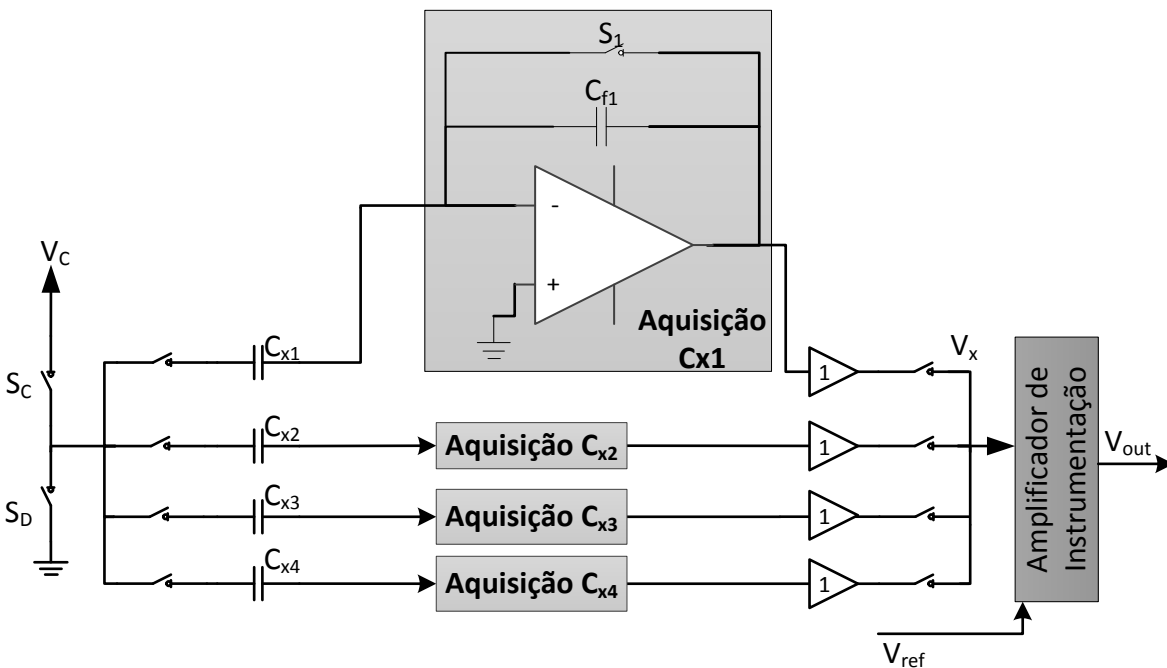


Figura 4.3: Circuito do Extrator.

Há um acréscimo de quatro chaves que multiplexam o sinal de excitação entre os terminais de transmissão. Um segundo conjunto de chaves não mostrado no esquema acima multiplexam o sinal de controle das chaves de *reset*  $S_1$  a  $S_4$  e um terceiro conjunto seleciona qual capacitor será lido na saída. Quando, por exemplo, o sinal de  $C_{x1}$  é medido, as chaves de *reset* dos capacitores  $C_{x2}$ ,  $C_{x3}$  e  $C_{x4}$  ficam fechadas mantendo a saída desses circuitos em zero. Por outro lado, as chaves equivalentes da multiplexação na excitação e na saída ficam abertas, evitando que um circuito influencie ativamente o outro.

## 4.2 Modelo do sistema

A relação entre a cana e a capacitância das placas é extremamente complexa, pois depende de fatores diversos como o tamanho das canas, posição delas entre as placas, composição química, teor de umidade e volume ocupado. Mesmo assim uma equação para estimação da influência de alguns parâmetros pode ser obtida a partir de um modelo simplificado.

### 4.2.1 Simplificação em um modelo ideal

A estrutura formada pelos toletes de cana-de-açúcar, ar e eletrodos pode ser modelada por um conjunto de capacitores em série e em paralelo, como mostrado na Figura 4.4. Esse é um modelo ideal, que considera aproximações que simplificam os cálculos e permitem uma equação mais intuitiva. O objetivo é indicar mais facilmente os fatores que influenciam o resultado final sem tornar o cálculo maçante.

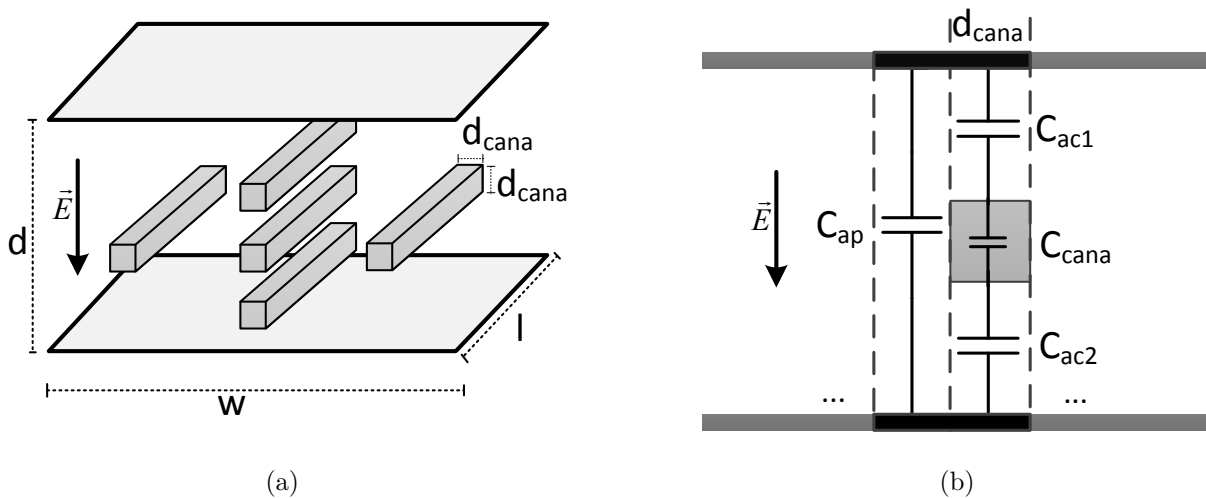


Figura 4.4: Modelo do Capacitor. a) Desenho. b) Circuito equivalente.

A Figura 4.4(a) apresenta as dimensões envolvidas, onde o tolete de cana foi aproximado por um paralelepípedo de base quadrada com lado  $d_{cana}$ . O desenho mostra dois casos de distribuição básica das canas: na direção transversal ao campo elétrico, ou seja, na direção paralela a largura  $w$  e na direção longitudinal ao campo elétrico, paralela ao eixo que liga os dois eletrodos.

A estrutura foi dividida em pedaços com largura e profundidade igual ao diâmetro médio  $d_{cana}$  de uma cana, como mostrado em corte na Figura 4.4(b), onde um circuito equivalente é também apresentado.

Considerando um capacitor com campo elétrico uniforme, é válida a equação simplificada

$C = \varepsilon A/d$ , onde  $\varepsilon$  é a permissividade do meio,  $A$  é a área dos eletrodos e  $d$  é a distância entre eles.

As porções com dielétrico formadas exclusivamente por ar são representados por capacitores  $C_{ap}$  em paralelo, onde  $\varepsilon_r$  é a constante dielétrica do ar:

$$C_{ap} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_o d_{cana}^2}{d} \quad (4.1)$$

Os pedaços com cana são representados por três capacitores em série. O primeiro tem dielétrico formado apenas pela cana, com contante dielétrica relativa  $\varepsilon_{rc}$ :

$$C_{cana} = \frac{\varepsilon_{rc} \varepsilon_o d_{cana}^2}{d_{cana}} \quad (4.2)$$

Os outros dois, representados na figura por  $C_{ac1}$  e  $C_{ac2}$ , também possuem como dielétrico o ar e a associação deles resulta na capacitância equivalente  $C_{ac}$  dada por:

$$C_{ac} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_o d_{cana}^2}{d - d_{cana}} \quad (4.3)$$

No caso transversal, considerando que existe um número  $n_t$  de canas e um número  $m_t$  de capacitores  $C_{ap}$ , a associação em paralelo, resulta em uma soma, que é dada por:

$$C_t = n_t \frac{C_{cana} C_{ac}}{C_{cana} + C_{ac}} + m_t C_{ap} \quad (4.4)$$

Quando o sistema está em repouso não existe nenhum material entre as placas, exceto ar e a capacitância é dada por:

$$C_r = (n_t + m_t) C_{ap} \quad (4.5)$$

Juntando as equações 4.1 a 4.5, a variação da capacitância devido a presença das canas no caso transversal é expressa por:

$$\Delta C_t = C_t - C_r = n \varepsilon_o \varepsilon_r d_{cana}^2 \left( \frac{1}{d - \frac{\varepsilon_{rc} - \varepsilon_r}{\varepsilon_{rc}} d_{cana}} - \frac{1}{d} \right) \quad (4.6)$$

Para materiais com constante dielétrica alta, como a cana, que possui alto teor de umidade,

$\varepsilon_{rc} \gg \varepsilon_r$  e  $C_{cana}$  é desprezível. Assim, a equação é simplificada para a forma:

$$\Delta C_t = n\varepsilon_r\varepsilon_o d_{cana}^2 \left( \frac{1}{d - d_{cana}} - \frac{1}{d} \right) \quad (4.7)$$

O efeito da adição de um meio mais permissivo sobre o campo elétrico é diminuir a distância efetiva dos eletrodos naquele volume. O campo elétrico ainda existe, mas com intensidade bem menor, uma vez que ele é inversamente proporcional a constante dielétrica do meio.

No caso longitudinal, as canas estão dispostas na direção paralela ao campo elétrico, formando uma associação em série de cana e ar em uma mesma largura  $d_{cana}$  do meio. Agora, a quantidade  $m_l$  de porções compostas somente por  $C_{ap}$  é maior e a capacitância devido as porções que possuem cana é obtida a partir de uma associação em série. De forma análoga ao caso anterior, a associação resulta em uma forma simplificada dada por:

$$C_l = \frac{\varepsilon_r\varepsilon_o d_{cana}^2}{d - n_l d_{cana}} + m_l C_{ap} \quad (4.8)$$

Nesse caso, a capacitância de referência é melhor representada pela expressão:

$$C_r = (1 + m_l) C_{ap} \quad (4.9)$$

Considerando  $n_l$  a quantidade de canas na direção longitudinal ao campo e que o efeito da associação em série de mais capacitâncias formadas por cana é diminuir a distância entre eletrodos, a variação de capacitância total para esse caso é dada por:

$$\Delta C_l = C_l - C_r = \varepsilon_r\varepsilon_o d_{cana}^2 \left( \frac{1}{d - n_l d_{cana}} - \frac{1}{d} \right) \quad (4.10)$$

As equações 4.7 e 4.10 mostram que a disposição do material varia bastante a sensibilidade do sistema à presença de cana. No primeiro caso a capacitância aumenta de forma linear com o aumento do número de canas. Já no segundo caso, a função descrita é uma hipérbole. Khumhala, Prosek e Blahovec[40] chegaram a um resultado semelhante com um gráfico linear e outro hiperbólico considerando uma estrutura capacitiva de menores dimensões e dois tipos de distribuição.

Os valores de capacitância foram calculados para até 15 canas, considerando as dimensões reais do sistema proposto e uma constante dielétrica dos toletes igual a da água, ou seja, 80. O resultado é apresentado na Figura 4.5 e mostra que a tendência é que a variação em uma distribuição longitudinal aumente mais rapidamente que em uma distribuição transversal. Isso

representa uma sensibilidade maior do sensor no primeiro caso.

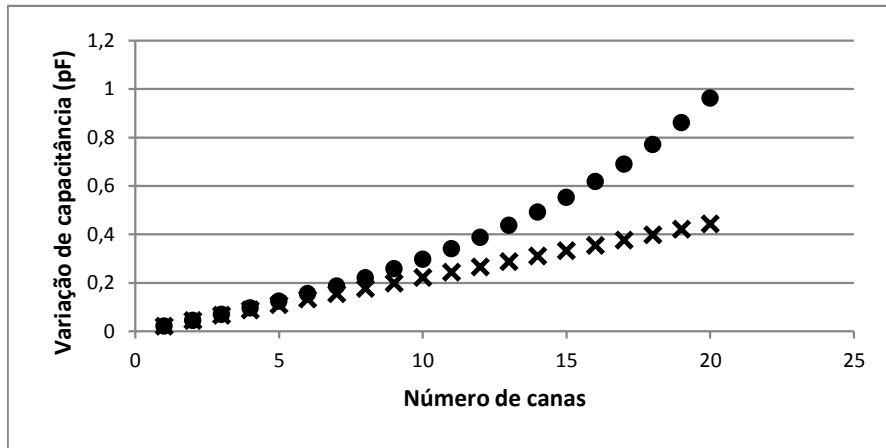


Figura 4.5: Variação da capacitância com a adição de canas. Valores calculados pelo modelo com constante dielétrica  $\epsilon_{rc} = 80$ , dimensões  $d = 1,45m$  e  $d_{cana} = 0,04m$ . Distribuição com cana transversal marcada com x e distribuição longitudinal marcada com círculos.

As fórmulas deduzidas aqui assumiram diversas aproximações para tornar os cálculos mais simples. A principal delas foi a de que o campo elétrico é uniforme entre as placas e não há espalhamento do campo nas extremidades (efeito de borda). Essa aproximação é válida somente se a distância entre as placas é muito pequena quando comparada as dimensões das placas.

Uma forma de minimizar o efeito de borda é adicionar eletrodos de guarda, com um pequeno *gap* entre eles e os eletrodos sensores. No entanto, as limitações mecânicas na máquina real não permitem que essas placas de guarda sejam colocadas, criando a necessidade de englobar esse parâmetro de outras formas ao modelo.

## 4.2.2 Modelo Real

As características construtivas de um capacitor real, bem como o circuito usado para a sua medição adicionam uma série de capacitâncias parasitas, que devem ser levadas em consideração na construção do modelo real do sistema. Na Figura 4.6 essas componentes são mostradas considerando um circuito de medição de baixíssima impedância.

O efeito de borda é representado nesse modelo por uma capacitância  $C_{borda}$  em paralelo com a capacitância  $C_i$  formada pela região de interesse entre as placas. As componentes devido a blindagem, a imperfeições do circuito de medição e a outras interferências existentes no ambiente foram agrupadas nas capacitâncias  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ . Elas representam respectivamente as capacitâncias parasitas no eletrodo de transmissão e de recepção.



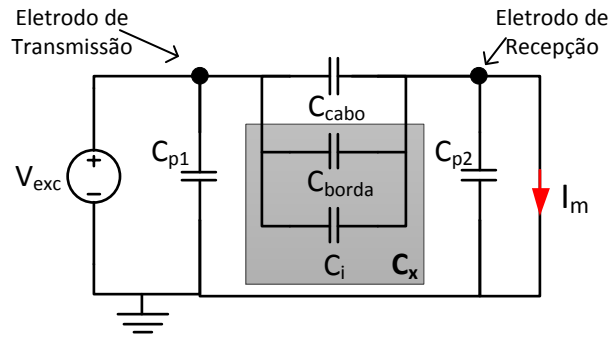


Figura 4.6: Modelo do sistema com componentes parasitas.

Na maioria das aplicações as componentes parasitas são maiores que a capacitância de interesse e podem flutuar em seu valor. Daí a importância de métodos de medição do tipo *stray-immune* com sensibilidade e estabilidade elevadas [29]. Se a impedância de saída da excitação é muito baixa, a componente  $C_{p1}$  pode ser eliminada. Da mesma forma, um circuito de aquisição baseado em corrente com baixa impedância é capaz de reduzir  $C_{p2}$ .

Os cabos de conexão adicionam uma componente  $C_{cabo}$  em paralelo com a capacitância de interesse, causando um grande desvio entre a capacitância do sensor e a medida. Esse efeito não pode ser eliminado eletronicamente por se tratar de um parasita em paralelo [23]. A blindagem dos cabos diminui drasticamente essa influência, mas não a elimina completamente. Seu valor flutua bastante com a movimentação dos cabos. Por isso, eles devem ser fixados em uma posição durante as medições, resultando apenas em um *offset* na capacitância medida  $C_m$ :

$$C_m = C_i + C_{borda} + C_{cabo} \quad (4.11)$$

A presença do eletrodo flutuante formado por uma cana altera os valores de  $C_i$  e  $C_{borda}$  dependendo da localização do elemento. Em casos onde a cana está próxima da região central, a influência da primeira componente é mais intensa. Se a localização é perto das extremidades, como é o caso quando as canas estão se movimentando em direção ao sensor, a influência da segunda componente é maior. No entanto, não é possível prever o comportamento de nenhuma delas de maneira exata, pois isso depende essencialmente do acoplamento das placas com outras estruturas próximas e com a terra.

### 4.3 A estrutura construída

Para a realização dos ensaios em laboratório, uma estrutura foi especialmente construída, simulando o posicionamento das placas no extrator da colhedora.

As dimensões da estrutura montada foram determinadas a partir das medidas reais do extrator de uma colhedora com diâmetro interno  $1,46m$  e perímetro  $4,59m$ , permitindo uma pequena folga de  $4cm$  entre placas adjacentes. A Figura 4.7 mostra a vista em perspectiva de um corte do desenho do extrator com as placas distribuídas em seu perímetro.

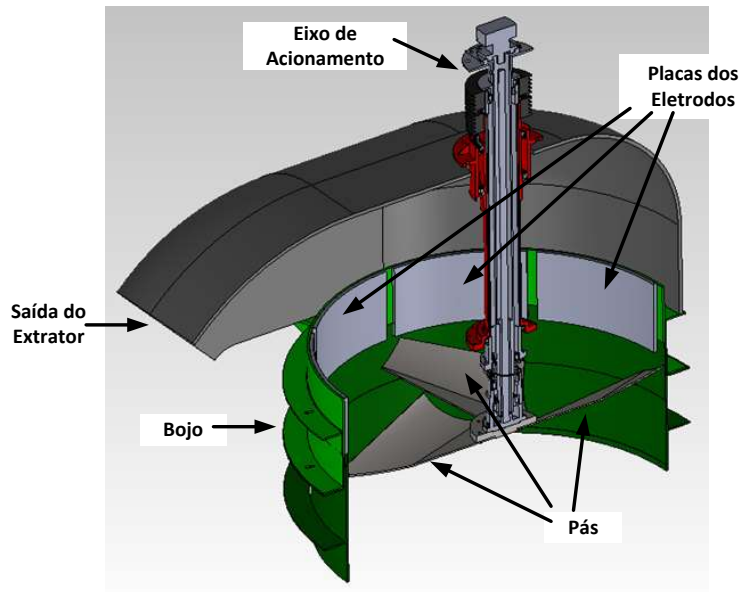


Figura 4.7: Vista em 3D do corte no extrator com as placas.

Para que a disposição das placas fosse possível, o anel do bojo do extrator primário foi aumentado em  $25cm$ , fazendo com que a ponta da pá ficasse  $3cm$  abaixo do início das placas. A estrutura formada pelas pás e o eixo de acionamento é feita de aço, o que afeta a distribuição do campo elétrico no interior do extrator adicionando um eletrodo flutuante fixo. Essa parte não foi considerada nos ensaios realizados, devido a dificuldade em simular esse eixo na estrutura montada no laboratório. O material que forma o bojo e o capuz do extrator é não-condutor e, portanto, não influencia a medida da capacitância.

Primeiramente, uma base de madeira foi usada como sustentação formando um quadrado com  $1,45m$  de comprimento. Uma outra base idêntica foi sobreposta e rotacionada em um ângulo de  $45^\circ$ , formando um octógono. Em cada uma das faces uma chapa de metal galvanizada foi fixada para atuar como os eletrodos do sistema. As chapas possuíam dimensões de  $54cm \times 30cm$ , formando pares de placas paralelas a uma distância de  $1,45m$ . Um desenho da estrutura

em 3D e a sua vista superior são mostrados na Figura 4.9.

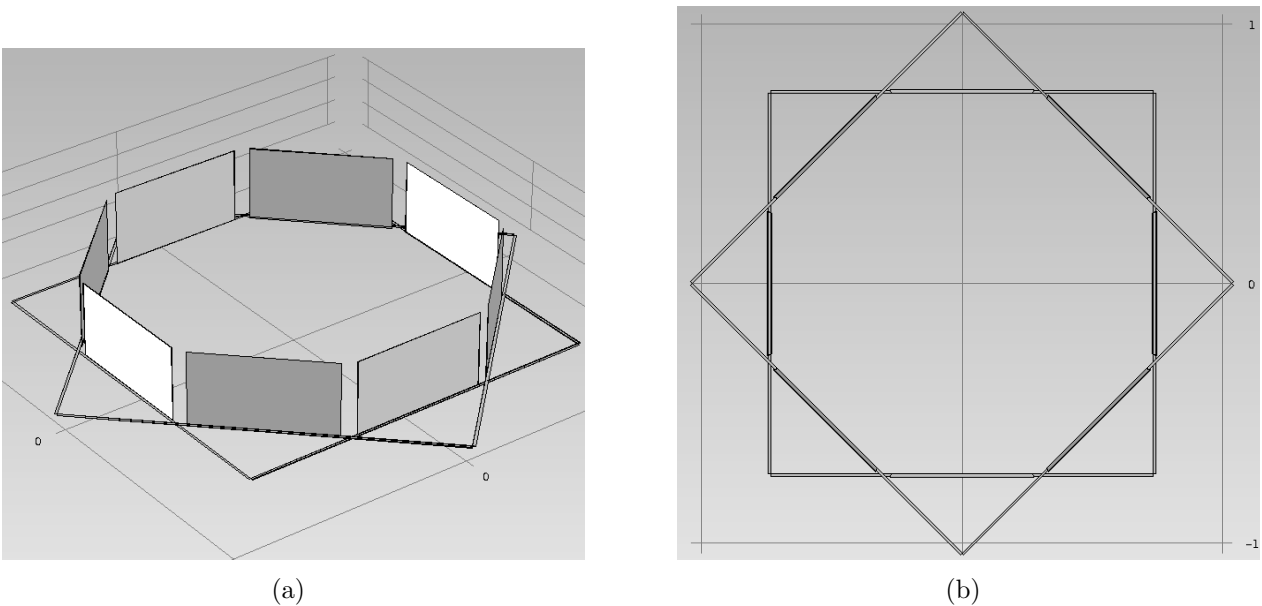


Figura 4.8: Desenho com a estrutura construída para os testes. a) Vista em 3D. b) Vista superior.

Atrás de cada um dos eletrodos sensores foi colocada uma placa correspondente para blindagem na face externa do octógono. Os eletrodos para blindagem foram construídos com folhas de alumínio coladas em uma placa de isopor para dar sustentação. Os sinais foram levados por cabos coaxiais que também foram blindados da mesma forma que os eletrodos e conectados as placas por meio de pequenas garras.

A estrutura foi suspensa para tentar diminuir o acoplamento das placas com outras estruturas presentes no laboratório. Ainda assim, nos resultados dos testes foi possível observar indícios do acoplamento principalmente com o teto quando foram realizados ensaios com a cana transversal ao campo.

As conexões que foram feitas, bem como a distribuição dos potenciais são mostradas na Figura 4.9.

O principal objetivo no projeto dos eletrodos de blindagem foi manter seu potencial próximo ao do eletrodo sensor. Dessa forma, as interferências do ambiente induzem cargas nos elementos de blindagem, em vez dos elementos sensores. E como o potencial entre os dois é o mesmo, o acoplamento capacitivo entre eletrodo sensor e de blindagem é fraco.

Esse processo foi feito de maneiras distintas para as interfaces de transmissão e de recepção. No primeiro caso, utilizou-se uma blindagem ativa do tipo *feedback*, onde o sinal de excitação passa por um *buffer* e em seguida é levado a placa de blindagem correspondente. Para evitar

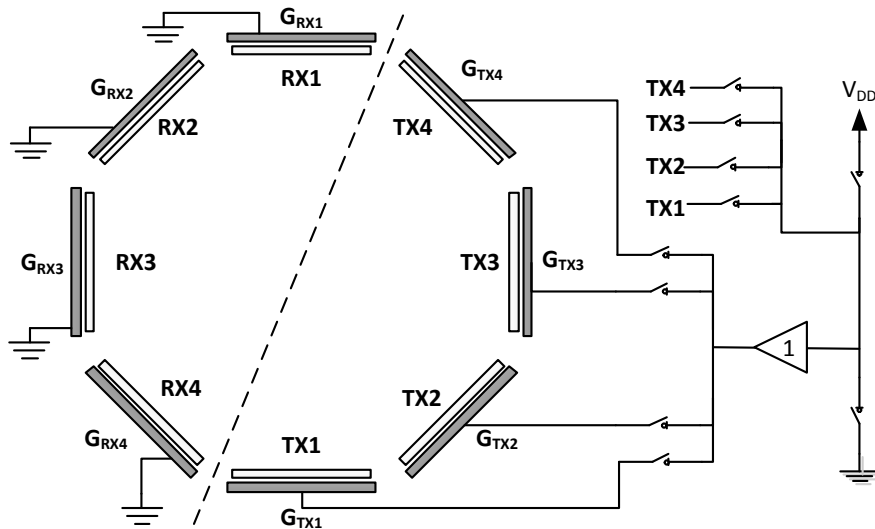


Figura 4.9: Conexões feitas na estrutura. As placas foram nomeadas como transmissão (TXn) ou recepção (RXn), onde n indica a numeração do par, e seus respectivos eletrodos de blindagem.

que tensões residuais aumentassem as capacitâncias parasitas dentro da estrutura um conjunto de chaves foi empregado. Elas foram responsáveis por multiplexar o sinal para as quatro placas de blindagem durante a seleção do par capacitivo. Para os eletrodos de recepção a blindagem foi feita com o potencial terra de referência, uma vez que os circuitos de aquisição, que serão explicados mais adiante, aplicam continuamente esse mesmo potencial através de uma conexão virtual em um amplificador operacional.

## 4.4 Circuito de Medição

O circuito usado para as medições de capacitância baseou-se em técnicas de carga e descarga apresentadas na Seção 3.3.2. A Figura 4.10 mostra os principais elementos do circuito. A capacitância formada pelas duas placas paralelas é representada pela capacitância  $C_x$ , que sofre um processo cíclico de carga e descarga a partir de uma tensão conhecida  $V_C$ . O eletrodo de transmissão é conectado as chaves de excitação e o de recepção a entrada do circuito de aquisição, responsável por coletar as cargas e convertê-las em tensão. Os componentes parasitas em cada placa foram agrupados nas capacitâncias  $C_{p1}$  e  $C_{p2}$ .

### 4.4.1 Características do circuito

Nesse arranjo, o ciclo de medição é dividido em 2 etapas: a de carga/amostragem e a de aquisição/amplificação. Na primeira, somente as chaves  $S_c$  e  $S_r$  estão fechadas, a placa de

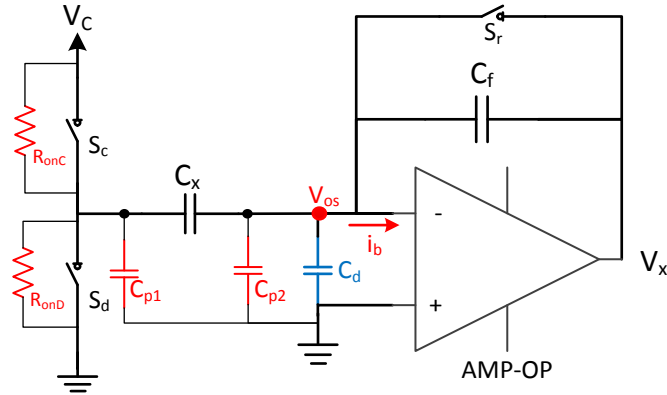


Figura 4.10: Esquema dos circuitos de excitação e aquisição.

transmissão é submetida a tensão  $V_C$  e a placa de recepção é submetida ao potencial do terra em uma conexão virtual, fazendo com que as duas placas acumulem cargas de sinais opostos. Na fase de aquisição, a chave  $S_r$  é aberta e em seguida a posição das chaves  $S_c$  e  $S_d$  é invertida. Nesse momento, considerando um amp-op ideal, com impedância de entrada infinita, as cargas que foram acumuladas na placa de recepção migram para o terminal do capacitor  $C_f$ . O fluxo de carga é convertido para uma tensão proporcional a  $C_x$ :

$$V_x = \frac{V_C}{C_f} C_x \quad (4.12)$$

O ciclo inicia-se novamente com o acionamento da chave de *reset*  $S_r$ . Ela é responsável por evitar o acúmulo de cargas estáticas na placa de recepção, evitar a amplificação da tensão de *offset* do amp-op na saída e colocar o circuito numa situação conhecida no início do ciclo.

A principal vantagem desse circuito é a redução drástica das componentes parasitas, bem como a sua resposta linear e proporcional a capacitância medida. Além disso, todos os sinais de controle e a tensão de excitação são facilmente realizados com um microcontrolador de baixo custo.

A sensibilidade do circuito depende apenas da tensão de excitação e da capacitância de retorno:

$$\frac{dV_x}{dC_x} = \frac{V_C}{C_f} \quad (4.13)$$

Para aumentar a sensibilidade, o valor da tensão deve ser grande para gerar um campo elétrico mais intenso e o da capacitância pequeno para permitir uma eficiente transferência de carga. No entanto, a tensão de excitação foi limitada pela tecnologia das chaves usadas, que

possuem um limite máximo de alimentação. O capacitor foi limitado pela influência da injeção de cargas da chave  $S_r$ , a qual afeta a estabilidade da saída de tensão quando valores baixos de capacitância são usados.

#### 4.4.2 Não Idealidades

A alta impedância de entrada do amp-op associada a resistência finita das chaves usadas na excitação fazem surgir oscilações rápidas de tensão (*spikes*) durante as transições de estado do circuito. Um capacitor de desacoplamento  $C_d$  de  $10nF$  foi usado diretamente na entrada para diminuir essas oscilações. A adição desse elemento tem pouca influência na carga transferida, uma vez que ele está submetido a um potencial muito baixo[38]. No entanto, se por um lado um valor alto atenua esses transitórios, por outro também aumenta a constante de tempo do circuito. Portanto,  $C_d$  não pode ser muito elevado e depende essencialmente da frequência usada no chaveamento.

Durante o período de carga de  $C_x$ , o circuito equivalente é dado por uma associação em série entre esse capacitor e a resistência  $R_{onC}$  da chave de carga, definindo a constante de tempo  $T_c = C_x R_{onC}$ . Por outro lado, durante a descarga, o capacitor  $C_d$  é colocado em paralelo com a associação em série entre  $C_x$  e a resistência  $R_{onD}$  da chave de descarga. Essas são variáveis que determinam a frequência máxima do circuito, uma vez que é preciso tempo suficiente para a carga (bem mais rápida) e principalmente para a transferência de carga e leitura do sinal pelo conversor AD durante a fase de aquisição.

Outro fator que limita a frequência máxima é a influência da capacitância do cabo  $C_{cabo}$ . Se esse valor é muito grande, a constante de tempo do circuito também aumenta e é necessário um período maior para a estabilização da tensão de saída durante o processo de descarga[41].

Uma das principais vantagens desse arranjo é diminuir a influência de componentes parasitas. A capacitância  $C_{p1}$  não é conectada ao circuito de recepção. Por isso, a variação de carga que existe devida à sua presença durante o processo de medição não é coletada. A capacitância  $C_{p2}$  sofre apenas pequenas variações de tensão devidas à tensão de *offset*  $V_{os}$  da entrada do amplificador não-ideal. A influência da tensão de *offset* na carga coletada é dada pela seguinte relação:

$$Q = C_x(V_C - V_{os}) + C_{v-}V_{os} \quad (4.14)$$

A capacitância  $C_{v-}$  expressa a capacitância total na entrada não-inversora do amp-op que,

no caso da Figura 4.10, é dada pela soma  $C_{p2} + C_d$ .

A sensibilidade relativa da capacitância  $C_{v-}$  em relação a variável de interesse  $C_x$  é dada por:

$$\frac{\partial Q/\partial C_{v-}}{\partial Q/\partial C_x} = \frac{V_{os}}{V_C - V_{os}} \quad (4.15)$$

Considerando uma tensão de *offset* do amp-op menor do que  $10mV$  e uma tensão de excitação  $20V$ , a sensibilidade do circuito a variações nessa capacitância é menor que 0,0005.

Outra não-idealidade do amp-op que afeta o funcionamento do circuito é a corrente de polarização. Como a entrada não possui impedância infinita uma pequena corrente, representada na Figura 4.10 por  $i_b$ , é desviada para o amp-op. Essa corrente adiciona uma não linearidade a resposta, como apresentado na equação a seguir:

$$Q = C_x V_C + i_b T_d \quad (4.16)$$

A carga transferida para o capacitor  $C_f$  sofre um desvio, que depende de  $i_b$  e do tempo total da descarga  $T_d$ . Esse tempo é afetado não só pela resistências da chave de descarga e pelas capacitâncias envolvidas, mas também pela resposta transitória do amp-op.

O fenômeno da injeção de cargas em chaves analógicas também altera a eficiência da transferência de carga do circuito. A injeção de cargas é um fenômeno que acontece devido ao escoamento de cargas criadas no canal do transistor que funciona como chave. No momento em que o transistor que funciona como chave passa da condição de condução para o corte, há um escoamento das cargas inicialmente acumuladas entre a porta e o canal na estrutura CMOS modelada por um capacitância de acoplamento nesse ponto. A chave de *reset* é a mais crítica, pois está diretamente conectada a saída  $V_x$  [41]. Quando ocorre uma transição da fase de carga para a fase de aquisição do sistema,  $S_r$  muda da posição fechada para aberta. As cargas induzidas no canal do transistor na primeira fase escoam para os terminais do capacitor  $C_f$  na segunda fase e adicionam um erro na saída do circuito. O terminal conectado ao terra virtual não provocará mudanças significativas porque não há variação de tensão nesse ponto. No entanto, o outro terminal adiciona um erro multiplicativo na medida, uma vez que a capacitância fica em paralelo com  $C_f$ . Para minimizar o efeito dessa injeção de cargas a capacitância de porta da chave deve ser pequena.

### 4.4.3 A Configuração Diferencial

A configuração final do circuito contemplou duas interfaces de aquisição idênticas, uma para o capacitor de interesse e outra para o capacitor de referência. Essa configuração tem várias vantagens. Além de eliminar interferências de modo comum que chegam ao capacitor pelo meio ambiente, a amplificação apenas da diferença aumenta a sensibilidade final do sistema e diminui os erros devido a não-idealidades do circuito [32].

A função de transferência para o circuito mostrado na Figura 4.11, considerando o ganho  $A$  do amplificador de instrumentação, é dada por:

$$V_{out} = A_i V_C \left( \frac{1}{C_{f1}} C_x - \frac{1}{C_f} C_{ref} \right) \quad (4.17)$$

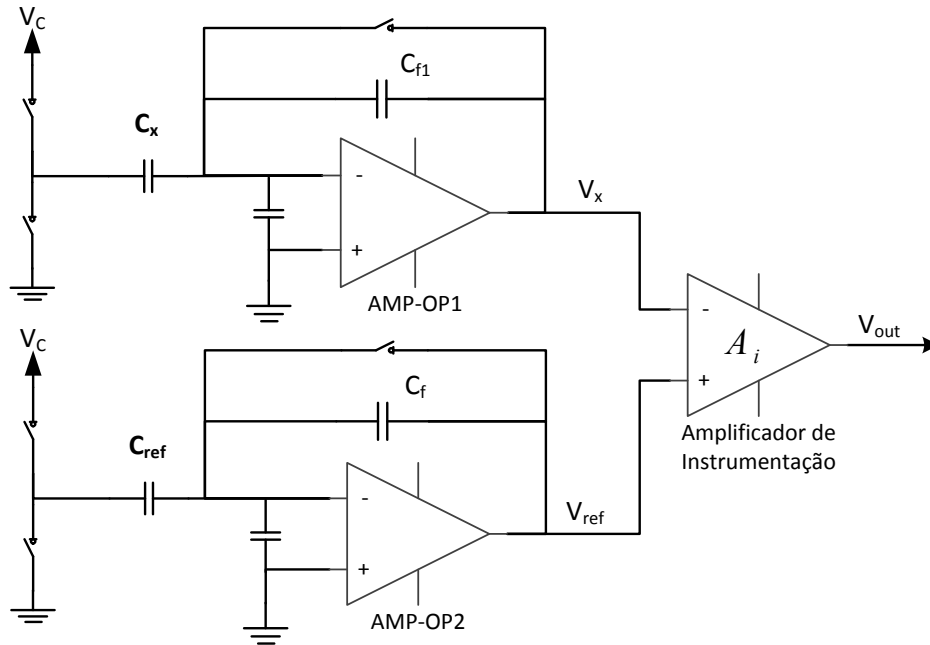


Figura 4.11: Circuito Diferencial de Aquisição.

A capacitância do sensor  $C_x$  pode ser vista como a soma de  $C_{ref}$  e um valor incremental dado por  $c_x$ :

$$C_x = C_{ref} + c_x \quad (4.18)$$

Nesse caso, a Equação 4.17 pode ser reescrita como:

$$V_{out} = A_i V_C \left( \frac{1}{C_f} C_{ref} - \frac{1}{C_{f1}} C_{ref} \right) + \frac{A_i V_C}{C_{f1}} c_x \quad (4.19)$$



Fazendo com que as duas capacitâncias de retorno sejam iguais, a sensibilidade relativa a  $c_x$  é unitária:

$$\frac{\partial V_{out}/V_{out}}{\partial c_x/c_x} = 1 \quad (4.20)$$

O resultado é que o circuito torna-se sensível as variações de capacitância e não ao seu valor absoluto, detectando alterações muito pequenas com maior precisão.

Considerando as não-idealidades do amp-op na configuração diferencial, a equação do sistema 4.17 pode ser modificada para uma versão mais próxima da real, dada por:

$$V_{out} = A_i V_C \left( \frac{1}{C_{f1}} C_x - \frac{1}{C_f} C_{ref} \right) + e + \Delta Q / C_f \quad (4.21)$$

, onde  $e$  é o erro devido as tensões de *offset* dos amplificadores e  $\Delta Q / C_f$  o erro devido a corrente de polarização dos amplificadores. Essas duas componentes formam erros aditivos e que são minimizados pelo casamento dos amp-op's.

Outra forma de eliminar esse tipo de erro é aplicar uma segunda diferença na medição [35]. Para isso, consideramos uma medida inicial em vazio para calibração com capacitância  $C_{x0}$ :

$$V_{out0} = A_i V_C \left( \frac{1}{C_{f1}} C_{x0} - \frac{1}{C_f} C_{ref} \right) + e + \Delta Q / C_f \quad (4.22)$$

A diferença entre a medida com material no sensor  $V_{out}$  e a medida em vazio resulta em uma tensão proporcional somente a variação de capacitância e elimina os *offsets* do sistema e ruídos de baixa frequência [41]:

$$\Delta V_{out} = V_{out} - V_{out0} = A_i V_C \frac{1}{C_{f1}} \Delta C_x \quad (4.23)$$

$$\Delta C_x = C_x - C_{x0} \quad (4.24)$$

Essa segunda diferença é realizada numa etapa posterior a aquisição, em um programa no computador ou embarcado no próprio microcontrolador ao passo que a primeira diferença é realizada no circuito de maneira analógica. As duas etapas complementam-se: a primeira amplifica a pequena variação medida e elimina principalmente erros associados a estrutura, enquanto a segunda retira erros que não foram eliminados na primeira etapa ou até mesmo adicionados por ela.

#### 4.4.4 Multiplexação

O circuito para a aquisição dos sinais no extrator primário tem a necessidade de um método para multiplexação das medidas, uma vez que um conjunto de 4 capacitores precisa ser medido de forma sequencial.

Em uma primeira tentativa, o projeto foi feito com apenas um circuito de aquisição e um conjunto de chaves nos terminais de recepção dos capacitores. No entanto, a resistência da chave e a capacitância das mesmas diminuí consideravelmente o sinal quando a carga é transferida para  $C_f$ . Por isso, optou-se por um conjunto de circuitos de aquisição, o que resultou em um maior número de chaves, como mostrado na Figura 4.3. Elas foram colocadas em locais onde a sua influência é menor: no acionamento das chaves de *reset* e na saída do circuito de aquisição após um *buffer*.

No entanto, a utilização de circuitos de aquisição diferentes para cada par de placas tem a desvantagem de resultar em funções de transferência distintas, especialmente devido ao descasamento entre os capacitores de retorno dos circuitos.

Um pequeno valor inicial  $C_{os}$  também foi adicionado em cada uma das entradas em paralelo com a capacitância  $C_x$ . O objetivo foi garantir um fluxo mínimo de cargas no circuito de aquisição mesmo quando o sensor não está conectado ao sistema. Esse é um erro aditivo e, portanto, também eliminado na etapa de processamento da medida. No entanto, a diferença existente entre os componentes que são montados em cada um dos circuitos de aquisição também colabora para o descasamento entre as funções de transferência.

Considerando o mesmo valor de capacitância  $C_x$  medido por dois circuitos de aquisição com capacitores de retorno com uma diferença  $\delta_1$  entre si e os capacitores de *offset* com uma diferença  $\delta_2$ , tem-se que a tensão de saída devido ao descasamento é dada por:

$$\Delta V_{out,desc} = AV_{DD} \frac{1}{C_{f1}(1 + \delta_1)} (\Delta C_x + \delta_2) \quad (4.25)$$

Comparando esse valor com a equação inicial 4.23, encontramos o fator de descasamento devido a  $C_{f1}$  e  $C_{os}$ :

$$\frac{\Delta V_{out,desc}}{\Delta V_{out}} = \frac{1}{(1 + \delta_1)} \left( 1 + \frac{\delta_2}{\Delta C_x} \right) \quad (4.26)$$

Os capacitores cerâmicos comerciais utilizados no projeto possuem uma faixa de tolerância de 5%, resultando num descasamento máximo de 0,95 devido a  $C_{f1}$ . Já o descasamento devido a  $C_{os}$  depende do valor da capacitância medida.

### 4.4.5 Componentes Escolhidos

O sinal de excitação projetado foi feito com o máximo valor possível para que uma melhor relação sinal-ruído pudesse ser obtida. Valores altos permitem um campo elétrico mais intenso, conseqüentemente uma corrente de descarga maior e mais fácil de ser medida. No entanto, a tensão foi limitada primeiramente pelos componentes disponíveis, que suportam  $30V$  como tensão máxima e pela alimentação presente em veículos automotores, normalmente alimentados por baterias de  $12V$  ou  $24V$ .

Dessa forma, as placas foram excitadas com pulsos de amplitude  $22V$  a partir de um par de transistores do tipo JFET. Os circuitos BF245 [42] e J113 [43] foram, respectivamente, a chave de carga e de descarga, sendo a resistência  $R_{on}$  da chave de descarga  $100\Omega$ .

As chaves de multiplexação do sistema foram realizadas com o circuito DG412 [44], formado por transistores CMOS, com ação rápida de fechamento e abertura, suportando tensões de até  $35V$  e com uma resistência em série  $R_{on}$  de apenas  $35\Omega$ .

Para a placa de recepção, utilizou-se como chave de *reset*  $S_r$  o circuito CD4066 [45] por ser de baixo custo, alta estabilidade e ter ótima resposta em frequência de  $40MHz$ . As capacitâncias de dreno e fonte são iguais a  $8pF$  e para que a tensão de saída seja menos dependente desse valor,  $C_f$  foi escolhido como  $100pF$ , diminuindo o erro relativo devido a injeção de cargas.

O amplificador operacional TL084 [46] foi escolhido como o elemento ativo por possuir uma baixíssima corrente de polarização de  $30pA$  e uma tensão de *offset* de apenas  $3mV$ . Essas características minimizam os principais erros devido as não-idealidades do amp-op, melhorando a linearidade do sistema.

O último estágio analógico do sistema de aquisição é o amplificador de instrumentação. Seu ganho foi ajustado de forma a tornar as pequenas variações mais fáceis de serem medidas, mas sem saturar o ADC. O circuito INA217 [47] foi escolhido por possuir baixa distorção e baixo ruído, com uma rejeição em modo comum acima de  $80dB$  para um ganho de  $35dB$ , ajustado por um resistor de  $2,2k\Omega$ .

O conversor AD de 10bits integrado ao microcontrolador da NEC  $\mu PD78F9222$  foi usado na aquisição do sinal de saída. O relógio interno do microcontrolador e a velocidade de conversão do seu conversor foram fatores limitantes na escolha da frequência usada para a aquisição. Apesar da operação a  $8MHz$  do oscilador interno, medidas realizadas com um osciloscópio do tempo de aquisição indicaram um valor médio de  $20\mu s$ .

A Figura 4.12 mostra o resultado final da placa de aquisição conectada a placa de demonstra-

ção do microcontrolador. Essa última envia os dados coletados a um *notebook* em formato texto por meio de um conversor serial-USB, além de controlar os sinais para abertura e fechamento de chaves do circuito.

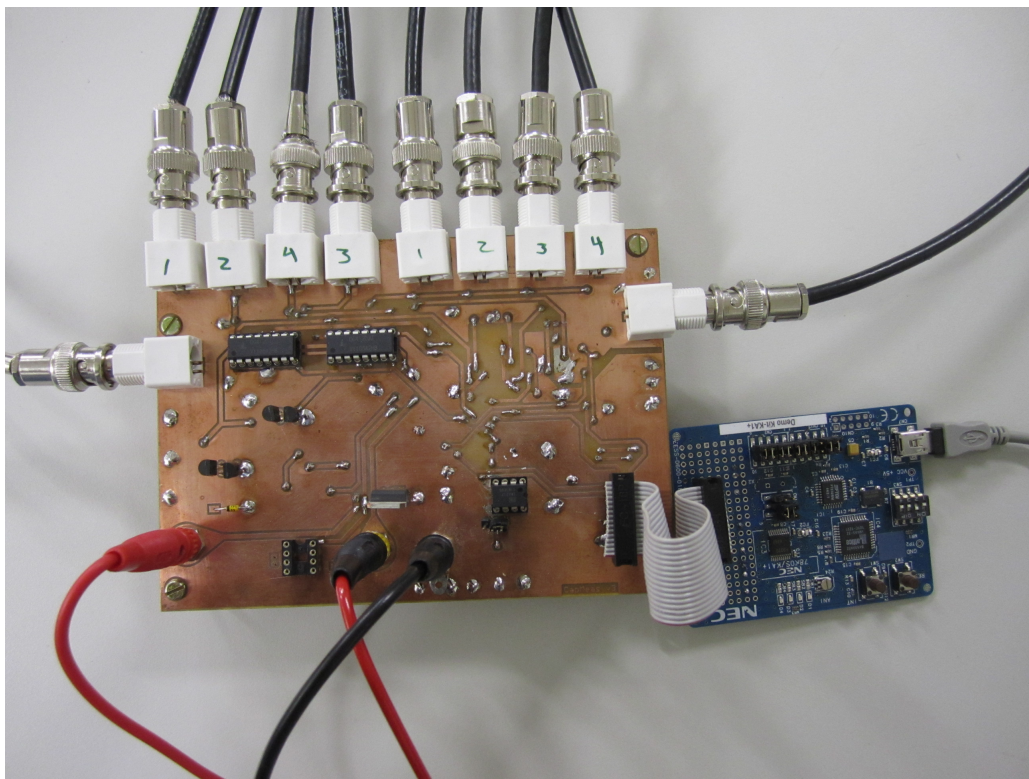


Figura 4.12: Placa de Aquisição e placa do microcontrolador.

A placa é alimentada com uma tensão negativa de  $-10V$  e uma tensão positiva que pode ir até  $40V$ . A alimentação negativa é específica para os amp-ops. Já a positiva, que passa por um circuito limitador de  $22V$ , é conectada aos JFET's responsáveis por produzir o sinal de excitação. A tensão de alimentação positiva dos amp-ops é regulada por um LM317 [48] e a alimentação dos circuitos de controle digitais das chaves chega a placa de aquisição através da placa de desenvolvimento do microcontrolador, a qual fornece uma alimentação de  $5V$ .

O esquema completo da placa e a lista de componentes utilizados são apresentado respectivamente nos Anexos A e B.

## 4.5 Firmware

O microcontrolador foi responsável por ativar os sinais de controle das chaves, realizar a temporização do sistema, armazenar os dados lidos pelo conversor AD e enviar o resultado pela

porta serial. Para isso, uma pequena máquina de estados foi implementada em *firmware* de forma a manter o microcontrolador dedicado a leitura do AD durante a fase de aquisição, como mostrado no fluxograma da Figura 4.13.

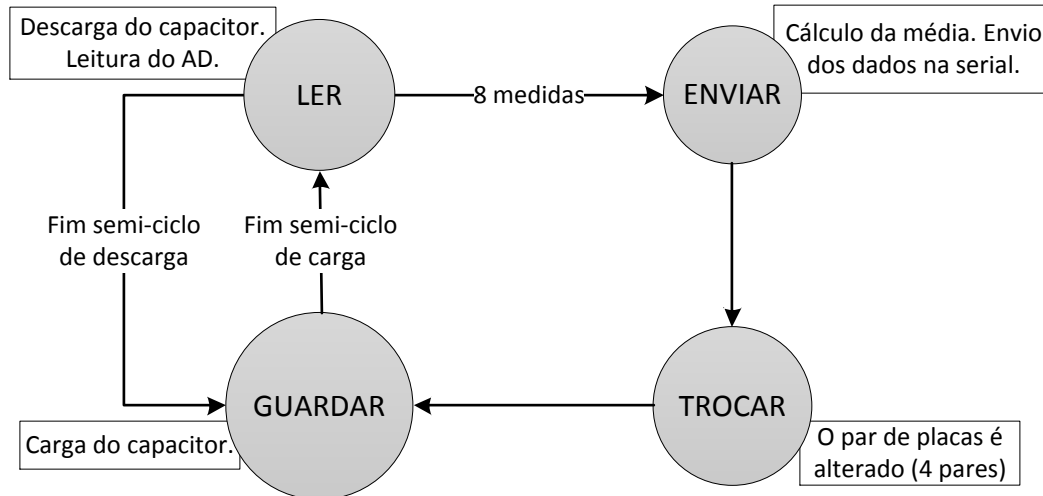


Figura 4.13: Fluxograma do Firmware.

As temporizações foram realizadas por interrupção de um contador para que a aquisição acontecesse sempre no mesmo momento do ciclo em todas as medições. A mudança entre os estados 'LER' e 'GUARDAR' é determinada pela taxa de amostragem, que foi ajustada para  $2,5kHz$ . Esse valor foi limitado pelo tempo de aquisição médio de  $20\mu s$  do AD, que foi encontrado de forma empírica.

O estado 'LER' é responsável por acionar as chaves que determinam a descarga do capacitor. Nessa fase o conversor AD é disparado após um pequeno intervalo de  $20\mu s$  e uma única leitura é realizada. O estado seguinte, 'GUARDAR', apenas aciona as chaves para que a carga do capacitor seja realizada. Após 8 ciclos, uma média dos valores armazenados é feita e enviada pela serial. Com o término do envio, o estado muda novamente e o par de placas selecionado é trocado, iniciando um novo ciclo de medições.

As oito aquisições de cada um dos quatro capacitores totalizam 32 medidas e a varredura completa do arranjo é realizada em um período de  $20ms$ , devido ao tempo de transmissão dos dados pela serial. Esse resultado limita a velocidade máxima do deslocamento de material detectável. No entanto, em uma situação real, não há a necessidade da transmissão dos dados a cada medida, desde que o microcontrolador tenha espaço de memória suficiente para armazenar os dados de um longo período de tempo. Nesse caso, o total de medidas seria realizado em um

período de  $12,8ms$ , considerando a frequência de chaveamento de  $2,5kHz$ . Como o comprimento das placas do sensor é de  $30cm$ , a velocidade máxima defluxo de material que permite uma rotação completa dos pares de placas é  $23,4m/s$ .

## Simulação e Resultados Experimentais

A avaliação do impacto da presença de cana e palha no sensor construído foi feita em três partes. Primeiramente algumas simulações iniciais foram realizadas na busca por um melhor entendimento do comportamento da capacitância em grandes dimensões com materiais dispersos em seu meio. Esse estudo tornou mais evidente as dificuldades encontradas nesse tipo de estrutura com elementos flutuantes como foco de medição. Após essa primeira etapa, resultados experimentais foram obtidos com a estrutura construída e com o sistema desenvolvido para a medição. Por último, uma nova rodada de simulações foi realizada para que alguns resultados inesperados fossem elucidados.

### 5.1 Simulações Iniciais

Ao passo que métodos analíticos podem fornecer soluções precisas para sensores capacitivos com geometria simples, o modelamento numérico é mais indicado para entender o comportamento dos campo elétricos em um sensor real principalmente quando submetido a diferentes arranjos distributivos de material em seu interior.

Os sensores capacitivos baseiam-se em duas características principais: o meio, representado pela constante dielétrica, e as dimensões da estrutura, que podem ser resumidas como o volume. As características dielétricas do meio variam de acordo com a frequência, o teor de umidade, densidade da mistura, temperatura, composição química e estrutura molecular dos materiais[6]. Materiais com um elevado teor de umidade, como a cana-de-acúcar ou folhas verdes aumentam a constante dielétrica do espaço onde eles estão confinados, ao contrários de folhas secas, que possuem uma constante bem próxima a do ar. O tipo de resposta do sistema a essas diferentes configurações pode variar dependendo da quantidade de água do material [49].

Para estudar o comportamento dos campos elétricos numa estrutura de placas paralelas em dimensões da ordem de  $1m$  uma série de simulações foram realizadas avaliando o impacto da orientação e distribuição dos toletes de cana.

O *software* baseado em elementos finitos COMSOL 4.0 foi usado no estudo do comportamento do campo elétrico e da variação da capacitância nesses arranjos. O *software* subdivide a estrutura em fatias pequenas e aplica a equação de Laplace para calcular a distribuição de potencial. A partir daí a distribuição do campo elétrico, do fluxo elétrico e a capacitância são obtidas.

Na construção dos modelos os parâmetros de entrada são as variáveis geométricas e a constante dielétrica dos materiais, que condensa a influência do meio. As placas foram imergidas em um cubo preenchido com ar, cuja constante dielétrica é unitária. Para a modelagem dos toletes de cana, cilindros com constante dielétrica igual a 80 foram utilizados, simulando o seu preenchimento com água.

O modelo usado foi criado com dimensões menores que as reais devido a limitações na simulação em 3D. Os valores obtidos com medidas reais não convergiam ou apresentavam resultados que não mostravam a tendência da capacitância nas situações desejadas. Por isso, as placas foram modeladas com dimensões  $50cm \times 100cm \times 1cm$  e distância de  $90cm$  entre elas, mantendo a ordem de grandeza e uma proporção próximas ao caso real. Os toletes foram desenhados com diâmetro de  $4cm$  e comprimento de  $30cm$ . Uma tensão DC de  $10V$  foi usada para excitação de uma das placas, que é configurada como *Terminal*, enquanto a outra foi conectada a referência GND do *software*. O valor da capacitância calculada em vazio (somente as placas e o ar) foi de  $17,486pF$ . A Figura 5.1 mostra o desenho com as medidas.

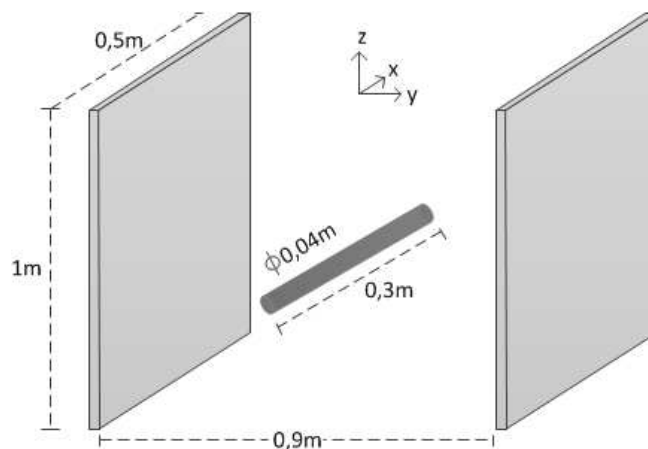


Figura 5.1: Dimensões do modelo usado para as simulações



### 5.1.1 A influência da rotação

Primeiramente buscou-se avaliar a influência da orientação dos cilindros de cana dentro da estrutura. Para isso, o cilindro foi girado sobre o eixo z em  $180^\circ$ . A vista em 3D da estrutura para o ângulo de  $90^\circ$  e o gráfico obtido após a primeira rodada de simulações são mostrado na Figura 5.2.

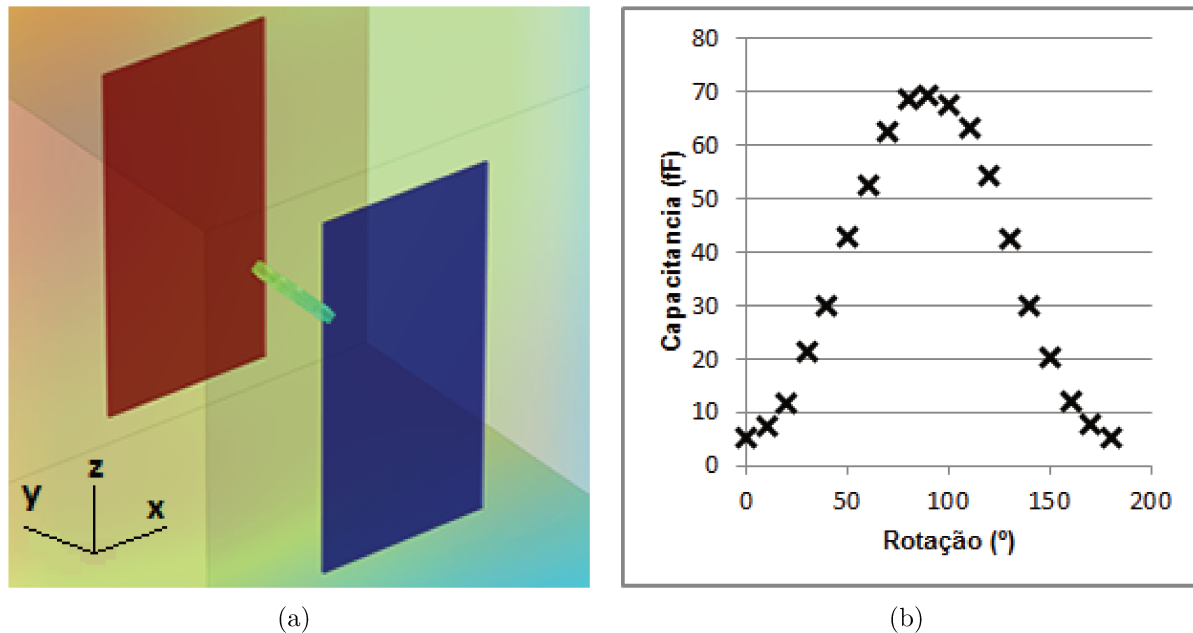


Figura 5.2: Simulação da variação da capacitância com a orientação da cana. a) Vista em 3D para o ângulo de  $90^\circ$ . b) Gráfico da variação da capacitância.

Os valores do gráfico no eixo vertical indicam a variação medida na capacitância em relação ao valor em repouso. A análise do gráfico mostra que a sensibilidade do sensor a orientação da cana aumenta a medida que o elemento se aproxima da direção do eixo y, ou seja, uma rotação de um mesmo ângulo é mais facilmente detectada a medida que a orientação do tolete se aproxima da direção do campo elétrico gerado entre as placas. O valor máximo do gráfico é obtido quando a cana está paralela ao campo elétrico e corresponde a uma variação de apenas  $69\text{fF}$ , ou seja,  $0,4\%$  do valor inicial da capacitância. Esse resultado confirma a sua grande dependência da orientação da cana e o pequeno valor percentual da variação de capacitância em uma estrutura com grandes dimensões.

### 5.1.2 A influência da posição entre as placas

A posição da cana ao longo dos eixos x e y também altera o comportamento do campo elétrico entre as placas, principalmente quando a cana está na orientação longitudinal ao campo.

A Figura 5.3 mostra as duas situações mais representativas da influência do deslocamento dos cilindros sobre a capacitância em um corte no plano  $xy$ .

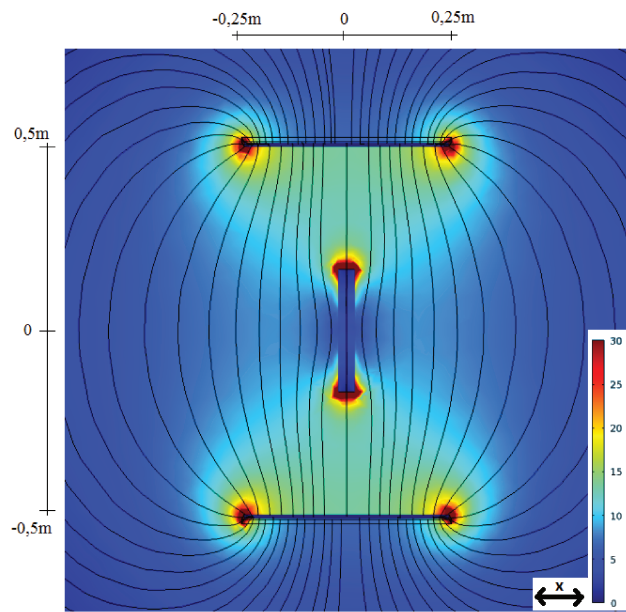
No primeiro caso, o deslocamento acontece ao longo do eixo  $x$ , com orientação da cana na mesma direção do campo elétrico. A distribuição do campo se altera bastante na posição  $x = 0$  mostrada na figura, com a região de maior intensidade estendendo-se até a ponta dos cilindros. O gráfico mostra que a medida que a cana se aproxima do centro entre as placas a capacitância aumenta de maneira não-linear, indicando uma crescente perturbação do campo. O comportamento é simétrico e a inclinação é vertiginosa no interior da estrutura entre as posições  $-0,4m$  e  $0,4m$ , culminando com o valor máximo de  $68,7fF$  quando o cilindro situa-se exatamente no centro entre as placas.

No segundo caso, o deslocamento acontece ao longo do eixo  $y$  e a orientação da cana é transversal a direção das linhas de campo. Apesar do aumento da intensidade do campo, ele é inferior ao do caso longitudinal e não avança tanto em direção ao centro da estrutura. Por isso, a variação da capacitância no gráfico é bem menor, com o seu máximo registrado nas proximidades das placas. O valor de pico, equivalente a posição  $y = -0,4$ , é apenas um sexto do que foi encontrado no primeiro caso. O comportamento na vizinhança das placas é explicado pelo fato das linhas de campo partirem de forma perpendicular da superfície dos eletrodos. Dessa forma, essa região possui um campo distribuído de maneira mais uniforme e a quantidade de linhas perturbadas pelo material é maior, pois o efeito de borda é menor nessa região.

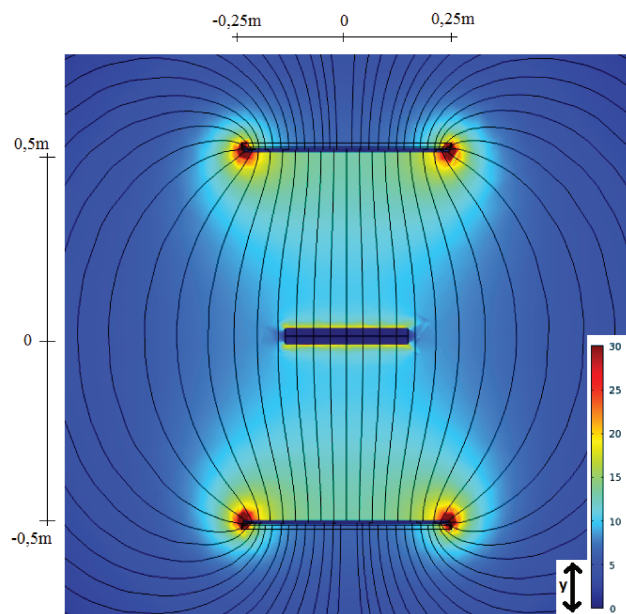
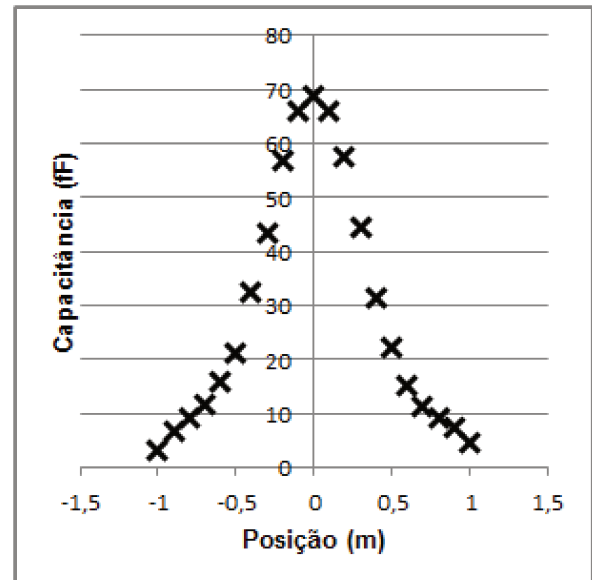
Apesar do elemento flutuante ser grande, para uma melhor detecção, é necessário que a área da seção que atravessa a estrutura ao longo das linhas de campo elétrico também seja grande. Caso contrário, um outro elemento que esteja apenas próximo da estrutura numa orientação diferente pode alterar numa intensidade igual ou até mesmo maior o valor da capacitância. Esse comportamento se deve principalmente ao efeito de borda e à ausência de eletrodos de guarda capazes de manter a sensibilidade do sensor alta apenas na região entre as placas.

### 5.1.3 Inter-capacitâncias

A proximidade entre dois elementos dentro da estrutura também altera o comportamento dos campos de forma significativa. A inter-capacitância varia de acordo com a distância entre os elementos, podendo aumentar ou diminuir o valor final. Para verificar esse comportamento, simulações com dois cilindros entre as placas foram realizadas e a distância entre os mesmos foi modificada. A Figura 5.4 mostra o campo elétrico resultante para quatro situações de aproximação.



(a)



(b)

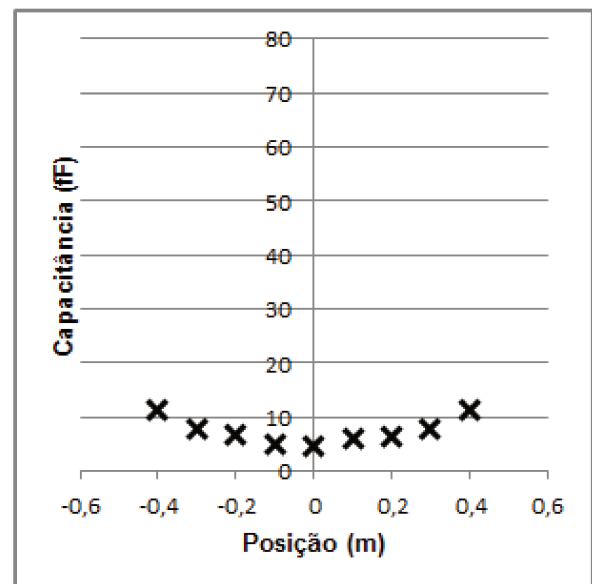


Figura 5.3: Simulação da cana mostrando o campo elétrico em V/m e a variação da capacitância a) com orientação longitudinal e deslocamento transversal ao campo e b) com orientação transversal e deslocamento longitudinal ao campo

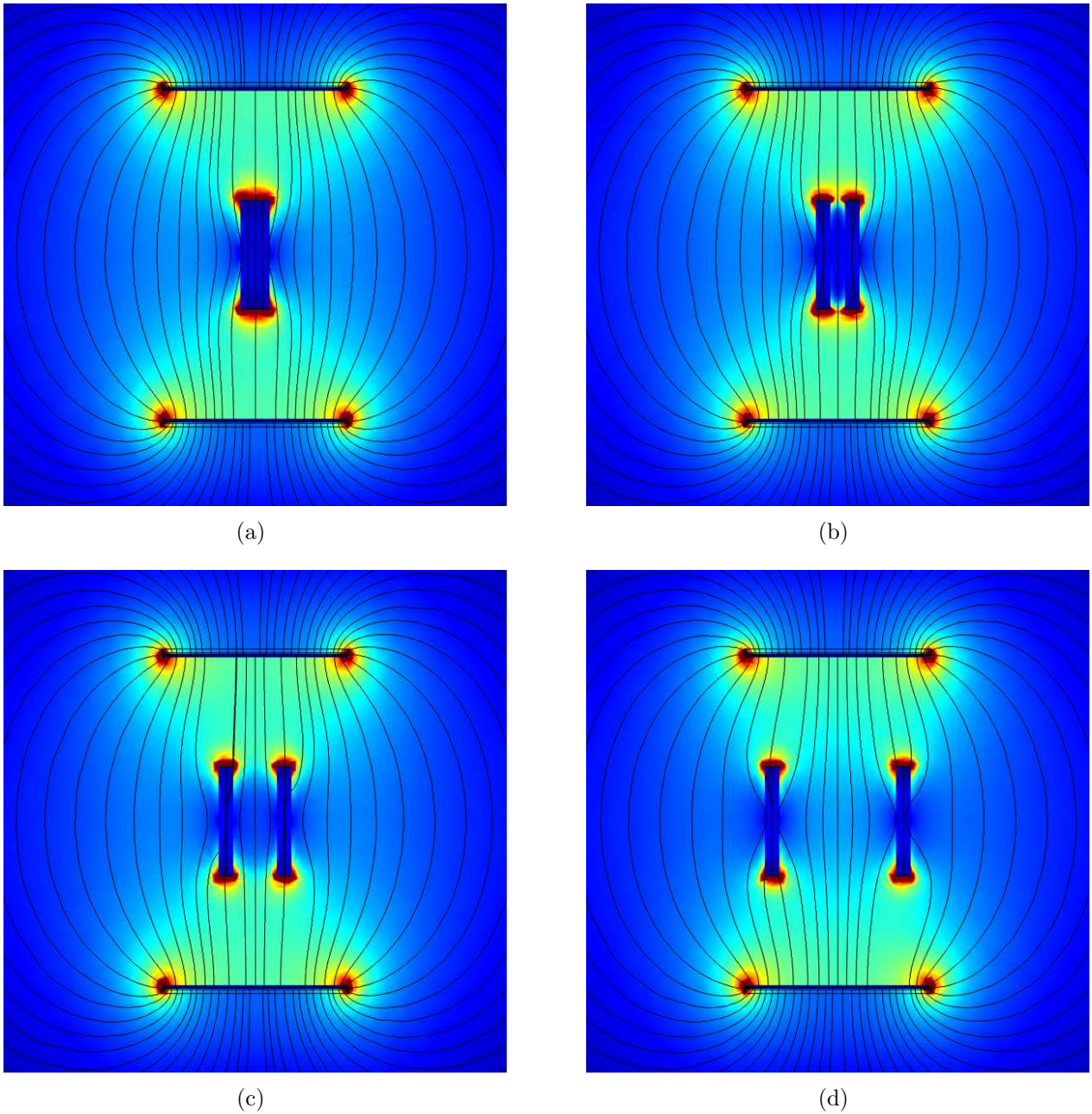


Figura 5.4: Comportamento do campo elétrico em V/m com a distância entre as canas. a) 0cm. b) 4cm. c) 12cm. d) 28cm.

Quando duas canas estão próximas, há uma espécie de prolongamento da região formada pelo dielétrico dos cilindros. Nessa situação, a indução de cargas nos dois elementos é idêntica, o que resulta na redução da intensidade do campo no espaço entre eles. Em contrapartida, o campo externo cresce e conseqüentemente o fluxo elétrico também.

O gráfico da Figura 5.5 mostra a variação da capacitância com o afastamento dos cilindros. Houve um aumento gradativo, até atingir o pico de  $121,4pF$  por volta de  $15cm$ . Depois a aproximação dos elementos das bordas do capacitor causou a diminuição da capacitância, mas com uma taxa menor.

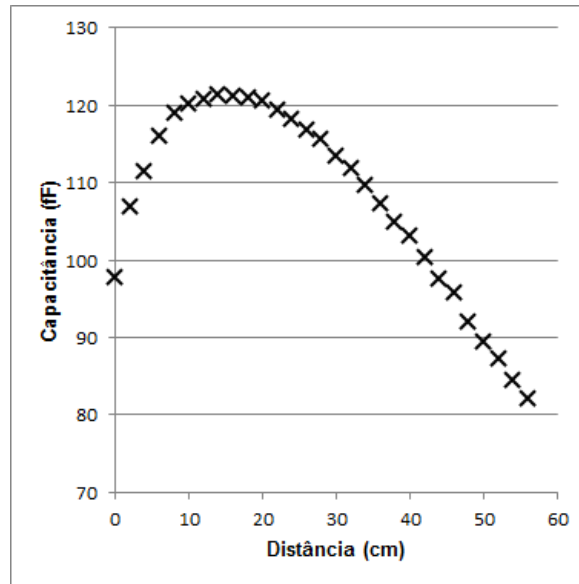


Figura 5.5: Variação da capacitância com o afastamento das canas

Os dois cilindros que representam a cana comportam-se como eletrodos flutuantes cuja intercapacitância pode aumentar ou diminuir o resultado final em função da distribuição de toletes no meio do capacitor. A aproximação dos cilindros traz benefícios para a medida, pois a intensidade dos sinais de aquisição do circuito são aumentados.

#### 5.1.4 Considerações

A partir dos resultados das simulações, a expectativa foi de que a ordem de grandeza das capacitâncias que seriam trabalhadas seria de dezenas de *picofarad* e que a presença de um elemento de cana teria um efeito da ordem de dezenas de *femtofarad*, ou seja, um valor percentual muito baixo em relação a capacitância em vazio.

Além disso a orientação das canas entre as placas tem um grande impacto na intensidade da perturbação do campo. Por isso, há a necessidade de um tipo de compensação, que é realizada com as medidas dos demais pares de placas. Uma vez que o circuito seja capaz de medir os valores esperados, a passagem da cana será marcada por picos na saída associada ao capacitor melhor posicionado em relação a distribuição de material. Por outro lado, se os cilindros estiverem na

direção transversal ao campo elétrico gerado pelos 4 capacitores, a detecção será difícil, pois a variação da capacitância será igualmente pequena para todos eles.

## 5.2 Caracterização do Circuito de Medição

O circuito montado para realizar as medidas foi caracterizado a partir de um conjunto de capacitores comerciais com diversos valores entre  $0,3pF$  e  $4pF$ . A função de transferência de cada circuito de aquisição foi obtida separadamente, bem como o ganho final do amplificador de instrumentação.

Os mesmos cabos coaxiais usados nas placas do sensor foram conectados aos componentes para caracterização. Um medidor de precisão do tipo LCR, modelo 4284A da HP[50] foi utilizado para medir os valores antes de conectar os capacitores ao circuito projetado. Ele foi ajustado para uma tensão de excitação de  $20V$ , frequência de  $10kHz$  e foi calibrado para cada conjunto de medidas.

Os circuitos foram nomeados como  $C1$ ,  $C2$ ,  $C3$  e  $C4$  de acordo com o par de placas a que seria conectado posteriormente e como  $CREF$  para o de aquisição do capacitor de referência. Os gráficos da Figura 5.6 mostram os resultados das medidas e a Tabela 5.1 as equações obtidas após regressão linear.

Tabela 5.1: Funções de transferência corrigidas dos circuitos de aquisição montados após regressão linear com seus respectivos coeficientes de determinação.

Circuito	Função	Coefficiente $R^2$
C1	$V_x = 0,2093C_x + 0,2384$	0,9978
C2	$V_x = 0,2057C_x + 0,2424$	0,9980
C3	$V_x = 0,2019C_x + 0,2086$	0,9962
C4	$V_x = 0,1929C_x + 0,2137$	0,9995
CREF	$V_{ref} = 0,1986C_{ref} + 0,0414$	0,9990

As equações das funções de transferência sofreram uma correção devido a posição diferente dos cabos para a execução dos testes de caracterização. Por isso, medidas sem o cabo foram realizadas e o valor medido foi considerado o *offset* do circuito.

As formas de onda aplicadas na excitação e na respectiva blindagem para um dos circuitos sensores e o circuito de referência são mostradas na Figura 5.7. Como pode ser observado, a tensão pico-a-pico total foi de  $19,3V$  para  $C4$  e de  $20,1V$  para  $CREF$ . Essa diferença deveu-se a presença da resistência das chaves de multiplexação, que também foram responsáveis por

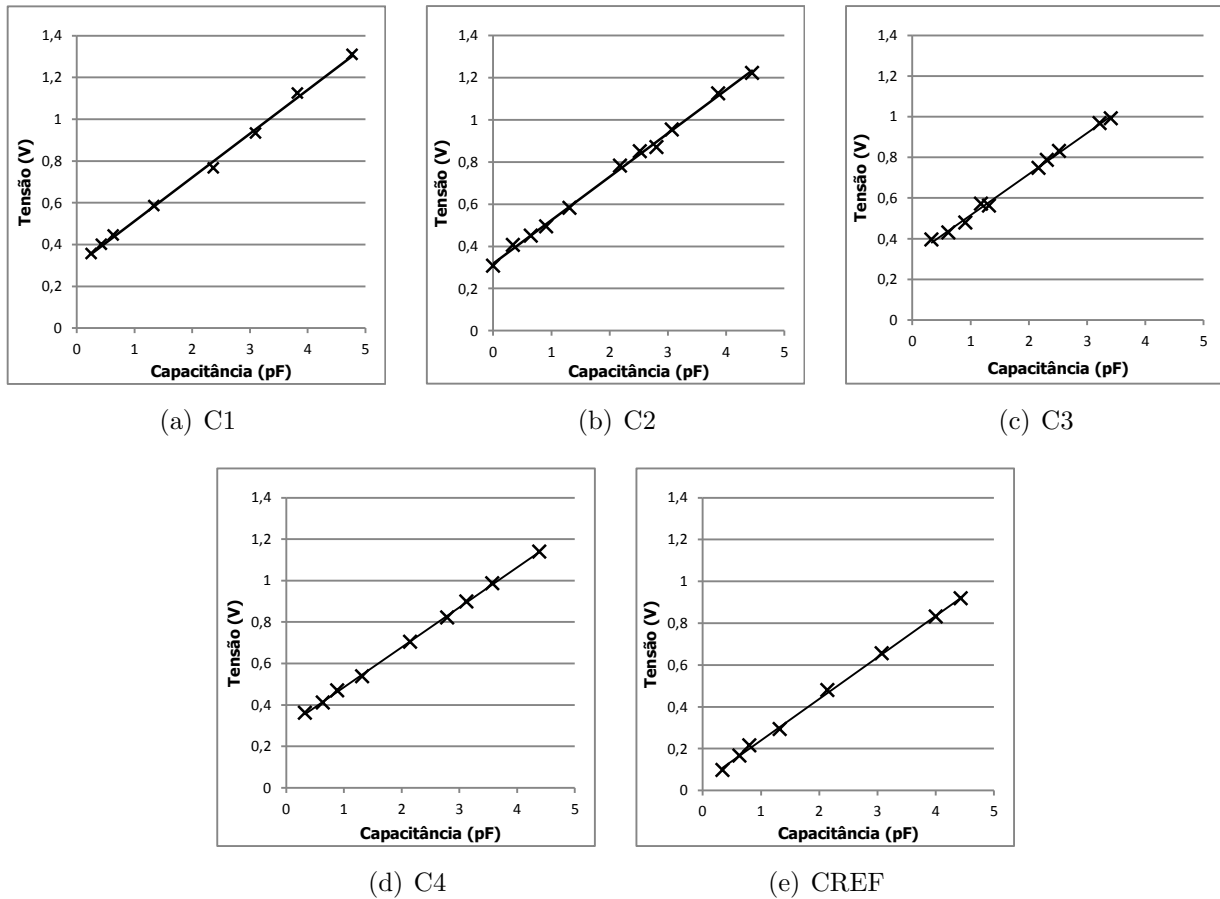


Figura 5.6: Resposta dos circuitos de aquisição com capacitores comerciais.

umentar o tempo de descarga.

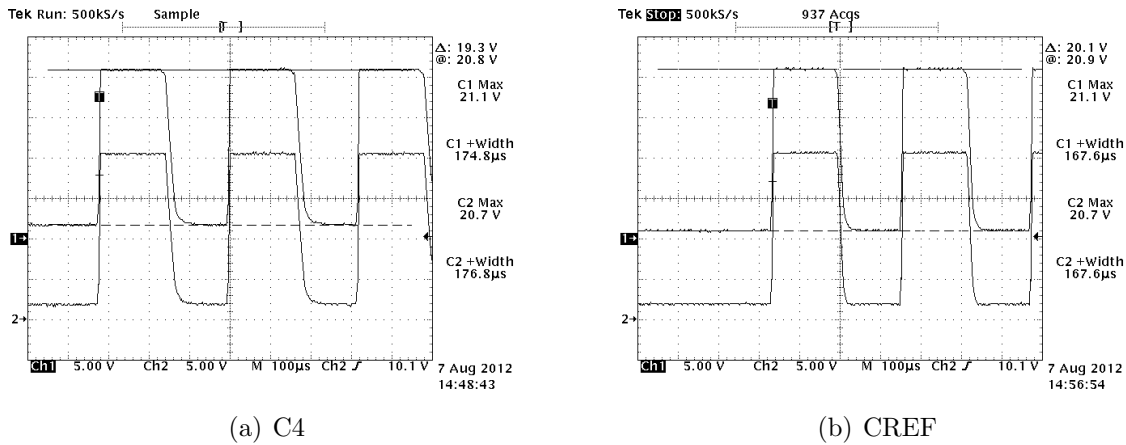
Com isso, a função de transferência teórica resultante para os circuitos de aquisição dos eletrodos sensores é:

$$V_x[V] = 0,193C_x[pF] + 0,193 \quad (5.1)$$

As funções obtidas empiricamente ficaram próximas da equação 5.1, com um desvio entre 0% e 8% em relação a sensibilidade e entre 8% e 26% em relação ao *offset*. Os capacitores montados no circuito tinham tolerância de 5%, o que corresponde a uma variação de 5% na sensibilidade e de 10% no *offset*. Os desvios máximos são explicados pela influência de capacitâncias parasitas nas placas, que podem chegar facilmente a ordem de  $1pF$ , afetando principalmente o *offset*.

O ganho real do amplificador de instrumentação e a tensão  $V_{ref}$  com o capacitor de referência montado também foram medidos. Com esses valores foi possível obter a função de transferência da saída diferencial de cada um dos pares sensores, como mostrado na Tabela 5.2.

O ganho medido do amplificador de instrumentação foi de 15 e proporcionou uma sensibilidade final de aproximadamente  $3mV/fF$  para o circuito. No entanto, considerando um conversor



(a) C4

(b) CREF

Figura 5.7: Formas de onda no eletrodo de transmissão (canal 1) e sua respectiva blindagem (canal 2).

Tabela 5.2: Funções de transferência da saída diferencial

Circuito	Função
$C_{x1}$	$V_{o1} = 3,24415C_x + 2,099$
$C_{x2}$	$V_{o2} = 3,18835C_x + 2,160$
$C_{x3}$	$V_{o3} = 3,12945C_x + 1,637$
$C_{x4}$	$V_{o4} = 2,98995C_x + 1,7154$

AD de 10bits alimentado com 5V, a sua resolução mínima é  $4,88mV$ . Dessa forma, pode-se afirmar que o sistema é capaz de detectar variações de  $2fF$  com relativa segurança. O verdadeiro fator limitador da capacitância mínima que pode ser medida é o nível de interferência de fundo do sistema completo, que também precisa ser medido empiricamente quando com a estrutura montada e realizando medição contínua.

### 5.2.1 Capacitâncias em repouso

A caracterização dos circuitos foi realizada para comprovar o correto funcionamento dos circuitos de aquisição conforme o esperado, além de permitir uma estimativa da grandeza das capacitâncias envolvidas. A Tabela 5.3 mostra os valores das capacitâncias em repouso de cada um dos pares de placa em duas situações distintas: com e sem a blindagem aplicada nos eletrodos de recepção, que não foram projetados com chaves para seleção.

A blindagem das placas de recepção diminuem o valor das capacitâncias medidas devido ao desvio de parte das linhas de campo. No entanto, é um artifício necessário para aumentar a imunidade da estrutura a interferências do ambiente. Caso contrário a relação sinal-ruído



Tabela 5.3: Capacitâncias dos pares de placas em repouso

Capacitor	Capacitância (pF)	
	sem blindagem	com blindagem
$C_{x1}$	1,49	0,51
$C_{x2}$	0,76	0,23
$C_{x3}$	0,43	0,14
$C_{x4}$	0,85	0,41
$C_{ref}$	1,95	0,42

diminui e o nível mínimo de variação de capacitância detectável na presença de interferências é menor. A Figura 5.8 apresenta as formas de onda na saída dos circuitos C4 e CREF durante a medição com blindagem.

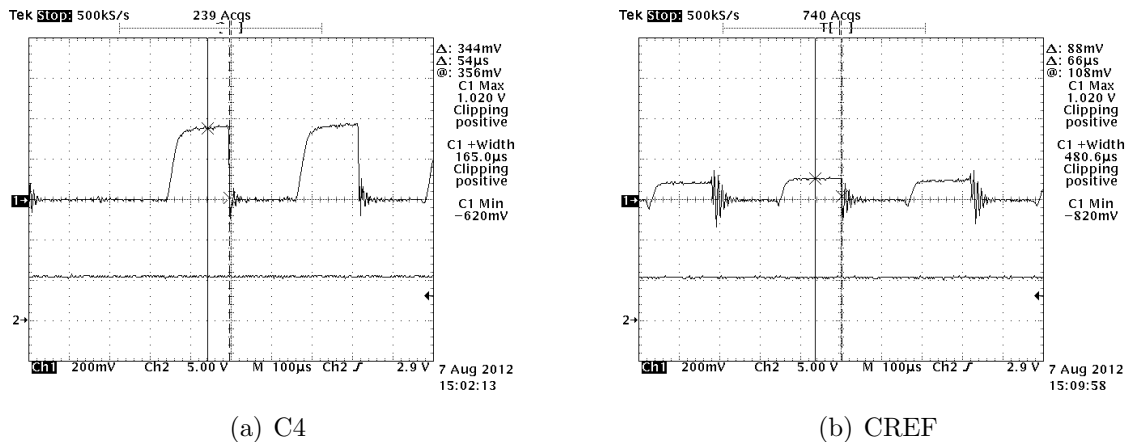


Figura 5.8: Formas de onda na saída dos circuitos durante a medição em repouso.

As formas de onda evidenciam dois aspectos importantes da saída dos circuitos de aquisição: a constante de tempo de descarga afasta a onda da saída do formato ideal de uma onda quadrada e os *spikes* aparecem principalmente na transição para o estado de carga, onde a saída é zerada. O circuito C4 possui uma constante de tempo maior devida à resistência das chaves de multiplexação, que diminui ao mesmo tempo as oscilações rápidas verificadas na saída, cujo valor é bem maior para o circuito CREF.

## 5.3 Resultados Experimentais

Amostras de cana-de-açúcar recém colhidas do campo juntamente com palha seca e palha verde foram usadas para obter os resultados empíricos da estrutura montada aliada ao circuito

de aquisição projetado. A Figura 5.9 mostra fotos de algumas amostras de toletes de cana e palha usadas.



Figura 5.9: Amostras de cana e palha.

Inicialmente, para os testes específicos com os toletes de cana foram determinadas quatro posições mostradas na Figura 5.10.

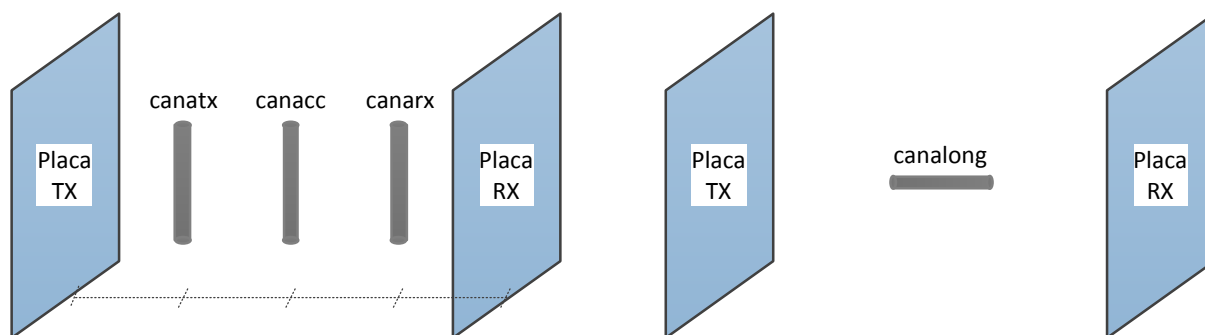


Figura 5.10: Posições do tolete de cana durante os testes.

Elas são definidas da seguinte forma:

- canatx: Tolete em uma orientação transversal ao campo elétrico e localizado mais próximo da placa de transmissão;
- canacc: Tolete em uma orientação transversal ao campo elétrico e localizado na posição central entre as duas placas;
- canarx: Tolete em uma orientação transversal ao campo elétrico e localizado mais próximo da placa de recepção;
- canalong: Tolete em uma orientação longitudinal ao campo elétrico e localizado na posição central entre as duas placas.

Além disso, para a realização dos ensaios com palha verde, foram feitos maços com aproximadamente o mesmo diâmetro e comprimento dos toletes de cana usados nos testes. Dessa forma, foi possível avaliar especificamente a influência da constituição da palha, uma vez que o volume foi mantido.

Uma outra estrutura montada para realização de testes específicos com palha foi chamada de revolvedor. Ela foi construída com o objetivo de proporcionar um fluxo de palha mais disperso na tentativa de aproximar-se do movimento real no extrator da colhedora. Uma armação de madeira de forma retangular coberta com um tecido do tipo véu foi feita e colocada sobre uma base que permitia que a armação girasse. O movimento de giro arremessava as folhas colocadas dentro da estrutura em um sentido circular, possibilitando o espalhamento de um lado ao outro e de cima para baixo. A Figura 5.11 mostra uma foto da estrutura com palha seca em seu interior disposta no centro do arranjo de sensores.



Figura 5.11: Revolvedor com palhas secas.

### 5.3.1 Circuito DC

O sistema de aquisição desenvolvido foi conectado a estrutura de capacitores construída e a um *laptop* que armazenou os dados obtidos durante períodos de tempo entre 15s e 30s. Os gráficos que serão apresentados indicam a variação da tensão de saída do circuito durante cada ensaio quando comparada ao seu valor médio em repouso. Dessa forma, o eixo das ordenadas

indica sempre a diferença  $\Delta V_{out}$  entre a tensão medida em cada situação e a tensão medida com ausência de material no interior da estrutura. Como foi descrito na Equação 4.23, a variação de capacitância tem uma relação linear diretamente proporcional a variação de tensão, ou seja, as curvas indicam o comportamento da própria capacitância.

### Comparação entre capacitores

A vantagem do arranjo rotativo é permitir a medição do material por diferentes ângulos. Para exemplificar esse efeito uma cana de 100cm foi posicionada na orientação longitudinal as linhas de campo elétrico do capacitor  $C_{x1}$ , como mostrado na Figura 5.12.

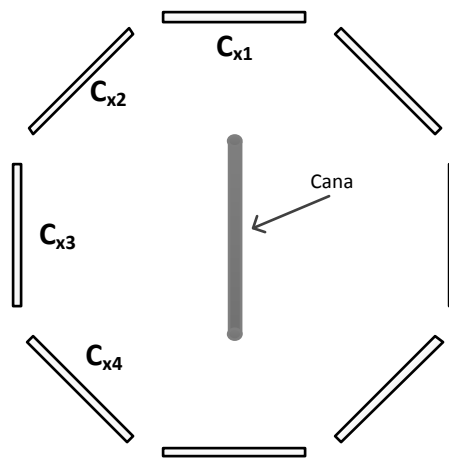
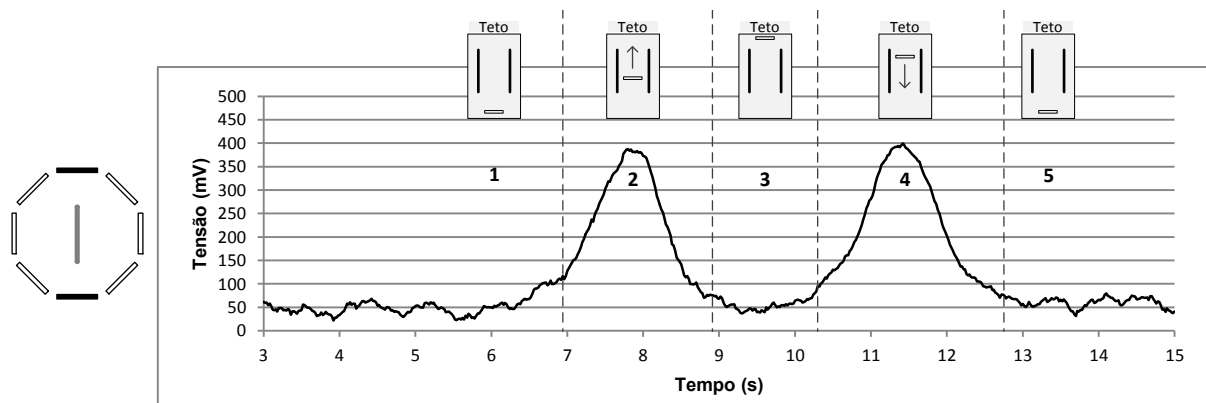
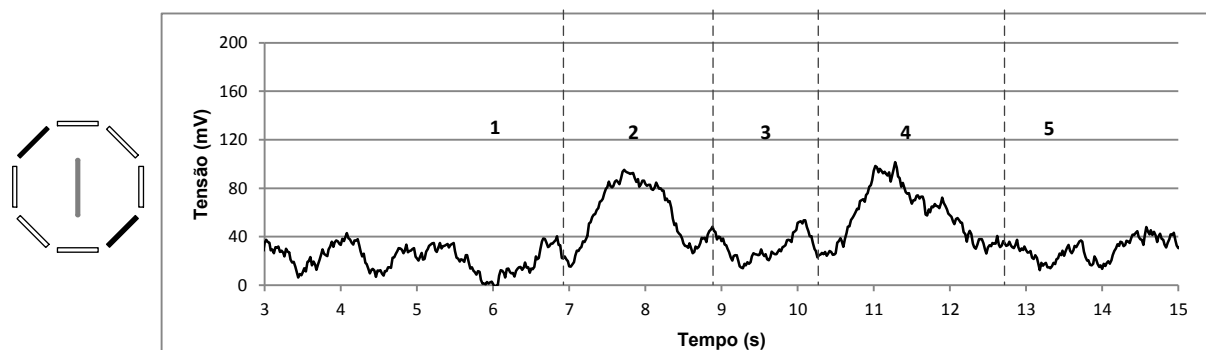


Figura 5.12: Vista superior indicando a orientação da cana em relação aos quatro capacitores.

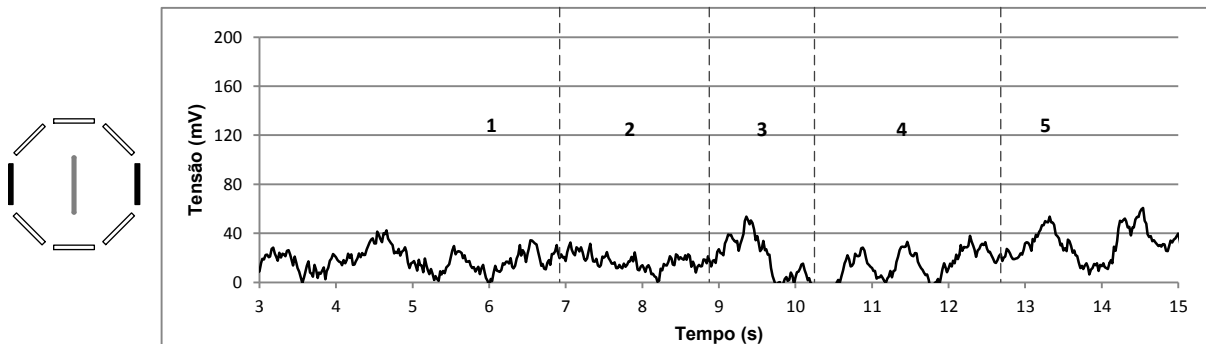
Os resultados obtidos a partir de um movimento ascendente e descendente são mostrados na Figura 5.13 juntamente com a localização de cada par de placas em relação a cana em uma vista superior. Uma legenda gráfica acima do primeiro gráfico também indica cada um dos momentos da passagem da cana pelo arranjo em relação a  $C_{x1}$  em uma vista lateral. A variação de capacitância relativa a cada um dos pares é representada por uma média de 20 valores da tensão lida pelo circuito de aquisição.



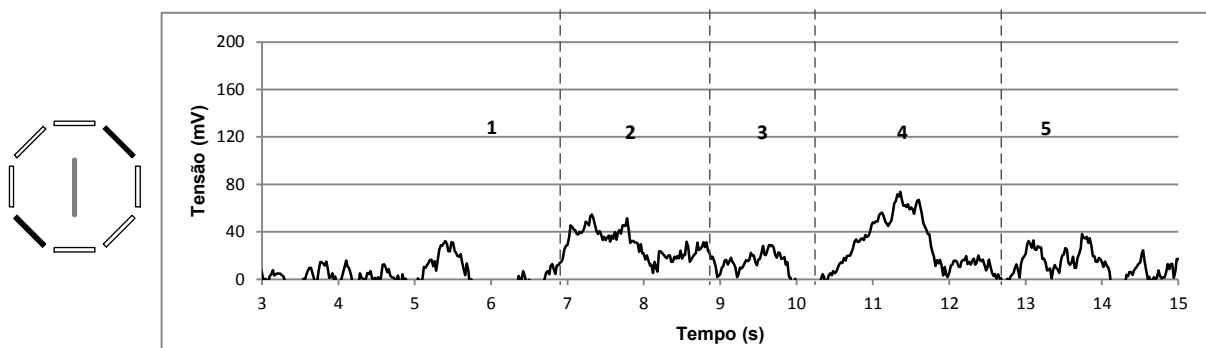
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.13: Medidas com canas orientadas longitudinalmente ao campo elétrico. a) Capacitor  $C_{x1}$ . b) Capacitor  $C_{x2}$ . c) Capacitor  $C_{x3}$ . d) Capacitor  $C_{x4}$ .

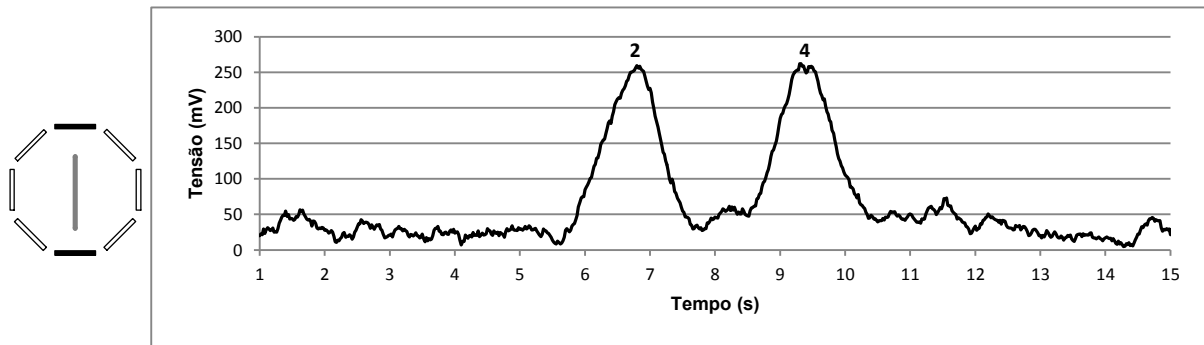
Os toletes foram suspensos a partir do chão (região 1) até passarem pelo interior da estrutura (região 2), atingir o teto (região 3), voltarem em direção ao chão (região 4) e permanecerem lá em repouso (região 5). Os picos registrados nas regiões 1 e 4 indicam o momento em que os toletes passam exatamente no eixo que conecta o centro entre o par de placas. Observa-se que os valores obtidos em  $C_{x1}$  são bem maiores, devido a orientação longitudinal em relação a esse par. Uma vez que a estrutura é simétrica, os valores em  $C_{x2}$  e  $C_{x4}$  deveriam ser idênticos. No entanto, o efeito observado é diferente. A explicação para a diferença entre  $C_{x2}$  e  $C_{x4}$  está em dois fatores: o circuito de aquisição não é o mesmo, adicionando desvios por descasamento dos componentes, e as imperfeições em relação ao alinhamento e posição das placas provocam diferenças construtivas entre os capacitores.  $C_{x3}$  apresenta os menores valores, sendo pouco significativa a influência da cana, que fica orientada transversalmente as linhas de campo desse capacitor e acaba sendo mascarada por toda a interferência presente.

Os gráficos no restante desse capítulo apresentarão apenas o resultado obtido em  $C_{x1}$ , uma vez que esse capacitor é o mais representativo do comportamento das canas nas situações que foram testadas.

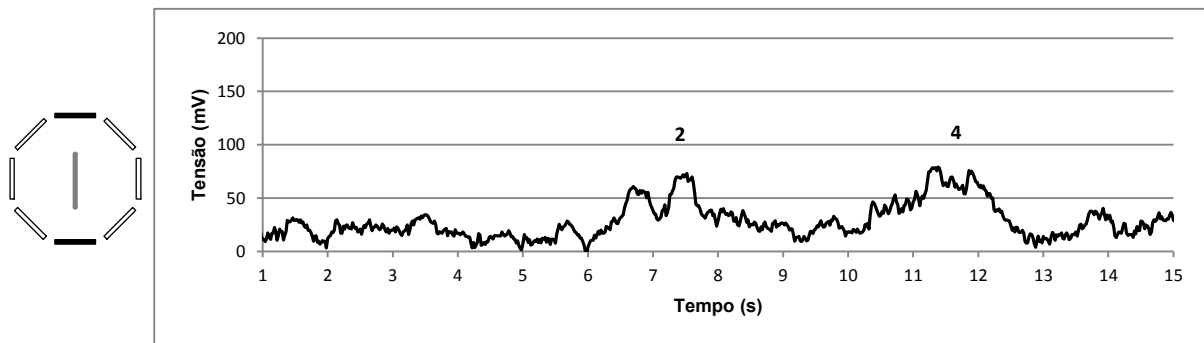
## Cana

O efeito da passagem de cana na posição longitudinal ao campo elétrico em quatro situações diferentes é mostrado na Figura 5.14, onde cada ponto foi obtido com uma aproximação por médias de 20 valores. A média foi usada para eliminar grandes flutuações instantâneas que houveram devido a captação de interferência pelas placas. A passagem do tolete de cana pelo eixo central entre as duas placas é indicado em todos os gráficos pelos algarismos 2 e 4.

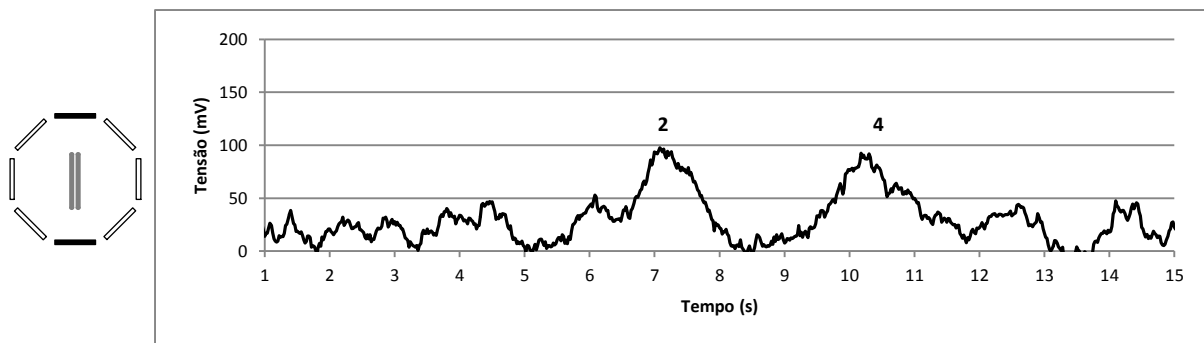
Num primeiro momento um pedaço de cana com  $86cm$  foi colocado entre as placas. Em seguida esse pedaço foi retirado, e uma nova medida foi feita com um pedaço de  $53cm$ . Um novo pedaço do mesmo tamanho desse último foi amarrado junto na mesma posição e a medida foi repetida. Por último três pedaços idênticos foram colocados na mesma posição e uma quarta medida feita.



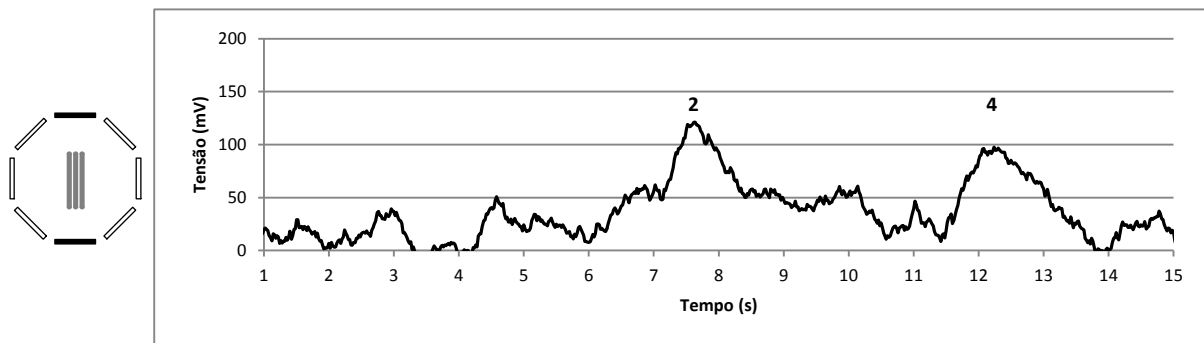
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.14: Medidas com cana disposta no sentido longitudinal ao campo elétrico. a) uma cana de 86cm. b) uma cana de 53cm. c) duas canas de 53cm. d) três canas de 53cm

A Tabela 5.4 resume os valores de pico máximo ( $V_{max}$ ) dos gráficos, com os incrementos de volume ( $\delta v$ ) e de tensão ( $\delta V_{max}$ ) correspondentes em relação ao menor pedaço. Ela mostra que o aumento de um pedaço de cana para dois e depois para três com o mesmo comprimento resultou em incrementos respectivamente de  $18mV$  e  $42mV$  no valor medido. Por outro lado, um único pedaço de cana com comprimento de  $86cm$  (62% mais longo) representou um aumento de  $183mV$ , comprovando que a influência da associação na direção longitudinal ao campo foi quase três vezes maior, mesmo com menos massa incremental.

Tabela 5.4: Valores de pico para os ensaios com cana e orientação longitudinal

<b>Amostra</b>	$\delta v$ (%)	$V_{max}$ (mV)	$\delta V_{max}$ (mV - %)
uma cana de 53cm	0	79	0 - 0
duas canas de 53cm	100	97	18 - 22,8
três canas de 53cm	200	121	42 - 54,2
uma cana de 86cm	62	262	183 - 231,6

Esse comportamento acontece porque o pedaço maior proporciona um caminho de menor impedância para o deslocamento de cargas. Mesmo com um volume e massa maiores a impedância dos três pedaços de menor comprimento continuou mais baixa. Nesse último caso, o que há de fato é uma associação entre as duas distribuições longitudinal e transversal, sendo que a última tem uma influência menor.

Uma outra rodada de testes foi realizada buscando observar o comportamento da capacitância para toletes de cana orientados transversalmente ao campo elétrico. O resultado é mostrado na Figura 5.15 com uma aproximação por médias de 20 valores. Essa rodada de testes foi realizada com toletes de cana de  $70cm$ .

O gráfico mostra que quando o pedaço está localizado mais perto da placa de recepção a variação é maior. Esse é um comportamento provavelmente resultante da maior impedância do circuito nesse ponto, acoplado mais facilmente com sinais externos a estrutura. Para as posições *canacc* e *canatx* a variação foi muito pequena e acabou sendo mascarada pela alto nível de interferência presente, que resultou em aproximadamente  $60mV$  de ruído de fundo.



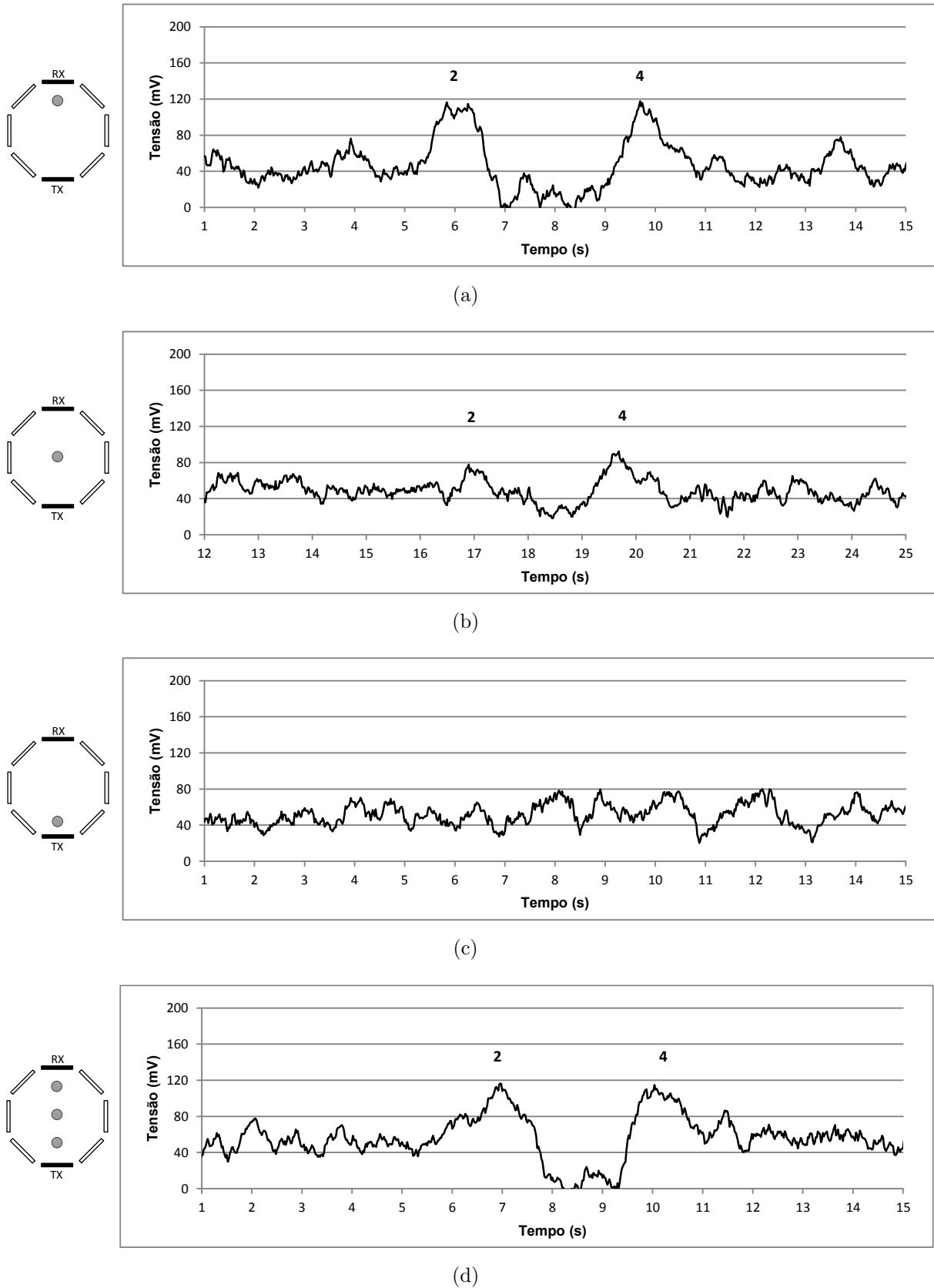


Figura 5.15: Medidas com canas orientadas transversalmente ao campo elétrico. a) cana na posição *canarx*. b) cana na posição *canacc*. c) cana na posição *canatx*. d) uma cana em cada uma das três posições.

Quando três pedaços de cana foram colocados nas três posições simultaneamente (Figura 5.15(d)), o resultado foi semelhante ao obtido na posição *canarx*, que dá a maior contribuição no aumento da tensão de saída do circuito. O valor de pico chegou próximo a  $120mV$ , o que representa uma variação de capacitância de  $40fF$  de acordo com a função de transferência do sistema. O vale que aparece no gráfico entre os dois picos é resultado do acoplamento dos toletes de cana com a terra, que é mais intenso com três elementos aumentando o caminho para a terra. Uma análise do ruído de fundo dos gráficos mostra que valores abaixo de  $20fF$  não podem ser identificados pelo sistema, o que limita a mínima variação de capacitância detectável.

### Palha Verde

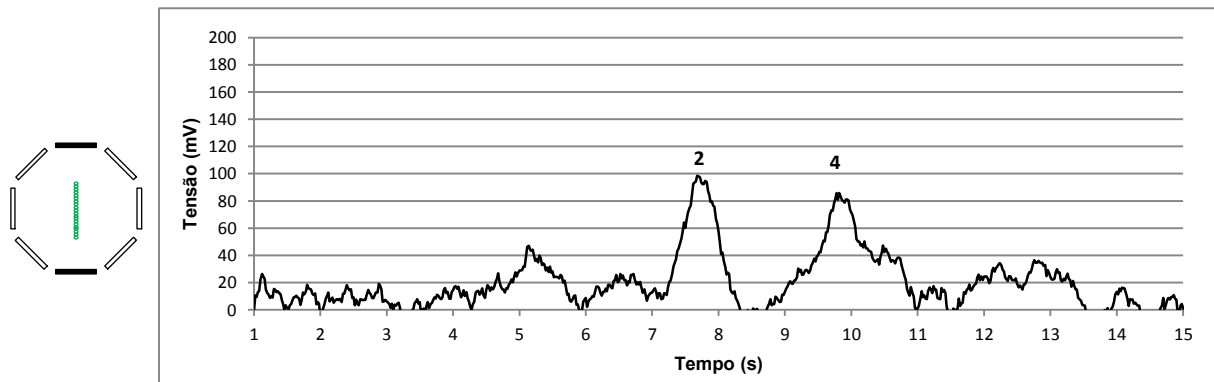
As folhas verdes que compõem a palha verde possuem alto teor de umidade, tendo como efeito uma constante dielétrica bem maior do que as folhas secas. Sua influência da palha verde foi avaliada a partir de maços feitos com comprimento igual aos do teste com cana, ou seja,  $53cm$ . A intenção foi que os maços possuíssem as mesmas dimensões dos toletes. A Figura 5.16 mostra o resultado dos ensaios, onde cada ponto do gráfico representa a média de 20 valores.

O perfil da resposta a passagem dos maços foi semelhante ao da passagem de cana, com valores de pico para as três configurações iguais a  $98mV$ ,  $112mV$  e  $120mV$ , como sintetizado na Tabela 5.5. Os incrementos da tensão de saída foram menores do que os registrados com as canas, pois representam apenas  $14,3\%$  e  $22,4\%$  quando comparado ao resultado para um único maço, ou seja, a contribuição de palha verde incremental é menor.

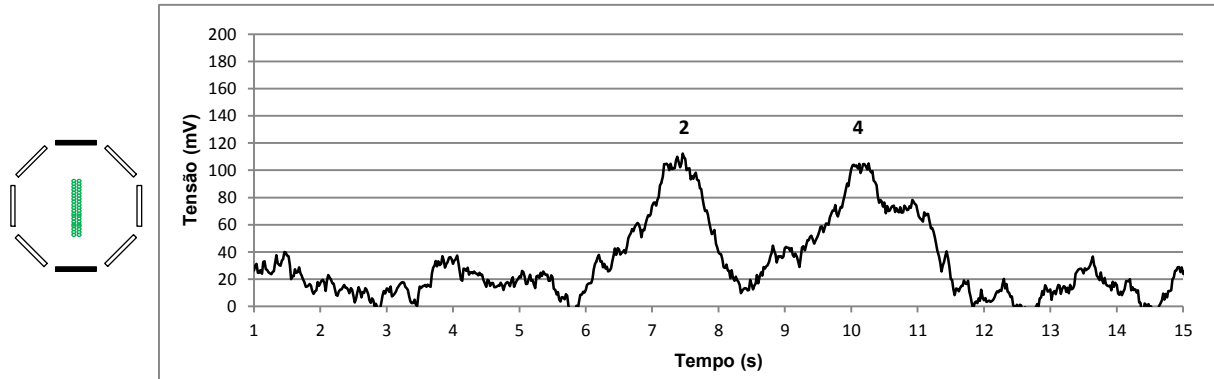
Tabela 5.5: Valores de pico para os ensaios com maço de palha verde em orientação longitudinal

<b>Amostra</b>	$\delta v$ (%)	$V_{max}$ (mV)	$\delta V_{max}$ (mV - %)
um maço de palha	0	98	0-0
dois maços de palha	100	112	14-14,3
três maços de palha	200	120	22-22,4

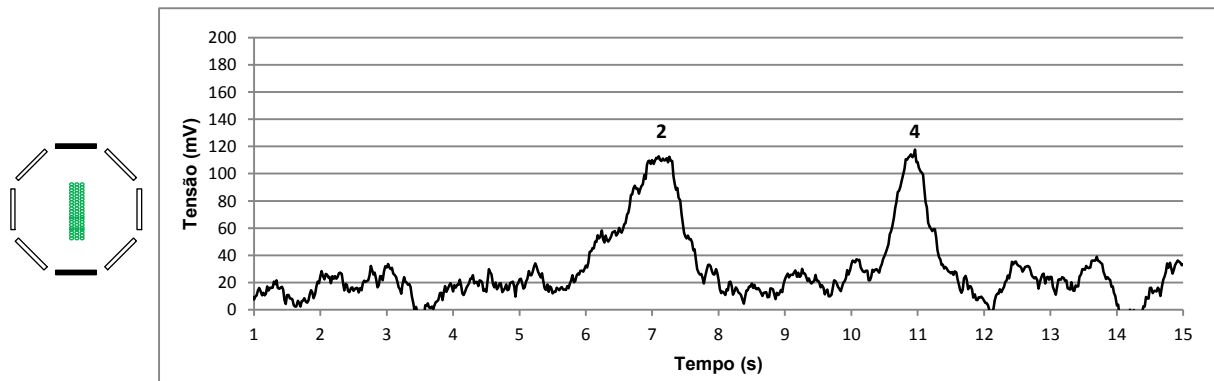
No entanto, os valores da variação absoluta foram semelhantes aos resultados obtidos com tolete, indicando que a presença de palha verde pode confundir-se com a presença de cana, pois o impacto sobre a capacitância em vazio é próximo para os dois materiais.



(a)



(b)



(c)

Figura 5.16: Medidas com maços de palha verde orientados no sentido longitudinal ao campo. a) um maço de 53cm. b) dois maços de 53cm. c) três maços de 53cm.

## Palha verde e cana

Tendo em vista o resultado anterior, cana e maços de palha verde foram colocados juntos no arranjo sensor para uma nova rodada de testes. As amostras foram as mesmas utilizadas nas duas baterias de testes anteriores. Os gráficos da Figura 5.17 apresentam os resultados obtidos, com picos de tensão registrados em  $116\text{mV}$  e  $130\text{mV}$  para os dois casos ensaiados.

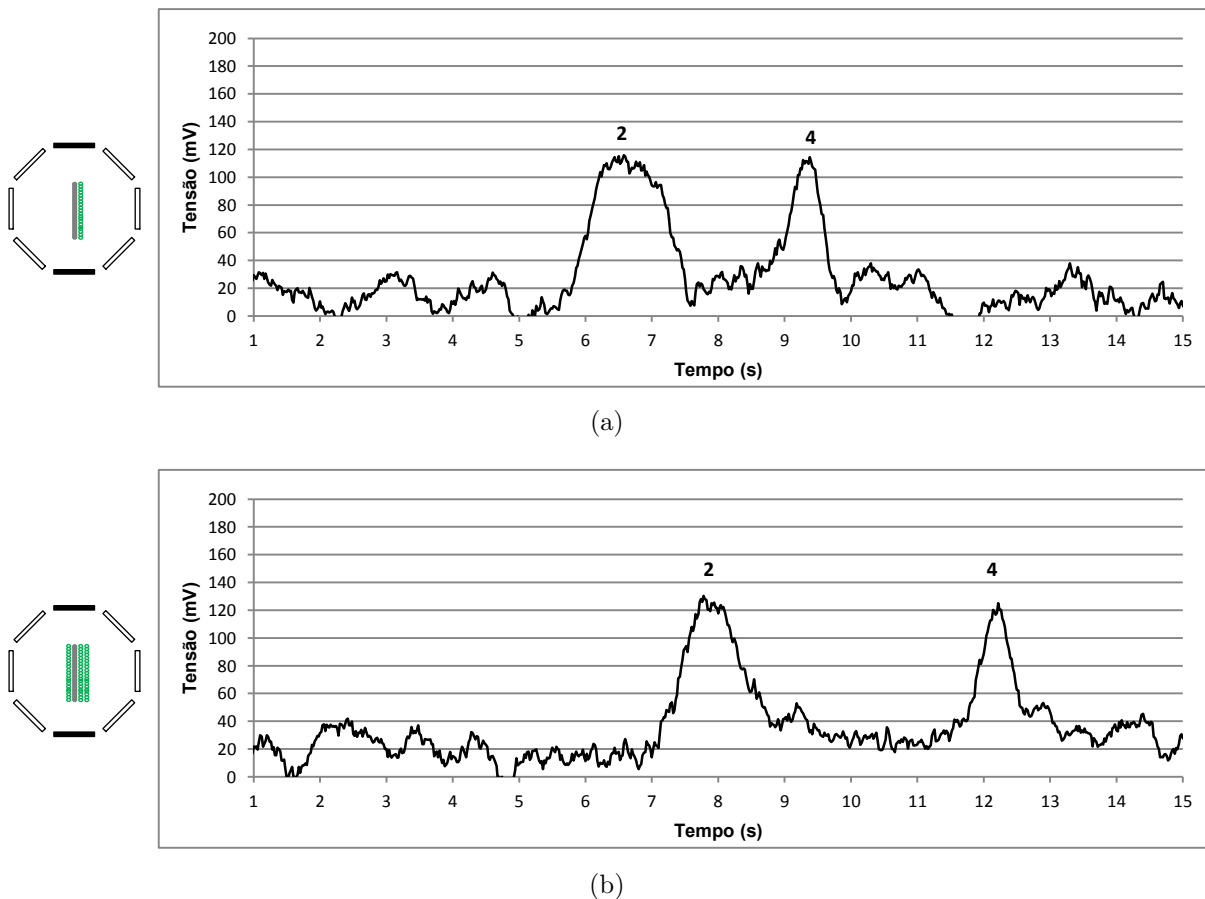


Figura 5.17: Medidas com cana e maços de palha verde juntos. a) cana e 1 maço de palha. b) cana e três maços de palha

A Tabela 5.6 sintetiza os valores obtidos de pico, comparando com os resultados do teste somente com cana. Uma observação interessante é que a palha verde conseguiu aumentar a capacitância de forma mais intensa do que o tolete de cana. A provável explicação é que imperfeições no corte dos maços podem ter aumentado ligeiramente o volume total, principalmente o seu comprimento. Além disso, deve-se ressaltar que a cana perde umidade com muita facilidade, o que pode também ter contribuído para essa discrepância, uma vez que os testes com a presença dos dois materiais foram os últimos realizados.

Tabela 5.6: Valores de pico para os ensaios com maço de palha verde em orientação longitudinal

<b>Amostra</b>	$\delta v$ (%)	$V_{max}$ (mV)	$\delta V_{max}$ (mV - %)
uma cana	0	79	0-0
uma cana e um maço de palha	100	116	37-46,8
uma cana e três maços de palha	300	130	51-64,6

### Palha seca e palha verde

Por último, foram feitos testes no revolvedor de palha da Figura 5.11. Inicialmente foi colocada uma quantidade de palha seca equivalente a 3 maços, mas de forma espalhada. Em seguida, os maços usados nos testes com palha verde foram desamarrados e jogados no interior do revolvedor. Nesse caso, as folhas ficam espalhadas e não condensadas em formato de maço. O gráfico da Figura 5.18 apresenta o resultado das medidas.

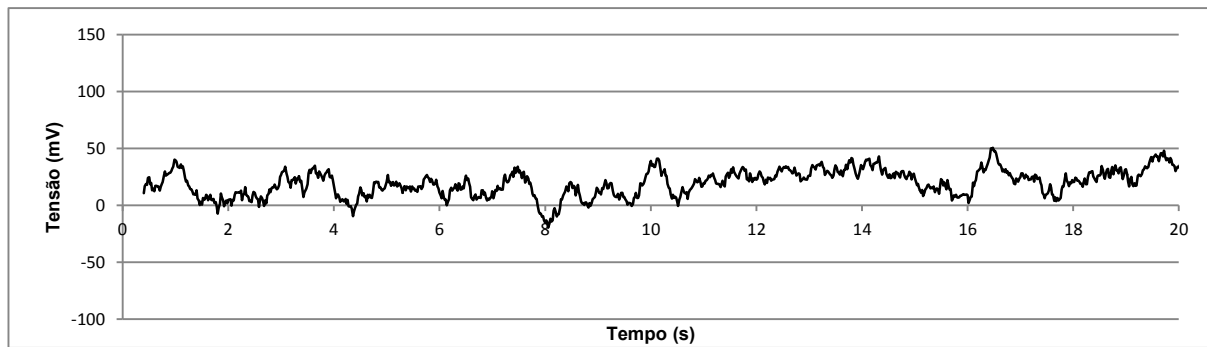
A primeira e principal conclusão é que a palha seca, mesmo que em grande quantidade e espalhada, possui uma influência muito baixa na capacitância da estrutura. De fato, a variação de tensão não ultrapassou em nenhum momento a faixa de  $50mV$ , confundindo-se com a interferência.

Os gráficos com palha verde apresentam vários picos devido ao movimento giratório do revolvedor, que resultou em várias passagens de material. A Tabela 5.7 mostra os picos máximos registrados, onde a variação  $\delta V_{max}$  é dada em relação a referência de ruído, que foi obtida empiricamente como  $50mV$  com base em todo o conjunto de medidas realizadas.

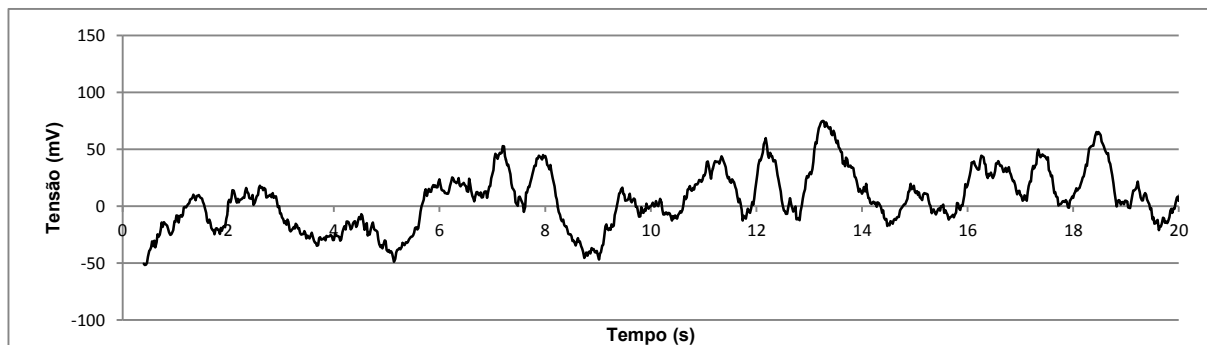
Tabela 5.7: Valores de pico para os ensaios palha em orientação caótica dentro do revolvedor

<b>Amostra</b>	$V_{max}$ (mV)	$\delta V_{max}$ (mV)
três maços de palha seca	61,8	11,8
três maços de palha seca e um maço de palha verde	74,7	24,7
três maços de palha seca e dois maços de palha verde	110,4	60,4
três maços de palha seca e três maços de palha verde	190,6	140,6

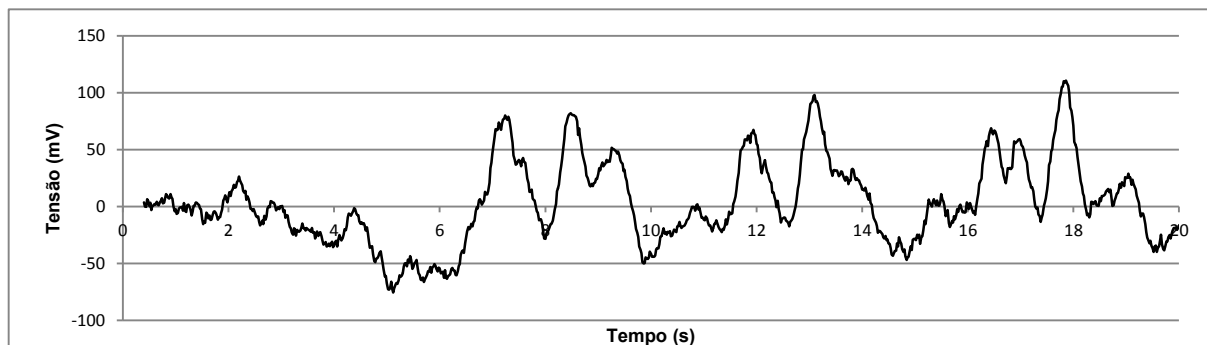
Uma última rodada de testes foi realizada com 30 pedaços de cana com comprimento  $3cm$  no revolvedor somente com palha seca. Os resultados foram inconclusivos, uma vez que a variação de tensão não superou o nível de fundo devido a interferência. Ou seja, em uma situação onde pequenos pedaços de cana estavam aleatoriamente distribuídos, o sensor não conseguiu ser seletivo.



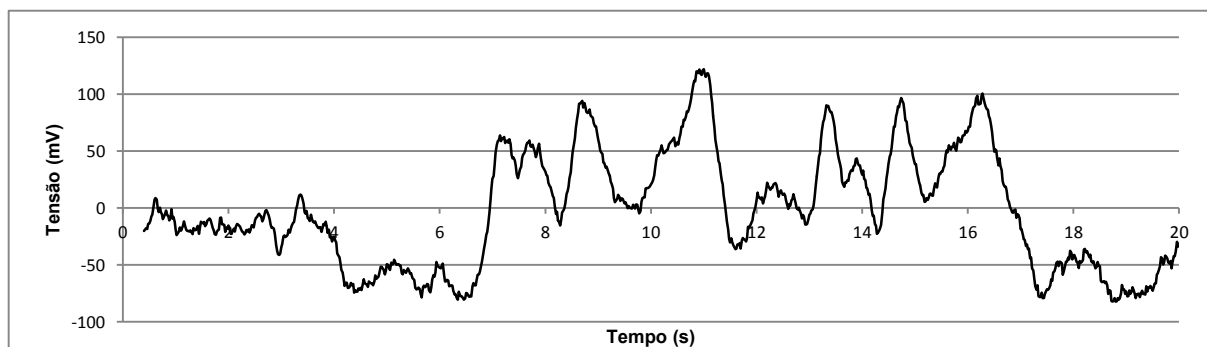
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura 5.18: Medidas com palha colocada no revolvedor. a) 3 maços de palha seca. b) 3 maços de palha seca e 1 maço de palha verde. c) 3 maços de palha seca e 2 maços de palha verde. d) 3 maços de palha seca e 3 maços de palha verde.

A partir da análise de todos os resultados obtidos, conclui-se que o arranjo montado consegue identificar tanto os toletes de cana quanto folhas verdes, mas com influência determinante da distribuição de material ao longo do eixo entre as placas. O nível de interferência captado é muito alto e com a variação extremamente pequena da capacitância quando a cana está dispersa, a identificação da presença de cana é complicada.

### 5.3.2 Circuito AC

Como as medidas obtidos especialmente com a cana em uma orientação transversal ao campo foram muito baixas e com um elevado nível de interferência, uma técnica diferente, com excitação AC foi usada na tentativa de resultados mais precisos e com melhor relação sinal-ruído. Para isso, um circuito de medição de corrente AC foi montado e a tensão de saída proporcional a capacitância conectada a um amplificador de banda estreita (*lock-in amplifier*), modelo SR530 [51] da SRS. A Figura 5.19 mostra o sistema montado.

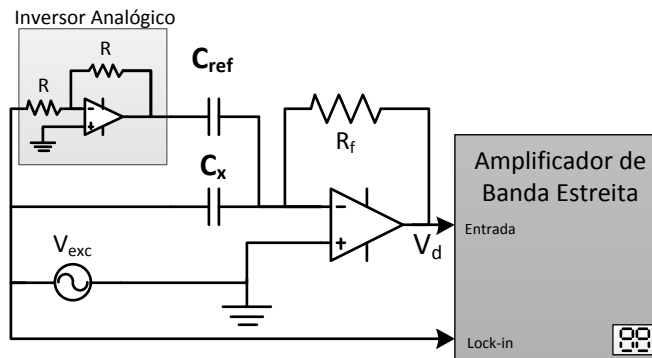


Figura 5.19: Circuito usado para as medições em corrente alternada

Nesse arranjo, a tensão em  $C_{ref}$  é o inverso daquela em  $C_x$ , fazendo com que a corrente a ser convertida pelo circuito seja proporcional a diferença entre as capacitâncias, resultando na tensão:

$$V_d = 2\pi f V_{exc} R_f (C_x - C_{ref}) \quad (5.2)$$

O amplificador de banda estreita tem a vantagem de extrair apenas a componente na frequência  $f$  da senóide gerada em  $V_{exc}$ , a partir de uma detecção síncrona. No entanto, as etapas de filtragem desse equipamento necessitam de constantes de tempo da ordem de segundos para uma medição mais precisa. Além disso, a sensibilidade máxima de  $500mV$  limita a tensão de excitação que pode ser aplicada no eletrodo para não saturar a saída  $V_d$ .

Essas limitações somadas a forma de apresentação do resultado, que é por meio de um mostrador com o valor da tensão rms da saída, tornaram possível apenas medidas em regime estacionário.

A primeira seção de testes verificou a influência da orientação da cana. Um único tolete de cana de 88cm foi posicionado nas quatro posições explicadas anteriormente. A Tabela 5.8 mostra a variação da tensão de saída em cada uma das situações, com uma tensão de  $2V_{pp}$  e frequência de  $60kHz$ .

Tabela 5.8: Variação da orientação da cana no circuito AC

Posição	Variação da tensão (mV)
canatx	9,6
canacc	12,7
canarx	11,3
canalong	45,8

O menor valor obtido foi quando o tolete estava próximo da placa de transmissão na posição transversal e o maior valor quando o tolete estava na posição longitudinal. Esse é o caso que registra as maiores variações de capacitância por permitir um caminho direto entre as duas placas com um dielétrico de maior valor. A capacitância chega a ser 4 vezes maior, mesmo tendo a mesma massa e volume.

Em seguida, foi avaliada a influência de palha seca e de palha verde. Para isso, foi montado um maço de palha verde com comprimento aproximado de  $52cm$ , o mesmo comprimento do tolete de cana usado nesse caso. O teste com a palha seca continha um volume bem maior aproximadamente igual a  $55cm \times 20cm \times 23cm$ .

O resultado da Tabela 5.9 mostra que, mantendo-se o mesmo volume, a influência de um maço de palha verde com o mesmo volume da cana é igual e que a palha seca, mesmo em um volume bem maior, não altera significativamente a medida.

Tabela 5.9: Influência da presença de palha seca e verde

Posição	Variação da tensão (mV)
palha seca	1,2
canalong	7,8
palha verde	10,4
palha verde e canalong	10,7

O terceiro teste com o circuito AC buscou avaliar a influência da diminuição da massa de palha verde, mantendo-se o mesmo volume. O resultado, como mostrado na Tabela 5.10, é uma variação de no máximo de  $2,1mV$ , valor insuficiente para marcar uma diferença significativa.



Tabela 5.10: Influência do volume da palha verde

Posição	f = 60kHz	f = 40kHz
	Variação da tensão (mV)	Variação da tensão (mV)
canalong	7,8	3,7
palha verde	8,5	3
metade da palha verde	6,4	3,3

Os resultados com o circuito AC confirmaram a seletividade da estrutura a presença de cana ou de palha verde, mas sem discernimento entre os dois. Por outro lado, a seletividade a palha seca é baixa, como era a expectativa no começo do projeto.

## 5.4 Simulação em 2D

O resultado obtidos com a palha verde nas diferentes situações apresentadas fomentaram a investigação do quanto a distribuição de material influencia a capacitância quando comparada a influência da constante dielétrica do meio. Para isso, uma série de simulações foram realizadas em 2D considerando um corte transversal no octógono formado pelos eletrodos. As dimensões utilizadas foram as mesmas da estrutura montada no laboratório com quatro pares de placas paralelas separadas por uma distância de  $1,45m$  e largura de  $54cm$ . Uma das placas foi configurada como *Terminal*, com um potencial de  $1V$  aplicado, enquanto a outra diametralmente oposta teve seu potencial fixado na referência. Os demais *Terminais* representando as outras placas foram definidos como *flutuantes*, o que mantém toda a sua superfície sob um mesmo potencial, que é definido pela distribuição do campo resultante do primeiro par.

Os pedaços de cana foram desenhados como quadrados representando a seção transversal da cana, enquanto retângulos representam a seção longitudinal da palha. Dessa maneira, as condições de cana cortada em pequenos pedaços e palha espalhada pelo interior do sensor podem ser modeladas. Três situações com cana foram simuladas, considerando uma seção transversal de  $25cm^2$  e quantidades de 7, 14 e 21 canas, totalizando  $175cm^2$ ,  $350cm^2$  e  $525cm^2$ . Por outro lado, a área ocupada pelo modelo desenhado para simular a palha é de apenas  $280cm^2$ , pois as dimensões dos 7 retângulos desenhados é  $2cm \times 20cm$ . A Figura 5.20 mostra a distribuição do campo elétrico em duas das situações: com 21 pedaços de cana e com a palha distribuída.

O que se observa é que apesar das palhas ocuparem uma área menor, o campo elétrico altera-se de forma mais intensa por uma extensão maior. Esse comportamento do campo faz com que a capacitância devido a palha verde seja maior.

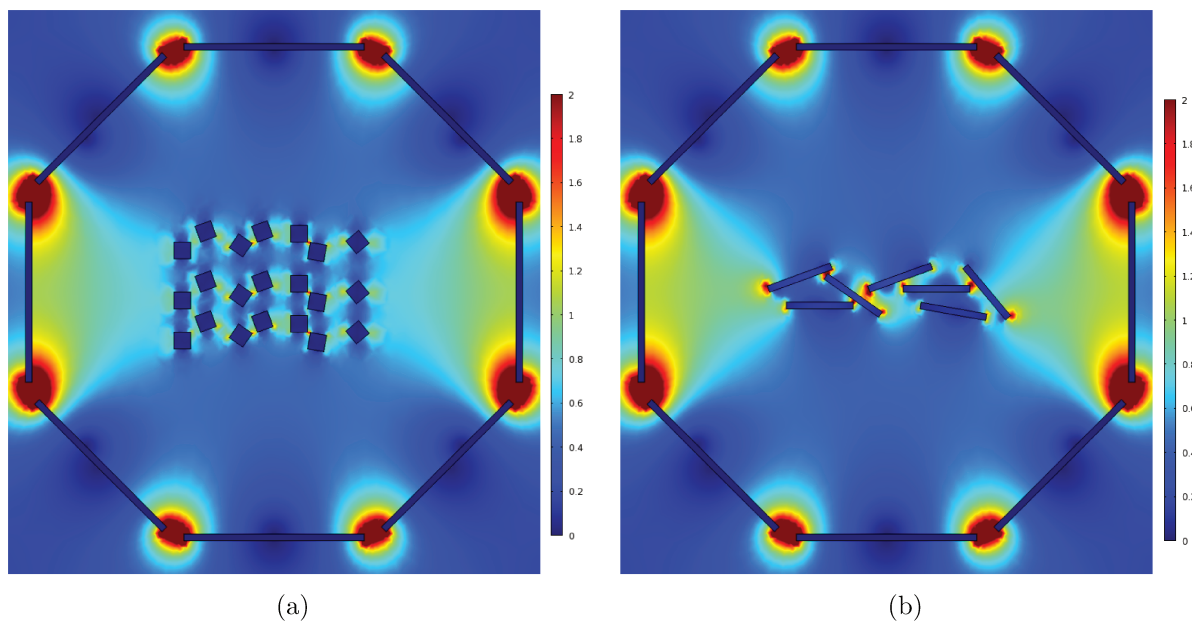


Figura 5.20: Campo elétrico em V/m com duas distribuições de material em 2D. a) pedaços de cana. b) palha

Uma vez que a permissividade elétrica tanto da cana quanto da palha é desconhecida, a constante dielétrica do material colocado no interior da estrutura em forma de octógono foi aumentada gradualmente. O intuito foi de determinar um ponto onde a influência da constante supera a da distribuição geométrica. No entanto, o que foi obtido foi o gráfico apresentado na Figura 5.21.

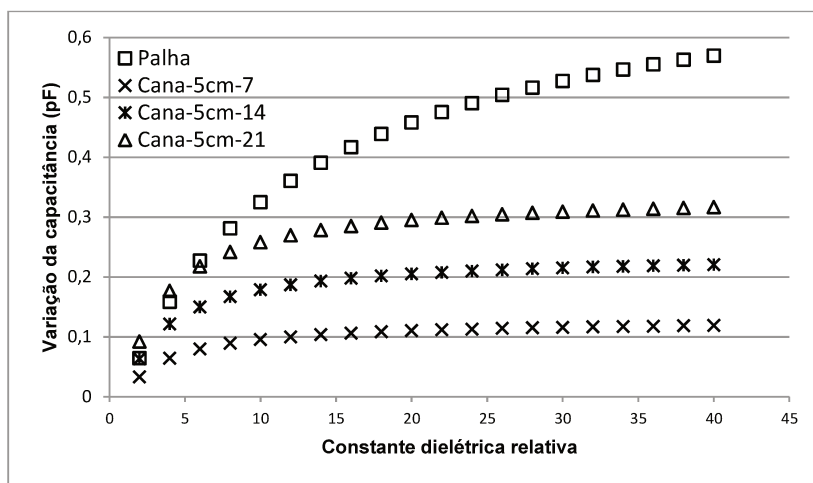


Figura 5.21: Gráfico da variação de capacitância com o aumento da constante dielétrica relativa do meio para diferentes situações.

Ele revela que para qualquer valor simulado da constante dielétrica da cana, a capacitância com palha é maior. Esse resultado mostra que a forma do material e sua distribuição no espaço

entre as placas tem influência maior que a própria constante dielétrica. E essa diferença tende a crescer quando o valor simulado da constante dielétrica da palha aumenta.

De fato, é notável que as equações conhecidas da capacitância sempre mostram relações diretamente proporcionais a permissividade da matéria. Por outro lado, as grandezas geométricas aparecem tanto no numerador quanto no denominador dessas equações. Em casos de proporcionalidade inversa, a relação pode acabar tornando-se hiperbólica, o que altera a sensibilidade da capacitância a variações geométricas no eixo entre os eletrodos do capacitor mais significantes.



## Conclusões e Perspectivas

A proposta dessa dissertação foi avaliar uma solução para redução das perdas durante a colheita da cana-de-açúcar a partir do monitoramento do fluxo da mistura de cana e palha entre placas condutoras paralelas formando um sistema de sensores capacitivos.

A capacidade de armazenamento de energia elétrica em um meio não-condutor tem sido explorada ao longo dos anos em várias aplicações que utilizam sensores capacitivos, o que resultou em diferentes tipos de circuito para estimativa do seu valor. Mesmo assim, sistemas com as dimensões usadas nesse projeto foram pouco estudados, exigindo um cuidado adicional no que diz respeito a influência do ambiente. Capacitores reais estão sujeitos a não-idealidades de difícil medição e previsão, como o efeito de borda e o acoplamento com outros campos, fenômenos que precisaram ser levados em consideração no projeto do sistema. Uma série de capacitâncias parasitas são geradas devidas à proximidade de outros materiais condutores, não-idealidade de cabos e componentes, diminuindo as cargas que efetivamente são coletadas nos circuitos de aquisição.

O sistema de medição projetado englobou circuitos de excitação e de aquisição de fácil implementação em uma plataforma a ser embarcada nas colhedoras de cana. Vários conjuntos de chave foram montados para permitir uma medida do momento da passagem de material sob diferentes ângulos a partir de um circuito de transferência de carga com alta imunidade a capacitâncias parasitas. No entanto, a frequência de chaveamento foi limitada pela resposta do conversor AD disponível no microcontrolador, resultando em um período total de varredura de  $12,8ms$ , suficiente para realizar as quatro medidas de capacitância numa rotação completa do sistema para materiais com fluxo a uma velocidade máxima de  $23,4m/s$ . A sensibilidade encontrada do circuito foi de  $3mV/fF$ , considerando o capacitor de referência e o ganho do amplificador de instrumentação, que permitiram uma maior resolução final.

Os resultados das simulações realizadas no *software* COMSOL mostraram a grande depen-

dência entre a orientação dos toletes de cana e a variação da capacitância entre o par de placas paralelas. Quando os toletes estão em uma orientação longitudinal ao campo elétrico, o valor da variação de capacitância simulado foi até seis vezes maior do que aquela obtida para a orientação transversal. Além disso, a proximidade entre os elementos modelados para simular a cana alterou a distribuição do campo de forma a promover um virtual aumento do volume ocupado pelo material. O efeito desse comportamento foi um aumento gradativo da capacitância resultante até atingir o pico a uma distância de separação equivalente a 30% da largura das placas. Acima dessa distância houve uma diminuição do valor com o afastamento dos elementos, evidenciando que não é possível determinar de maneira assertiva se a influência da inter-capacitância incrementa ou diminui a capacitância final.

As medidas realizadas no protótipo construído no tamanho real do extrator da colhedora de cana confirmaram a relação entre a orientação dos toletes de cana e a variação da capacitância. As duas técnicas de medida com excitação DC e AC testadas obtiveram resultado final semelhante, respeitadas as diferenças de função de transferência, corroborando para a idéia de que é a própria estrutura do capacitor a responsável pela baixa relação sinal-ruído.

Para o caso de excitação DC, o sensor mostrou-se seletivo aos toletes de cana, especialmente quando dispostos em uma direção longitudinal ao campo elétrico, apresentando picos de  $262mV$  correspondentes a uma variação de  $87fF$ . Em relação a palha, o material seco confundiu-se com o nível de ruído de fundo contribuindo de maneira pouco significativa para a capacitância total da estrutura. A variação provocada pela sua presença, mesmo que em um volume superior ao da cana, ficou abaixo de  $10mV$ . Por outro lado, a presença de palha ainda verde alterou a resposta de maneira semelhante à dos toletes de cana. Além disso, a distribuição aleatória de uma menor massa em um volume grande, como no revolvedor foi capaz de gerar picos consideráveis de capacitância da ordem de  $100mV$ , o que representa uma capacitância de  $33fF$ . Para o caso de excitação AC, os valores de tensão foram menores, pois as características do equipamento usado para a detecção síncrona do sinal limitou a faixa de resposta. No entanto, o comportamento dos diferentes materiais (cana, palha verde e palha seca) no sistema de placas foi semelhante ao caso com excitação DC.

Uma importante conclusão após os testes realizados com palha associados ao resultado de simulações com material disperso foi que o impacto da adição de um material diferente do meio entre dois condutores depende essencialmente de dois fatores: da distribuição volumétrica e do teor de umidade do material sob teste. A forma dispersa ou concentrada do material influencia de forma mais importante do que a sua permissividade, desde que essa seja maior que a do meio

---

preponderante entre os eletrodos do capacitor. Por isso, toletes de cana e maços de palha verde, possuindo um volume semelhante, mas potencialmente com diferentes constantes dielétricas foram capazes de alterar a medida de capacitância com a mesma intensidade.

Por fim, o estudo do sistema proposto com capacitores de grandes dimensões mostrou que é possível a detecção de materiais estranhos no meio predominantemente composto por ar desde que sob certas circunstâncias associadas a distribuição, orientação de material e eliminação de interferências externas causadoras de erros associados a cargas indesejadas induzidas nos eletrodos. A detecção de cana-de-açúcar em um ambiente formado majoritariamente por ar é possível, principalmente se o material estiver concentrado ao longo do eixo que liga os eletrodos do capacitor. Além disso, é importante uma blindagem mais eficiente para diminuir a influência do acoplamento de outras estruturas na medida ou uma diminuição do tamanho do sensor, o que aumentaria as capacitâncias associadas ao meio entre as placas, melhorando a relação sinal-ruído.

## Trabalhos Futuros

O sistema avaliado pode ser melhorado a partir de maiores estudos relativamente a alternativas de blindagem, de circuitos de medição e análise dinâmica dos sinais. A exploração de técnicas de proteção a interferências externas mais robustas como anéis de guarda na estrutura completa é um ponto bastante importante na busca por um sinal com melhor relação sinal-ruído. Circuitos eletrônicos com maior tensão de excitação ou com fonte alternada poderão aumentar a resolução e o valor mínimo detectável pelo sensor. Tais soluções envolvem circuitos mais complexos, mas com um melhor discernimento das variações de capacitância produzidas.

Outro ponto que poderia ser melhor estudado é o processamento dos sinais adquiridos, pois a análise dinâmica do fluxo de cana e palha verde pode ser usada como mecanismo de identificação. Como a palha é um material leve e em grande quantidade no extrator, seu fluxo é mais intenso. Estatisticamente os dados de um conjunto de medições durante determinado período poderá permitir um mecanismo de diferenciação entre a cana e a palha verde.

Dessa forma, a utilização de estruturas capacitivas para medição de conteúdo mostrou ser uma boa solução para o caso de medidas não invasivas mesmo quando grandes dimensões estão envolvidas, constituindo-se num campo de estudos instigantes para novas tecnologias de detecção ou monitoramento do fluxo de materiais.





# Anexo A

## Esquemático

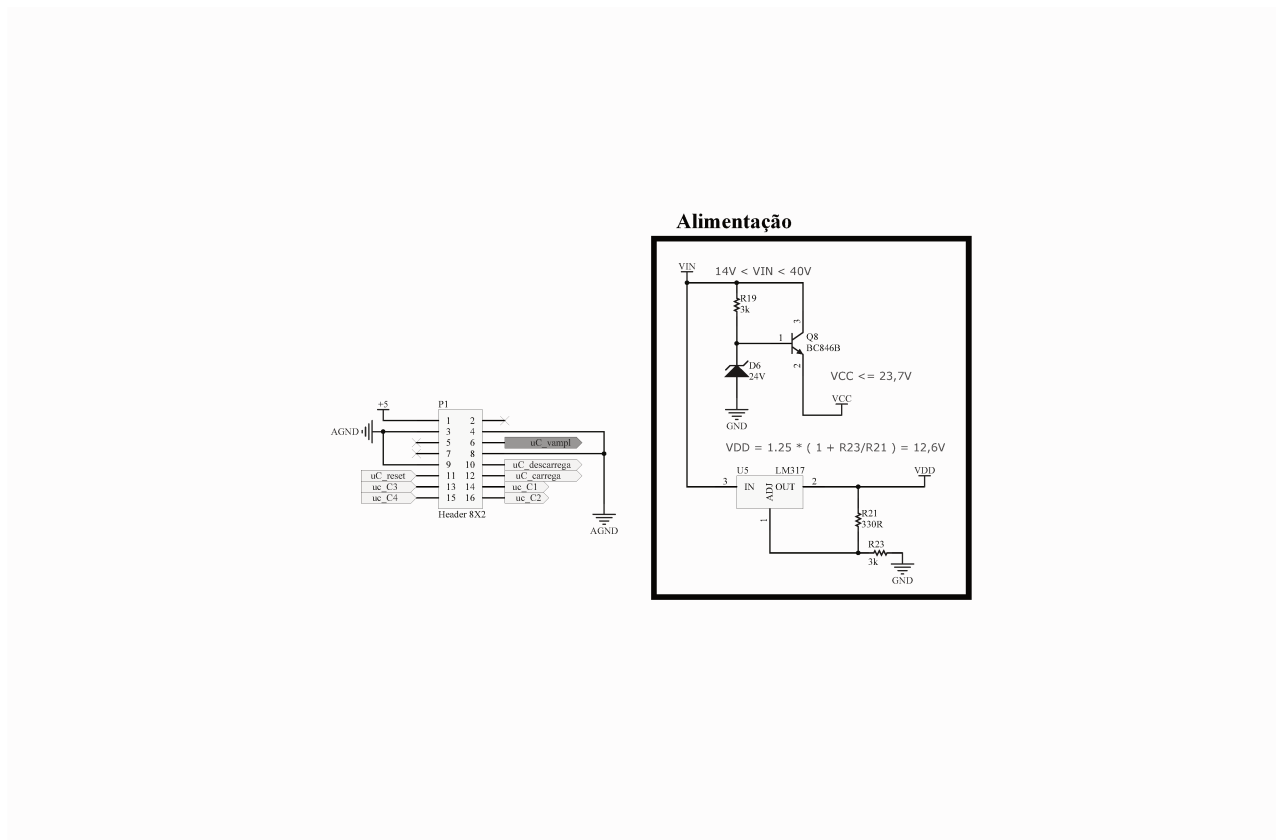


Figura A.1: Conector e Fonte de Alimentação.

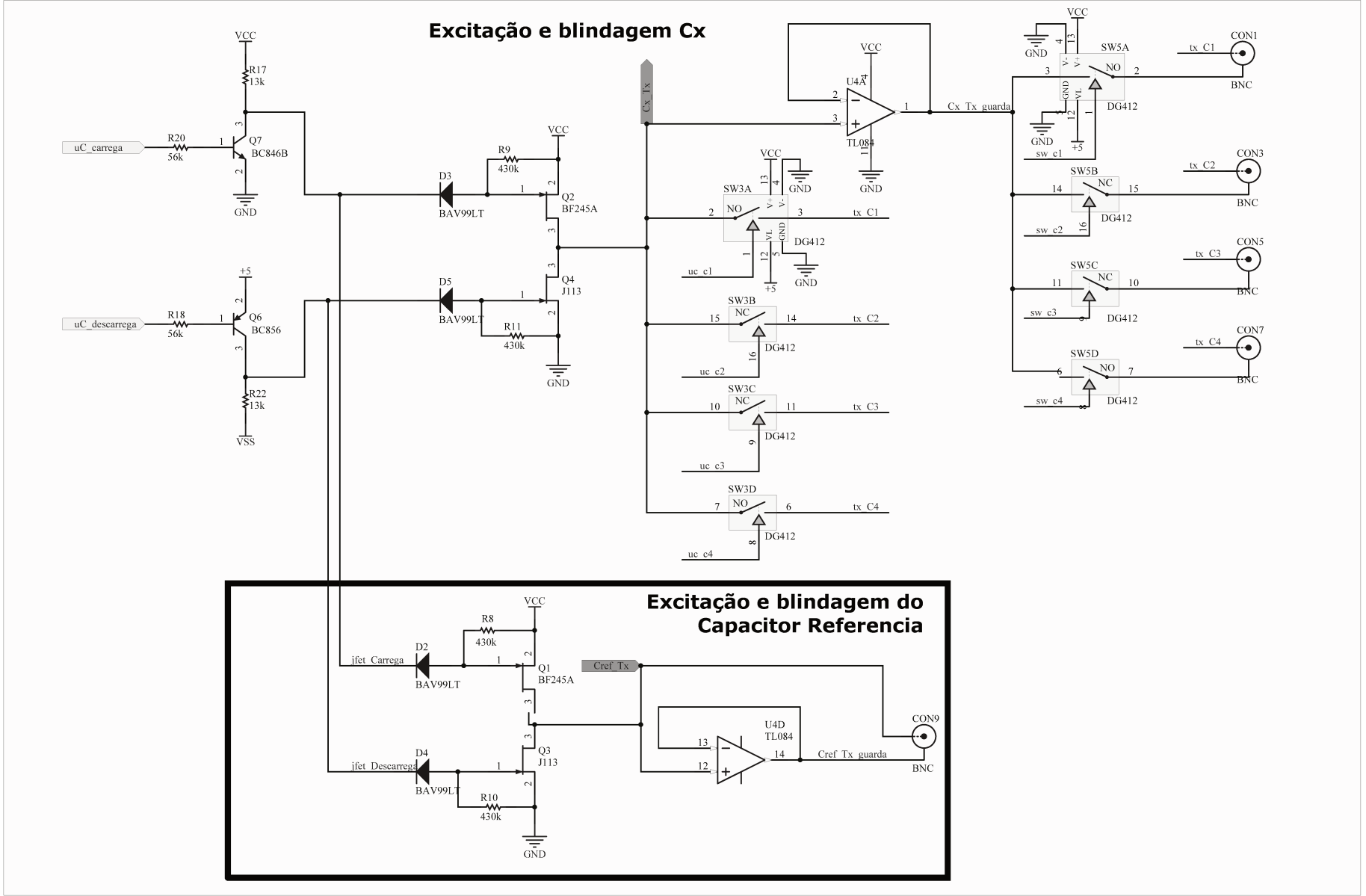


Figura A.2: Circuitos de Excitação.

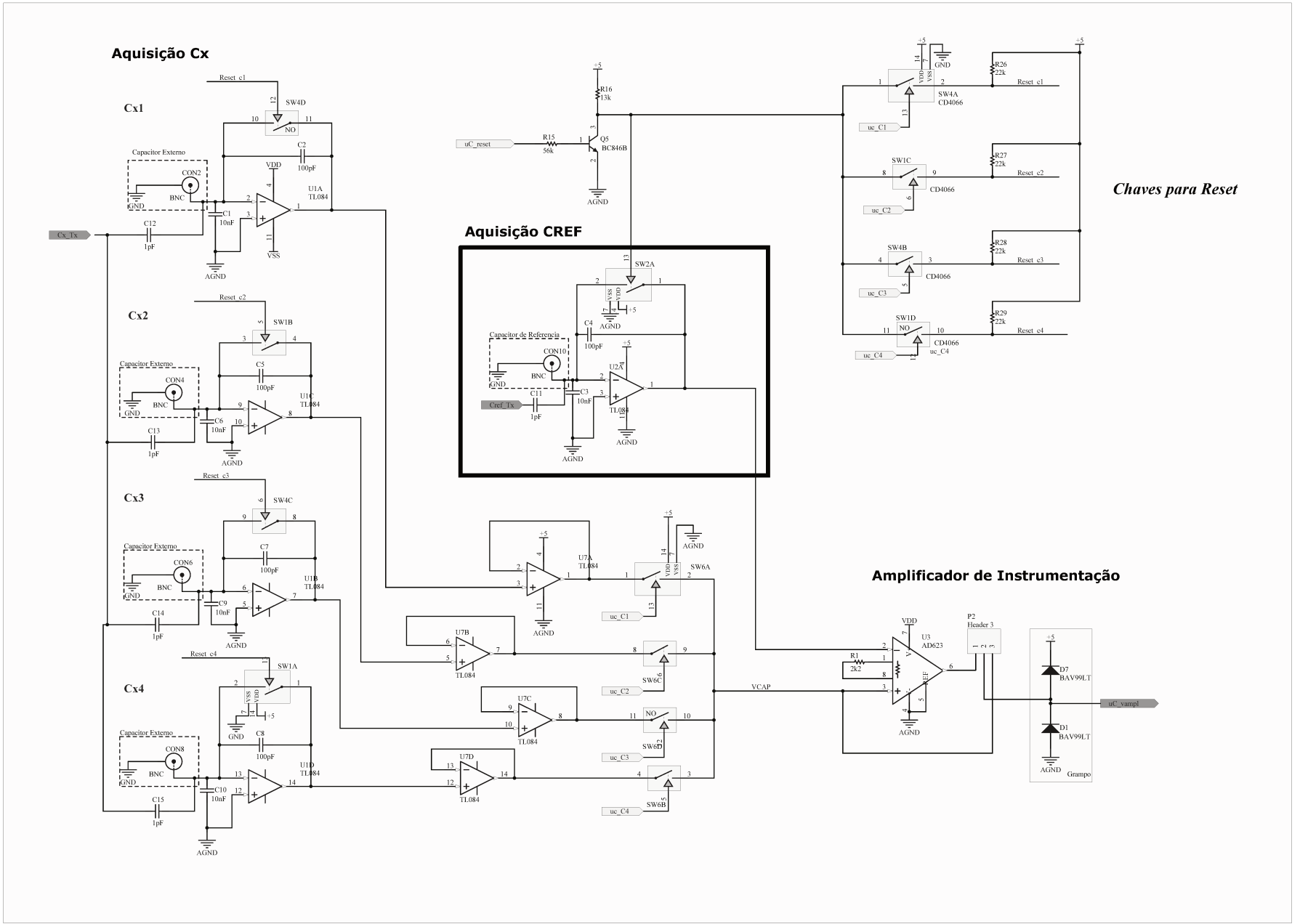


Figura A.3: Circuitos de Aquisição e Amplificação.



# Anexo B

## Lista de Materiais

Quantidade	Designação	Comentário	Fabricante
5	C1, C3, C6, C9, C10	10nF	Genérico
5	C2, C4, C5, C7, C8	100pF	Genérico
5	C11, C12, C13, C14, C15	1pF	Genérico
10	CON1, CON2, CON3, CON4, CON5, CON6, CON7, CON8, CON9, CON10	BNC	Genérico
6	D1, D2, D3, D4, D5, D7	BAV99LT	ONSEMI
1	D6	Zener 24V	Genérico
2	Q1, Q2	BF245A	FAIRCHILD
2	Q3, Q4	J113	FAIRCHILD
3	Q5, Q7, Q8	BC846B	NXP
1	Q6	BC856	NXP
1	R1	2k2	Genérico
4	R8, R9, R10, R11	430k	Genérico
3	R15, R18, R20	56k	Genérico
3	R16, R17, R22	13k	Genérico
2	R19, R23	3k	Genérico
1	R21	330R	Genérico
4	R26, R27, R28, R29	22k	Genérico
4	SW1, SW2, SW4, SW6	CD4066BM	TEXAS
2	SW3, SW5	DG412	INTERSIL
2	U1, U2	TL084CD	TEXAS
1	U3	INA217	TEXAS
2	U4, U7	TL084	TEXAS
1	U5	LM317	NATIONAL



# Anexo C

## Firmware

```
#define BAUDRATE 115200
// estados
#define ARM 0 // capacitor carrega, atualiza resultado
#define ACQ 1 // capacitor descarrega
#define SWC 2
#define CALC 3
#define ENV 4
//-----
#define out_carrega P3.1 // sinal de carga
#define out_descarrega P2.2 // sinal de descarga
#define out_reset P4.2
#define out_sw1 P2.3//P4.0
#define out_sw2 P13.0
#define out_sw3 P4.5
#define out_sw4 P12.3//P4.1
//-----
// Global variables
//-----
unsigned char par;
unsigned char status;
unsigned char conta_med;
unsigned short buffer[40];
unsigned char pos_wr;
unsigned char pos_rd;
unsigned int media;
unsigned char media10;
unsigned char media1;
unsigned char media01;
unsigned char media001;
//-----
```

```

// Function prototyps
//-----
void le_dados(void);
void reset_saidas(void);
void escolhe_par (unsigned char ent);
//-----
// Function: Initialization of CPU
//-----
void init_CPU (void)
{
    WDTM = 0x70;
    PCC = 0x00; // set CPU time to fx
    PPCC = 0x00;
    LSRCM = 0x01; // low speed ring oscillator stops
    OSTS = 0x00; //shortest stabilisation time
    IF0 = 0x00;          // disable all interrupts
    IF1 = 0x00;
    MK0 = 0xFF;
    MK1 = 0xFF;
}
//-----
// Function: Initialization of IO ports
//-----
void init_ios (void)
{
    PMC2.3=0;          // set port mode control of P23 to port mode
    PM2.3=0;          // set port P23 to output mode -> LED1
    PM4.5=0;          // set port P45 to output mode -> LED3
    PM12.3=0;         // set port P123 to output mode -> LED4
    PM3.1=0;
    PM2.2=0;
    PM4.2=0;
    out_carrega = 1;
    out_descarrega = 0;
    out_reset = 0;
}
//-----
// Function: Initialization of AD converter
//-----
void init_ADC (void)
{
    PMC2.0=1;          //set alternate function mode
    PM2.0=1;          //set port to input mode
}

```



```
ADIF = 0;           //clear interrupt request flag
ADMK = 0;           //enable ADC interrupt
ADM = 0x00;
}
//-----
// Function: Initialization of UART6
//-----
void init_UART(void)
{
    PM4.4=1;        //input mode for RxD
    PM4.3=0;        //output mode for TxD
    P4.3=1;         //set TxD output to high level
    POWER6 = 1;     //enable internal clock operation
    ASIM6 |= 0xE5;
    CKSR6 = 0x00;
    BRGC6 = 35;
}
//-----
// Function: Initialization of Timer 16bits
//-----
void init_TM000(void)
{
    TMC00 = 0x00;   // Timer stopped
    CRC00 = 0x00;   //compare operation mode CR000 and CR010
    CR000 = 19;    // compare, tempo (19+1)/2M = 50us
    PRM00 = 0x01;  // 01 prescaler (2MHz)
    TMC00 = 0x0C;  // Clear and start when compare
    TMIF000 = 0;   // clear interrupt request flag
    TMMK000 = 0;   // enable timer interrupt
}
//-----
// Module: start_TM000 and stop_TM000
// Function: Start and stop of Timer000
//-----
void start_TM000(void)
{
    TMC00 = 0x0C;
}
void stop_TM000(void)
{
    TMC00 = 0;
}
//-----
```

```

// Function: Initialization of TimerH1
//-----
void init_TOH1(void)
{
    P4.2 = 0;
    PM4.2 = 0; // output mode pin
    TMHMD1 = 0x30; //011 prescaler (125kHz)
    CMP11 = 0; //compare, Periodo 2*(11+1)/125k = 192us
    CMP01 = 19;
    TMIFH1 = 0; // clear interrupt request flag
    TMMKH1 = 0; // enable timerH1 interrupt
}
//-----
// Module: start_TOH1 and stop_TOH1
// Function: Start and stop of TimerH1
//-----
void start_TOH1(void)
{
    TMHE1 = 1;
}
void stop_TOH1(void)
{
    TMHE1 = 0;
}
//-----
// Function: Send char via UART6
//-----
void UART_SendChar (unsigned char ucData)
{
    TXB6 = ucData; // load UART transmit buffer
    while(!STIF6); // wait for transmission finished
    STIF6=0;
}
//-----
// Function: Get char from UART6
//-----
unsigned char UART_GetChar(void)
{
    unsigned char receive_byte;
    while(!SRIF6); // wait for uart receive byte
    receive_byte = RXB6; // load UART receive buffer
    SRIF6=0;
    return (receive_byte);
}

```

```

}
//-----
// Function: Send string via UART6
//-----
void UART_SendString (char *ucpStr)
{
    unsigned char ucData;
    while (1)
    {
        ucData = (unsigned char)(*ucpStr++);
        if(ucData) UART_SendChar (ucData);
        else break;
    }
}
//-----
// Function: Send measured result via UART6
//-----
void UART_SendResult(void)
{
    if (status != ENV)
    {
        UART_SendChar(media10+0x30);
        UART_SendChar(media1+0x30);
        UART_SendChar(media01+0x30);
        UART_SendChar(media001+0x30);
        UART_SendChar(',')');
        pos_wr = 0;
        media = 0;
    }
}
//-----
// Function: main program
//-----
void main(void)
{
    DI(); // global interrupt disable
    init_CPU(); // cpu initialization
    init_ios(); // led port initialization
    init_UART(); // uart60 initialization
    UART_SendString("*****\n\r");
    UART_SendString(" * \n\r");
    UART_SendString(" *      K_Line    78KOS/KA1+    * \n\r");
    UART_SendString(" * \n\r");
}

```

```

UART_SendString("*          Capacitor measuring          *\n\r");
UART_SendString("*                               *\n\r");
UART_SendString("*****\n\n\r");
UART_SendString("Press a key to start voltage measuring!\n\n\r");
UART_GetChar();          // wait for uart receive byte
UART_SendString("*****\n\n\r");
init_ADC(); // adc initialization
init_TOH1();
init_TM000();
EI(); // global interrupt enable
pos_wr = 0;
media = 0;
par = 1;
out_sw1 = 0;
start_TOH1();
while(1)
{
  if (status == ENV)
  {
    le_dados();
    UART_SendResult();
  }
  else if (status == SWC)
  {
    par++;
    if (par > 4)
    {
      par = 1;
      UART_SendString("\n\r");
    }
    escolhe_par(par);
    status = ARM;
    start_TOH1();
  }
  if (conta_med > 7)
  {
    status = ENV;
    stop_TOH1();
    conta_med = 0;
    pos_rd = 0;
    reset_saidas();
  }
}
}

```

```
}
void escolhe_par(unsigned char ent)
{
    out_sw1 = 0;
    out_sw2 = 0;
    out_sw3 = 0;
    out_sw4 = 0;
    if (ent == 1) out_sw1 = 1;
    if (ent == 2) out_sw2 = 1;
    if (ent == 3) out_sw3 = 1;
    if (ent == 4) out_sw4 = 1;
}
//-----
// Function: Interrupt service routine of ASD converter
//-----
__interrupt void isr_INTADC(void)
{
    buffer[pos_wr] = ADCR;           //load AD conversion result
    ADCS = 0;                       //stop AD converter
    ADCE = 0;                       //disable voltage generator
    ADMK = 1;                       //disable ADC interrupt
    conta_med++;
    pos_wr++;
}
//-----
// Function: Interrupt service routine of Timer H1
//-----
__interrupt void isr_INTTMH1(void)
{
    if (status == ACQ)
    {
        out_carrega = 1; // descarregando
        out_reset = 1;
        out_descarrega = 0;
        status = ARM;
        start_TM000();
    }else if (status == ARM)
    {
        out_descarrega = 1; // carregando
        out_reset = 0;
        status = ACQ;
        out_carrega = 0;
    }
}
```

```
}
//-----
// Function: Interrupt service routine of Timer 16 bits 000
//-----
__interrupt void isr_INTTM000(void)
{
stop_TM000();
    ADMK = 0;                //enable ADC interrupt
    ADCE = 1;                //enable voltage generator
    ADS  = 0x00;            //AD channel select
    ADCS = 1;                //start conversion
}
//-----
// Function: le buffer de medidas
//-----
void le_dados(void)
{
    unsigned short result;
    unsigned short temp;
    unsigned char temp2;

    result = buffer[pos_rd];
    media = media + result;
    pos_rd++;

    if (pos_rd >= pos_wr)
    {
        status = SWC;
        media = media >> 3;
        media10 = media/1000;    //
        temp = media%1000;      //
        media1  = temp/100;      //
        temp2 = temp % 100;
        media01 = temp2/10;     //
        media001 = temp2 % 10;
    }
}

void reset_saidas(void)
{
    out_carrega = 1;
    out_descarrega = 0;
    out_reset = 0;
}
```

# Bibliografia

- [1] Brasil. Ministério da agricultura e abastecimento. [www.agricultura.gov.br/vegetal/culturas/cana-de-acucar](http://www.agricultura.gov.br/vegetal/culturas/cana-de-acucar), janeiro 2012.
- [2] CTC. Centro de tecnologia canavieira. [www.ctcanavieira.com.br](http://www.ctcanavieira.com.br), janeiro 2012.
- [3] Unica. União da indústria de cana-de-açúcar. [www.unica.com.br](http://www.unica.com.br), janeiro 2012.
- [4] J.L.M. Neves, P.S.G. Magalhães, and W.M. Ota. Sistema de monitoramento de perdas visíveis de cana-de-açúcar em colhedora de cana picada. *Engenharia Agrícola*, 24(3):764–770, 2004.
- [5] J.L.M. Neves, P.S.G. Magalhães, E.E. Moraes, and F. Araujo. Avaliação de perdas invisíveis de cana-de-açúcar nos sistemas da colhedora de cana picada. *Engenharia Agrícola*, 23(3), 2003.
- [6] S.O. Nelson. Agricultural applications of dielectric measurements. *Dielectrics and Electrical Insulation, IEEE Transactions on*, 13(4):688–702, aug. 2006.
- [7] G.C. Zoerb, G.A. Moore, and R.P. Burrow. Continuous measurement of grain moisture content during harvest. *Transactions of the ASAE*, 36, 1993.
- [8] H. Martel and P. Savoie. Sensors to measure mass-flow-rate through a forage harvester. *Canadian Agricultural Engineering*, 42(3):123–130, 2000.
- [9] Z. Kvíz, F. Kumhála, and V. Prošek. Capacitance sensor for forage mass determination. In *Proceedings of the International Conference on Crop Harvesting*, 2007.
- [10] F. Kumhála, Z. Kvíz, J. Kmoch, and V. Prošek. Dynamic laboratory measurement with dielectric sensor for forage mass flow determination. *Research in Agricultural Engineering*, 53(4):149–154, 2007.

- 
- [11] J.C. Eubanks. *Determining moisture content of hay and forages using multiple frequency parallel plate capacitors*. PhD thesis, Iowa State University, 2000.
- [12] R. Benning, S. Birrell, and D. Geiger. Development of a multi-frequency dielectric sensing system for real-time forage moisture measurement. Technical report, ASAE Paper, 2004.
- [13] G. Cox, H. Harris, and R. Pax. Development and testing of a prototype yield mapping system. In *Proceedings - Australian Society of Sugar Cane Technologists*, pages 38–43. Watson Ferguson and Company, 1997.
- [14] F.N. Toth, J.A. Zapico, and G.C.M. Meijer. A low-cost capacitive personnel detector with fuzzy logic position estimation. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference. 'Quality Measurements: The Indispensable Bridge between Theory and Reality'*, volume 2, pages 1270–1274. IEEE, 1996.
- [15] M. N. Sadiku. *Elementos de Eletromagnetismo*. Bookman Companhia Ed, 2004.
- [16] H.A. Haus and J.R. Melcher. *Electromagnetic fields and energy*. Prentice Hall, 1989.
- [17] S.O. Nelson. Electrical properties of agricultural products - a critical review. *Transactions of the ASAE*, 16(2):384–400, 1973.
- [18] L. Baxter. *Capacitive Sensors: Design and Applications*. Wiley-IEEE Press, 1996.
- [19] G. Meijer. *Smart Sensor Systems*. Wiley, 2008.
- [20] F.M.L. vanderGoes, J. Mulder, and G.C.M. Meijer. A novel low-cost universal three-terminal universal sensor interface. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference. 'Integrating Intelligent Instrumentation and Control'*, IEEE, page 335. IEEE, 1995.
- [21] R. B. McIntosh and M. E. Casada. Fringing field capacitance sensor for measuring the moisture content of agricultural commodities. *Sensors Journal, IEEE*, 8(3):240–247, March 2008.
- [22] G. Brasseur. Design rules for robust capacitive sensors. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 52(4):1261–1265, 2003.
- [23] F.N. Toth, G.C.M. Meijer, and H.M.M. Kerkvliet. A very accurate measurement system for multielectrode capacitive sensors. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 45(2):531–535, 1996.



- 
- [24] Ferran Reverter, Xiujun Li, and Gerard C. M. Meijer. A novel interface circuit for grounded capacitive sensors with feed-forward-based active shielding. *Measurement Science and Technology*, 19:025202, 2008.
- [25] E.W. Golding and F. C. Widdis. *Electrical Measurements and Measuring Instruments*. Pitman Paperbacks, 1963.
- [26] W.C. Heerens. Application of capacitance techniques in sensor design. *Journal of physics E: Scientific instruments*, 19:897, 1986.
- [27] M. Gasulla, X. Li, G.C.M. Meijer, L. van der Ham, and J.W. Spronck. A contactless capacitive angular-position sensor. *Sensors Journal, IEEE*, 3(5):607–614, 2003.
- [28] R.N.A. Cardenas, H.M.M. Kerkvliet, and G.C.M. Meijer. Design and empirical investigation of capacitive human detectors with opened electrodes. *Measurement Science and Technology*, 21:015802, 2010.
- [29] W.Q. Yang. Hardware design of electrical capacitance tomography systems. *Measurement Science and Technology*, 7:225, 1996.
- [30] L. Hartshorn. A method of measuring very small capacities. *Proceedings of the Physical Society of London*, 36(1):399, 1923.
- [31] J. T. Strydom, J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira. Capacitor measurements for power electronics applications. In *Industry Applications Conference. Thirty-Fourth IAS Annual Meeting.*, volume 4, pages 2435–2440. IEEE, 1999.
- [32] S. Baglio, S. Castorina, G. Ganci, and N. Savalli. A high sensitivity conditioning circuit for capacitive sensors including stray effects compensation and dummy sensors approach. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference.*, volume 2, pages 1542–1545. IEEE, 2004.
- [33] G. Meijer, J. van Drecht, P.C. de Jong, and H. Neuteboom. New concepts for smart signal processors and their application to psd displacement transducers. *Sensors and Actuators A: Physical*, 35(1):23–30, 1992.
- [34] Georg Brasseur. Modeling of the front end of a new capacitive finger-type angular-position sensor. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 50(1), February 2001.
- [35] D.M.G. Preethichandra and K. Shida. A simple interface circuit to measure very small capacitance changes in capacitive sensors. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 50(6):1583–1586, 2001.

- [36] W.Q. Yang. Charge injection compensation for charge/discharge capacitance measuring circuits used in tomography systems. *Measurement Science and Technology*, 7:1073, 1996.
- [37] K. Martin. A voltage-controlled switched-capacitor relaxation oscillator. *Solid-State Circuits, IEEE Journal of*, 16(4):412–414, 1981.
- [38] S. Huang, R.G. Green, A. Plaskowski, and M.S. Beck. A high frequency stray-immune capacitance transducer based on the charge transfer principle. *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, 37(3):368–373, sep 1988.
- [39] D.Y. Lin, J.D. Wu, Y.J. Chang, and J.S. Wu. Practical and simple circuitry for the measurement of small capacitance. *Review of scientific instruments*, 78:014703, 2007.
- [40] F. Kumhála, V. Prosek, and J. Blahovec. Capacitive throughput sensor for sugar beets and potatoes. *Biosystems Engineering*, 102(1):36–43, 2009.
- [41] X. Guo and S.N. Nihtianov. A capacitive sensing technique for measuring displacement with one floating target electrode. In *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1565–1570. IEEE, 2010.
- [42] Fairchild Semiconductor. *BF245A. N-Channel Amplifiers*, 2003. Datasheet.
- [43] Fairchild Semiconductor. *J113. N-Channel Switch*, 2001. Datasheet.
- [44] Intersil. *DG412. Monolithic Quad SPST, CMOS Analog Switches*, June 2007. Datasheet.
- [45] National Semiconductor. *CD4066BM/CD4066BC Quad Bilateral Switch*, June 1992. Datasheet.
- [46] Texas Instruments. *TL084. JFET-Input Operational Amplifiers*, September 2004.
- [47] Texas Instruments. *INA217. Low-Noise, Low Distortion Instrumentation Amplifier*, June 2002. Datasheet.
- [48] National Semiconductor. *LM317. 3-Terminal Adjustable Regulator*, February 2011. Datasheet.
- [49] F. Kumhala, V. Prosek, and M. Kroulik. Capacitive sensor for chopped maize throughput measurement. *Computers and Electronics in Agriculture*, 70(1):234–238, 2010.
- [50] Agilent Technologies. *4284A Precision LCR Meter*.
- [51] SRS-Stanford Research Systems. *SR530 Lock-in Amplifier*.