

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA  
CATARINA – CAMPUS ITAJAÍ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA  
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ROGÉRIO LUIZ DA COSTA JUNIOR**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE MOLHAMENTO FOLIAR  
PARA PREVENÇÃO DE DOENÇAS NO MANEJO DE HORTALIÇAS**

**ITAJAÍ, 2021.**

**INSTITUTO FEDERAL DE EDUCAÇÃO, CIÊNCIA E TECNOLOGIA DE SANTA  
CATARINA – CAMPUS ITAJAÍ  
DEPARTAMENTO ACADÊMICO DE ELETRÔNICA  
CURSO SUPERIOR DE ENGENHARIA ELÉTRICA**

**ROGÉRIO LUIZ DA COSTA JUNIOR**

**DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE MOLHAMENTO FOLIAR  
PARA PREVENÇÃO DE DOENÇAS NO MANEJO DE HORTALIÇAS**

Trabalho de Conclusão de Curso submetido ao Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina como parte dos requisitos para obtenção do título de engenheiro Eletricista.

Orientador:  
Prof. Dr. Roddy Alexander Romero Antayhua

**ITAJAÍ, 2021.**

Costa, Rogério Luiz da Costa Junior  
DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE MOLHAMENTO FOLIAR  
PARA PREVENÇÃO DE DOENÇAS NO MANEJO DE HORTALIÇAS / Rogério  
Luiz da Costa Junior Costa ; orientação de Roddy Alexander  
Romero Antayhua Antayhua. - Florianópolis,  
SC, 2021.

107 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (TCC) - Instituto Federal  
de Santa Catarina, Câmpus Florianópolis. Bacharelado  
em Engenharia Elétrica. Departamento Acadêmico  
de Eletrônica.

Inclui Referências.

1. Molhamento foliar. 2. Sensor capacitivo. 3. Manejo  
de hortaliças. 4. Método capacitivo. I. Antayhua,  
Roddy Alexander Romero Antayhua. II. Instituto Federal  
de Santa Catarina. Departamento Acadêmico de Eletrônica.  
III. Título.

# DESENVOLVIMENTO DE UM SENSOR DE MOLHAMENTO FOLIAR PARA PREVENÇÃO DE DOENÇAS NO MANEJO DE HORTALIÇAS

ROGÉRIO LUIZ DA COSTA JUNIOR

Este trabalho foi julgado adequado para obtenção do Título de Engenheiro Eletricista e aprovado na sua forma final pela banca examinadora do Curso de Engenharia Elétrica do Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia de Santa Catarina.

Itajaí, 04 de abril, 2021.

Banca Examinadora:



---

Roddy Alexander Romero Antayhua, Dr



---

João Paulo Camelo Cunha, MSc



---

Wilson Valente Junior, Dr

*“Que vossos esforços desafiem as impossibilidades, lembrai-vos de que as grandes coisas do homem foram conquistadas do que parecia impossível.”*

*(Charles Chaplin)*

## RESUMO

O molhamento foliar é uma variável climática agrícola importante na prevenção de patologias em hortaliças, que influencia também no crescimento das folhas, fotossíntese, polinização e finalmente o rendimento econômico do seu cultivo. Devido às consequências advindas dos índices não favoráveis da duração desta, é de suma relevância a implementação de dispositivos que possam mitigar este problema, evitando infortúnios indesejados no decorrer dos processos de desenvolvimento das hortaliças. Tendo isto em vista, desenvolveu-se um sensor com baixo custo de fabricação, capaz de detectar este fenômeno de forma confiável, e que, por meio deste, seja possível também, verificar a duração do molhamento nas aplicações de manejo de hortaliças. De modo a verificar a adequação da estrutura sensorial do dispositivo, usou-se de um *software* de simulações eletromagnéticas para obtenção prévia dos parâmetros de comportamento do sensor na presença de gotículas de água em sua superfície, de modo a evitar o desenvolvimento de protótipos dispendiosos. Quanto a composição do modelo, esse é formado pela integração de um sensor capacitivo e um circuito oscilador, cuja presença de umidade na superfície sensorial deste acarreta em uma variação da resposta do circuito, que é dada em frequência. Por fim, para verificar sua eficiência, utilizou-se como método de referência na comparação dos dados, um sensor comercial de alta precisão, com o qual se pode verificar, através de experimentos práticos de monitoramento, a efetividade do comportamento em relação a ocorrência e duração do molhamento em ambos os dispositivos, para conferir se a atuação do proposto é adequada.

**Palavras-chave:** Molhamento foliar; Sensor capacitivo; Manejo de hortaliças; Método capacitivo.

## ABSTRACT

Leaf moisture is an important agricultural climatic variable in the prevention of pathologies in vegetables. It influences leaf growth, photosynthesis, pollination and, therefore, the harvest economic yield. Due to unfavorable indices of leaf moisture, it is extremely important to implement devices that can mitigate this problem, avoiding unwanted misfortunes during the development processes of vegetables. In this work, a low-cost sensor has been developed to estimate leaf moisture in order to control the wetting in vegetable management applications. Additionally, an electromagnetic simulation software was used to assesses the sensor behavior in the designated applications, thus avoiding the development of expensive prototypes. The prototype consists of the integration of a capacitive sensor and an oscillating circuit, in which the presence of moisture on the sensory surface results in a frequency response variation. Finally, to check its efficiency, a high-precision commercial sensor was used as a reference method in the data comparison. With this, it is possible to carry out tests to evaluate the effectiveness of the sensor in relation to the occurrence and duration of wetting, to infer the suitability of the proposed device.

**Key-words:** Leaf wetness; Capacitive sensor; Vegetable management; Capacitive method.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Exemplificação do gráfico rotativo gerado a partir da expansão e contração de uma corda .....	21
Figura 2 – Sensores eletrônicos comerciais para medição da DMF, dos fabricantes: 1. Meter Environment, 2. Enirondata, 3. Spectrum Technologies, 4. Netsens, 5. Onset, 6. Campbell Scientific, 7. Rain Wise e 8. Global Water .....	22
Figura 3 – Medidor de Duvdevani .....	23
Figura 4 – Capacitor de placas paralelas com tensão aplicada $v$ .....	25
Figura 5 – Representação de um circuito RC com uma chave CH: (a) Aberta; (b) Fechada .....	26
Figura 6 – Comportamento capacitivo de carga e descarga em função da constante de tempo .....	28
Figura 7 – Circuito equivalente para um capacitor não-ideal .....	31
Figura 8 – Impedância característica do capacitor versus valor da frequência .....	32
Figura 9 – Esquemático de um sensor formado por três transdutores.....	33
Figura 10 – Um par de eletrodos dispostos paralelamente numa mesma superfície	37
Figura 11 – Sensor comercial PHYTOS 31 .....	38
Figura 12 – Placa retangular de FR4, com dimensões de 112x58x2 mm .....	40
Figura 13 – Placa de FR4 elíptica 112x 8mm com base retangular de 3x0,5 mm.....	40
Figura 14 – Processo de inserção de eletrodos na estrutura elíptica.....	41
Figura 15 – Término da modelagem da estrutura de atuação do sensor .....	42
Figura 16 – Cilindros dispostos na superfície do sensor, simulando gotas d'água ...	43
Figura 17 – Caixa de ar involucra ao sensor.....	43
Figura 18 – Aplicação do processo automático de refinamento de baixa resolução na estrutura do sensor .....	45
Figura 19 – Aplicação do processo automático de refinamento de alta resolução na estrutura do sensor .....	45
Figura 20 – Comportamento do campo elétrico gerado pela estrutura com refinamento em baixa resolução .....	46
Figura 21 – Comportamento do campo elétrico gerado pela estrutura com refinamento em alta resolução .....	47
Figura 22 – Visualização do plano YZ para inserção da excitação .....	48

Figura 23 – Aplicação das condições de contorno sobre a caixa involucra ao sensor .....	49
Figura 24 – Reatância sobre o efeito da SRF .....	50
Figura 25 – Layout da estrutura do sensor proposto, com os parâmetros de dimensões .....	51
Figura 26 – Circuito temporizador em modo astável .....	53
Figura 27 – <i>Layout</i> do circuito eletrônico integrado com o sensor proposto .....	54
Figura 28 – Visualização frontal do sensor desenvolvido.....	55
Figura 29 – Visualização posterior do sensor desenvolvido.....	56
Figura 30 – Visualização aproximada nos eletrodos do sensor desenvolvido .....	56
Figura 31 – Comparação física entre o sensor proposto e o PHYTOS 31 .....	58
Figura 32 – Quantidade de água na superfície do PHYTOS 31 para 25, 75 e 125 borrifadas .....	59
Figura 33 – Sistema de aquisição de dados desenvolvido.....	61
Figura 34 – Sensor de temperatura DS18B20 .....	62
Figura 35 – Esquemático de ligação entre os capacitores e os pinos do microcontrolador.....	63
Figura 36 – Osciloscópio DSO138 Mini.....	65
Figura 37 – Superfície do sensor desenvolvido molhada e seca, respectivamente ..	66
Figura 38 – Comparação entre as dimensões do sensor desenvolvido e do PHYTOS 31 com a folhagem da couve de folhas.....	67
Figura 39 – Realização das aplicações de monitoramento nos dispositivos .....	68
Figura 40 – Inserção de 10, 30 e 50 gotas na superfície do sensor proposto .....	72
Figura 41 – Inserção de 183 gotas sobre a superfície do sensor.....	73
Figura 42 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas .....	74
Figura 43 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento .....	75
Figura 44 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva XZ .....	75
Figura 45 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva XZ .....	76
Figura 46 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva YZ .....	76
Figura 47 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva YZ .....	77

Figura 48 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva XY .....	78
Figura 49 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva XY .....	78
Figura 50 – Circuito oscilante RC desenvolvido por Tomasz (2012).....	80
Figura 51 – Forma de onda na saída do sensor com superfície seca.....	81
Figura 52 – Forma de onda na saída do sensor com gotejamento no sensor .....	82
Gráfico 1 – Relação entre a capacitância gerada pela quantidade de gotas sobre a superfície do sensor .....	72
Gráfico 2 – Relação teórica deduzida a partir da equação (7) entre a capacitância variável e a frequência na saída do temporizador.....	81
Gráfico 3 – Frequência de saída dos sensores de acordo com o número de gotas na superfície.....	83
Gráfico 4 – Variação da frequência pelo volume de água contido por milímetro quadrado .....	85
Gráfico 5 – Capacitância real e simulada gerado pelo sensor em relação ao número de gotas .....	85
Gráfico 6 – Resposta do PHYTOS 31 em função do número de borrifadas .....	87
Gráfico 7 – Dados de leitura, durante o monitoramento, dos sensores 1,2 e 3 e DS18B20.....	88
Gráfico 8 – Amostra da resposta dos sensores durante o monitoramento.....	88
Gráfico 9 – Detecção de eventos de molhamento durante o monitoramento do sensor desenvolvido .....	89
Gráfico 10 – Taxa de variação de frequência durante o tempo de secagem de molhamento.....	91
Gráfico 11 – Detecção de eventos de molhamento do sensor PHYTOS 31 durante o monitoramento .....	92
Gráfico 12 – Taxa de variação de contagens de saída durante o tempo de secagem do molhamento.....	93
Gráfico 13 – Comparação da saída dos sensores 1,2 e 3 em relação ao PHYTOS 31 .....	94
Gráfico 14 – Efeito da temperatura na resposta do sensor proposto durante o monitoramento .....	95

Gráfico 15 – Comportamento dos sensores pela variação da temperatura .....	96
Gráfico 16 – Taxa de variação de saída do sensor pela temperatura .....	97

### **LISTA DE QUADROS**

Quadro 1 – Recursos computacionais utilizados nas simulações EMAG .....	45
---	----

### **LISTA DE TABELAS**

Tabela 1 – Constantes dielétricas de materiais empregados como dielétricos em capacitores .....	30
Tabela 2 – Limites de dimensões adotadas para os tetraedros .....	46
Tabela 3 - Comparação entre a capacitância real com a estimada pelo Arduino .....	64
Tabela 4 – Relação entre as frequências de saída do sensor, de acordo com o método empregado .....	83
Tabela 5 – Variação da frequência de saída dos sensores pelo número de gotas ...	84
Tabela 6 – Relação entre frequência média de molhamento pela quantidade de água de cada evento .....	90

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>15</b>
1.1	Justificativa .....	16
1.2	Definição do problema .....	16
1.3	Objetivo geral.....	17
1.4	Objetivos específicos .....	17
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA .....</b>	<b>19</b>
2.1	Efeitos do molhamento foliar no manejo de hortaliças .....	19
2.2	Tipos de sensores para determinação do molhamento foliar .....	20
2.2.1	Sensores mecânicos.....	20
2.2.2	Sensores eletrônicos .....	21
2.2.3	Sensores estáticos .....	22
2.3	Capacitância e capacitores.....	24
2.3.1	Comportamento de capacitores em corrente contínua (CC).....	26
2.3.2	A constante de tempo capacitiva .....	28
2.3.3	O efeito da permissividade na capacitância.....	29
2.3.4	Características não-ideais dos capacitores .....	31
2.4	Sensores.....	32
2.4.1	Classificação.....	34
2.4.2	Características.....	34
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>36</b>
3.1	O método capacitivo na detecção do molhamento foliar .....	36
3.2	Simulações eletromagnéticas do sensor .....	38
3.2.1	Objetivos das simulações eletromagnéticas .....	38
3.2.2	Modelagem da estrutura .....	39
3.2.3	Parâmetros de simulação .....	44
3.2.3.1	Malha computacional.....	44
3.2.3.2	Excitações e condições de contorno .....	47
3.2.3.3	Frequência de simulação.....	49
3.3	Desenvolvimento do sensor.....	50
3.4	Método de variação de frequência na determinação da DMF .....	51

3.4.1	O circuito eletrônico .....	52
3.4.2	Integração do circuito eletrônico ao sensor .....	54
3.5	Custo de produção .....	57
3.6	Método de referência para comparação dos resultados .....	57
3.7	O sistema de aquisição de dados .....	60
3.8	O sensor de temperatura DS18B20 .....	62
3.9	Capacímetro .....	63
3.10	Forma de onda na saída do sensor .....	65
3.11	Monitoramento dos dispositivos .....	66
<b>4</b>	<b>RESULTADOS E DISCUSSÕES .....</b>	<b>69</b>
4.1	Simulações eletromagnéticas .....	69
4.1.1	Comportamento capacitivo por gotejamento .....	71
4.1.2	Faixa máxima de capacitância gerada por gotejamento .....	73
4.1.3	Análise da distribuição do campo elétrico .....	74
4.2	O circuito eletrônico .....	79
4.3	Análise da forma de onda de saída medida do sensor .....	81
4.4	Análise da resposta por gotejamento .....	83
4.4.1	Resposta em frequência .....	83
4.4.2	Comparação entre capacitância real e simulada .....	85
4.4.3	Comportamento do PHYTOS 31 .....	86
4.5	Análise dos dados durante o monitoramento em função do tempo .....	87
4.5.1	Sensor proposto .....	87
4.5.2	Comparação de resultados entre os sensores .....	91
4.6	Efeitos da temperatura nos sensores .....	94
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO .....</b>	<b>98</b>
	<b>REFERÊNCIAS .....</b>	<b>102</b>
	<b>APÊNDICES .....</b>	<b>106</b>
	<b>APÊNDICE A – Código empregado no sistema de aquisição de dados para o monitoramento dos sensores .....</b>	<b>106</b>
	<b>APÊNDICE B – Código para o Arduíno exercer função de capacímetro .....</b>	<b>112</b>

<b>ANEXOS .....</b>	<b>114</b>
<b>ANEXO A – <i>Datasheet</i> do DSB120 .....</b>	<b>114</b>
<b>ANEXO B – <i>Datasheet</i> do CI NE555 .....</b>	<b>133</b>

## 1 INTRODUÇÃO

A duração do molhamento foliar (DMF) é uma variável climática cuja influência na agricultura é de suma importância para prevenção de doenças que atingem as hortaliças, de maneira que afetam diretamente nas suas relações hídricas (ROWLANDSON *et al.*, 2015). Sentelhas *et al.* (2008), menciona que a permanência de umidade nas superfícies das folhas é um parâmetro fundamental, pois está relacionada à epidemiologia agrícola, controlando a infecção por patógenos e as taxas de desenvolvimento.

No Brasil, a mancha bacteriana, incitada por *Xanthomonas spp.*, como acontece com as doenças bacterianas de maneira geral, é uma patologia de difícil controle, importante na cultura do tomateiro em todo território nacional, cujo desenvolvimento pode ser favorecido pela ocorrência de períodos de molhamento foliar prolongados em temperaturas entre 20 e 30 °C (LOPES; SOARES, 1999).

Devido às consequências advindas dos índices e duração não favoráveis do molhamento foliar, é de suma relevância a implementação de dispositivos para quantificação desta variável de forma confiável, para que assim, medidas preventivas possam ser tomadas, para evitar infortúnios indesejados na proliferação de doenças no manejo de hortaliças.

Diversos são os métodos existentes para detecção da DMF, no qual se destacam entre esses, o capacitivo, onde uma estrutura sensorial varia a capacitância conforme a presença de umidade em sua superfície. Para OCAÑA *et al.* (2017), ao considerar as condições climáticas de atuação, custo de desenvolvimento e precisão confiável, o método capacitivo se sobressai.

Deste modo, desenvolveu-se um sensor capacitivo com baixo custo de produção, que utiliza de um sistema de aquisição de dados e um circuito eletrônico, por meio do método de variação de frequência, proposto por GAO *et al.* (2018), capaz de correlacionar a capacitância de saída do sensor em frequência. Desta forma, minimizando os efeitos relacionados com a capacitância parasita e detectar a presença do molhamento foliar de forma confiável.

## 1.1 Justificativa

Haja vista que o molhamento foliar é um dos fatores predominantes para o surgimento de complicações epidemiológicas em hortaliças, a falta de controle deste parâmetro, durante o manejo, pode acarretar em grandes prejuízos, ou até em perda total da produção. Com isso, dispositivos hábeis para detecção da DMF têm sido usados para mitigação de ocorrências indesejadas deste fenômeno.

Dado que o molhamento foliar é condicionado pela presença de água na superfície das folhas, que pode ser proveniente de chuvas, orvalho e pela umidade do ar, é de suma importância que estes eventos possam ser constatados em termos de intensidade e duração para possibilitar um domínio mais adequado ao manejo.

Diversos são os dispositivos comerciais existentes capazes de estimar o molhamento foliar com alta precisão, como os modelos QW10 e PHYTOS 31, no entanto, possuem alto custo de aquisição, e se tornam, pouco atrativos em culturas de hortaliças de grande extensão, que necessitam de quantidades maiores destes dispositivos para cobrir toda a área de cultivo. Portanto, há necessidade de dispositivos para medição confiável da DMF, que ofereçam este recurso de forma mais acessível.

Além da DMF, outros fatores também estão condicionados na infecção por patógenos em hortaliças, como a temperatura, que está relacionada com a velocidade das reações metabólicas deste e do hospedeiro (SENTELHAS, 2008).

Todavia, o desenvolvimento de um sensor capacitivo para detecção da DMF com baixo custo de fabricação e confiabilidade nos resultados, concomitante ao uso de um sensor temperatura, para identificar a influência dessa no comportamento do sensor e, por meio deste último, constatar a presença do molhamento foliar em diferentes intensidades, é de relevante importância para que se possa prevenir a proliferação de patógenos nas superfícies foliares.

## 1.2 Definição do problema

A inclusão de sensores eletrônicos, na detecção da duração do molhamento foliar no manejo de hortaliças, deve fornecer este parâmetro com precisão, para reduzir o surgimento de complicações epidemiológicas advindas dos índices não favoráveis, e promover um controle hídrico apropriado nestes locais.

Diversos são os métodos e dispositivos existentes capazes de estimar esta variável, no entanto, em plantações de grande porte, por exemplo, que exigem uma quantia maior de unidades para cobrir toda a área de extensão, o custo total se torna desvantajoso.

Diante desse contexto, apresenta-se o seguinte problema de pesquisa: É possível desenvolver um dispositivo para detecção do molhamento foliar, oferecendo um baixo custo de fabricação e confiabilidade nos resultados, em relação aos comerciais?

### **1.3 Objetivo geral**

Desenvolver um sensor de baixo custo capaz de estimar de forma confiável a DMF no manejo de hortaliças.

### **1.4 Objetivos específicos**

- a) Desenvolver um sensor capacitivo com estrutura adequada para detecção do molhamento foliar;
- b) Verificar, por intermédio de simulações eletromagnéticas, se o comportamento do sensor capacitivo é apropriado para os fins de aplicação;
- c) Integrar o sensor junto a um circuito eletrônico, para que a capacitância do primeiro possa ser modulada em frequência a fim de reduzir a capacitância parasita presente nos cabos de alimentação até a fonte de alimentação;
- d) Efetuar um sistema de aquisição de dados para realizar a leitura e armazenamento dos dados de saídas dos sensores, como também a alimentação destes;
- e) Utilizar um sensor comercial de alta precisão como referência para verificar a confiabilidade dos resultados obtidos pelo dispositivo proposto durante o molhamento foliar;
- f) Analisar o comportamento dos sensores por meio de inserção gradual de gotículas;
- g) Monitorar o comportamento dos dispositivos através do sistema de aquisição de dados em áreas de manejo de hortaliças;

- h) Verificar os efeitos da temperatura nas respostas adquiridas pelos sensores durante as aplicações de monitoramento.

## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

### 2.1 Efeitos do molhamento foliar no manejo de hortaliças

O molhamento foliar é uma variável climática agrícola importante para a previsão de doenças em plantas (ROWLANDSON *et al.*, 2015). Para TNAU (2016), influencia diretamente nas relações hídricas e afeta indiretamente o crescimento das folhas, fotossíntese, polinização, ocorrência de doenças e finalmente, o rendimento econômico.

Quanto à permanência do molhamento nas superfícies das folhas, (SENTELHAS *et al.*, 2008) menciona que é um parâmetro fundamental na meteorologia agrícola, pois está relacionada à epidemiologia de muitas culturas importantes, controlando a infecção por patógenos e as taxas de desenvolvimento.

Entre 2003 e 2012, cerca de 12,5 milhões de hectares destinados ao cultivo de hortaliças foram supostamente perturbados por doenças relacionadas com a DMF, principalmente na Ásia e na Europa (LIEROP *et al.*, 2015). Na Índia, o molhamento foliar desempenha um papel fundamental na dispersão de larvas de moscas, uma grave praga para o sorgo (*Sorghum bicolor*) (NWANZE *et al.*, 1996).

Em relação aos patógenos fúngicos, influência diretamente os processos de germinação, infecção, esporulação e o tempo para o desenvolvimento dos sintomas, como também, na redução das populações de ácaros (HOLTZER *et al.*, 1998). Para Rowlandson *et al.* (2015), isso se deve, em parte, à maior atividade de patógenos fúngicos dos ácaros em condições úmidas.

No Brasil, um dos principais problemas causados pela DMF, é a proliferação do míldio, conhecido também como mufa, doença de maior importância no ramo de viticultura, causada pelo fungo *Plasmopara vitícola*, que surge em condições de alta umidade. Para Naves e Garrido (2020), os prejuízos causados pela mufa estão relacionados à destruição total ou parcial das inflorescências e/ou frutos e à queda prematura das folhas, causando danos na qualidade e quantidade da produção do ano, além do enfraquecimento da planta para as safras futuras.

As relações entre o molhamento foliar e as doenças das plantas são estudadas há séculos. Anton DeBary, em 1853, foi um dos primeiros pesquisadores a associar a infecção de batatas pelo fungo *Phytophthora infestans* à ocorrência de água livre no dossel da planta (ROWLANDSON *et al.*, 2015).

Segundo Huber e Gillespie (1992), desde a década de 1950, a umidade da superfície tem sido usada como uma variável para o controle de patologias em plantas. Desde então, o progresso e o risco de muitas doenças têm sido associados à presença de água livre na folhagem e nos frutos.

As causas do surgimento do molhamento foliar podem ser diversas, dado que dependem do ambiente no qual a planta está inserida. No geral, os principais fatores que acarretam no surgimento deste fenômeno são: chuva, neblina, irrigação, queda de orvalho da atmosfera ou destilação do solo (SENTELHAS *et al.*, 2008).

## **2.2 Tipos de sensores para determinação do molhamento foliar**

Diversos são os sensores existentes para detecção da DMF, porém, a escolha do mais adequado dependerá dos objetivos desejados pelo pesquisador e/ou produtor, da instrumentação disponível, do nível de precisão desejada, e outros fatores que possam limitar a sua escolha (COELHO, 2003). Para Ocaña *et al.* (2017), é uma variável meteorológica sem definição formal, e não existe uma forma recomendada para medi-la.

Quanto aos tipos de sensores, estes podem ser classificados em três grupos; mecânicos, que registram a alteração no comprimento, tamanho ou peso do dispositivo, causado pela deposição de umidade, e os eletrônicos, que detectam uma alteração na impedância (resistência e/ou capacitância) com a presença de água (GILLESPIE; KIDD, 1978). Existem também, os que não contêm componentes mecânicos ou eletrônicos, estes se classificam como estáticos (ROWLANDSON *et al.*, 2015).

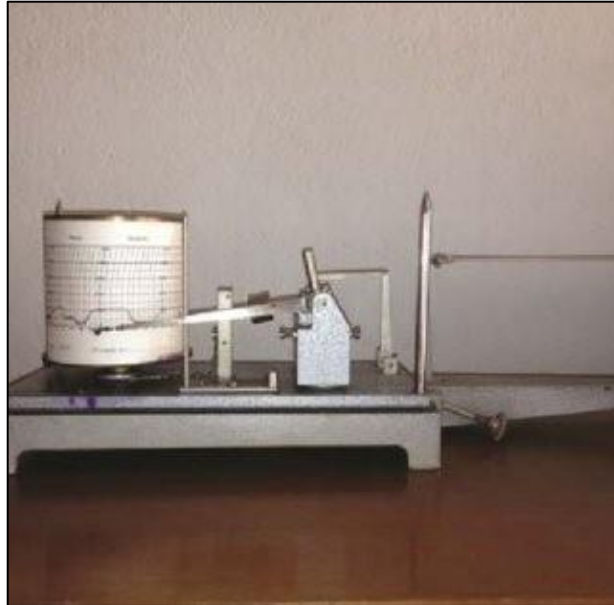
### **2.2.1 Sensores mecânicos**

Empregado intensivamente até o ano de 1970 (SENTELHAS *et al.*, 2008), até que foi amplamente substituído pelos eletrônicos (SCHURER; WAL, 1972).

No modelo apresentado pela Figura 1, faz-se o uso de um sensor mecânico para estimar a DMF. Seu funcionamento baseia-se na alteração no peso e comprimento de uma corda de cânhamo, causado pela variação de umidade, em que, a expansão e contração da corda faz com que uma caneta de tinta marque a duração dos períodos de chuva em um gráfico rotativo, deste modo pode-se obter uma

estimativa da duração da umidade no local em que a corda está inserida (ROWLANDSON *et al.*, 2015).

**Figura 1 – Exemplificação do gráfico rotativo gerado a partir da expansão e contração de uma corda**



Fonte: Sentelhas *et al.* (2008)

### 2.2.2 Sensores eletrônicos

Os eletrônicos são amplamente aceitos e compreendem a tecnologia atual de escolha para a determinação do molhamento foliar (ROWLANDSON *et al.*, 2015). Estes dispositivos medem a alteração na impedância elétrica através de uma rede de eletrodos, produzindo um sinal de saída que varia de acordo com a quantidade de água presente em sua superfície (MAGAREY *et al.*, 2005).

O princípio de atuação dos eletrônicos, de forma geral, pode se dar através de dois métodos:

- a) Resistivo: Consistem em uma grade impressa de condutores entrelaçados de cobre, geralmente banhados a ouro, em que, uma diferença de potencial conhecida é aplicada ao sensor; se houver água na superfície e conectar dois dos condutores, a resistência é reduzida, ocorrendo uma alteração da tensão de saída (GILLESPIE; KIDD, 1978);
- b) Capacitivo: Está relacionado pelo alto valor da constante dielétrica da água ( $\epsilon_r = 80$ ) ser maior que a do ar ( $\epsilon_r=1$ ), no qual, com a adição de água em

uma superfície capacitiva, têm-se alteração da constante dielétrica do meio, influenciando diretamente na capacitância gerada, tornando-se possível estimar a DMF (OCAÑA *et al.*, 2017).

No entanto, para que estes instrumentos sejam capazes de estimar a DMF, é necessário conectá-los a um registrador de dados (*Data Logger*), o qual, armazena as leituras em intervalos de tempo pré-selecionados (ROWLANDSON *et al.*, 2015). Além disso, é de suma importância a alocação dos sensores, já que, dependendo da colocação, dentro ou perto dos dosséis, eles podem indicar a duração do molhamento resultante de orvalho, chuva ou eventos de irrigação (GETZ, 1992).

A Figura 2 apresenta alguns dos modelos de sensores eletrônicos disponíveis no mercado, com seu respectivo fabricante, nos quais, pode-se notar formas estruturais distintas, contudo, com a mesma finalidade de aplicação.

**Figura 2 – Sensores eletrônicos comerciais para medição da DMF, dos fabricantes: 1. Meter Environment, 2. Enirondata, 3. Spectrum Technologies, 4. Netsens, 5. Onset, 6. Campbell Scientific, 7. Rain Wise e 8. Global Water**



Fonte: Rowlandson *et al.* (2015).

### 2.2.3 Sensores estáticos

Os dispositivos estáticos para detecção da DMF, como por exemplo, o medidor de Duvdevani, utilizam de recursos ópticos para estimar os padrões de molhamento provenientes de orvalho, em que, identifica-se a formação desse em um

bloco de madeira, através de uma série de fotografias padrões (VENKITESHWARAN; VENKATARAMAN, 1956).

No medidor de Duvdevani, os blocos de madeira possuem dimensões padronizadas, portando-se de uma superfície plana não higroscópica, revestida com tinta vermelha, que favorece a retenção de orvalho. Estes são inseridos ao ar livre, após o pôr-do-sol, nas alturas de 5, 25, 50 e 100 cm acima do solo, como exibido pela Figura 3, de modo que tenham um resfriamento radiativo semelhante ao de um dossel de colheita. Com o nascer do sol, a formação do orvalho sobre os blocos é examinada através de fotografias, fornecendo um valor de escala relacionado à quantidade estimada de orvalho durante a noite (ROWLANDSON *et al.*, 2015).

**Figura 3 – Medidor de Duvdevani**



Fonte: Rowlandson *et al.* (2015).

Embora que, os estáticos, sejam capazes de estimar a quantidade de orvalho formando durante a noite, não é capaz de indicar o tempo de duração do sobre a superfície (ROWLANDSON *et al.*, 2015). Conforme GETZ (1992), a aplicação destes sensores, são tipicamente muito rudimentares e fornecem pouca informação útil quanto ao molhamento foliar.

### 2.3 Capacitância e capacitores

Segundo Alexander e Sadiku (2003), o capacitor é um elemento passivo projetado para armazenar energia em seu campo elétrico, formado por dois corpos condutores separados por um isolante (ou dielétrico). Seja qual for a forma geométrica dos condutores, eles usualmente recebem o nome de placas (RESNICK; WALKER, 2016).

Para armazenar energia em um capacitor, é necessário que haja transferência de carga de um condutor para outro, de modo que um deles fique com uma carga negativa e o outro fique com uma de mesmo valor e sinal contrário (YOUNG; FREEDMAN, 2008). Essa situação pode ser obtida ao inserir uma fonte de tensão ( $V$ ), entre dois condutores não carregados, desta forma, a fonte deposita uma carga positiva sobre uma placa e uma negativa na outra (ALEXANDER; SADIKU, 2003). Caso a fonte seja desconectada, as cargas continuarão nos condutores, ou seja, houve o armazenamento de carga elétrica (SERWAY; JEWETT, 2014).

A quantidade de carga armazenada em um capacitor ( $q$ ) é diretamente proporcional à diferença de potencial aplicada, de modo que, a razão entre a carga pela diferença de potencial, não varia (ALEXANDER; SADIKU, 2003). Para Young e Freedman (2008), essa razão é chamada de capacitância ( $C$ ) do capacitor, dada pela equação (1), cuja unidade de medida é dada em Farad (F).

$$C = \frac{q}{v} \quad (1)$$

De acordo com Serway e Jewett (2014), os capacitores que satisfazem a relação da equação (1), são chamados de capacitores lineares, pois seu comportamento de carga em função da tensão resulta em uma linha reta com inclinação  $C$ .

A capacitância pode ser compreendida como uma medida da quantidade de carga que precisa ser acumulada nas placas para produzir certa diferença de potencial. Quanto maior essa grandeza, maior será o módulo da carga em cada condutor para uma dada diferença de potencial, portanto, maior será a energia armazenada. Embora a capacitância seja dada pela razão  $q/v$ , ela não depende dessas, mas sim, da geometria das placas (área e distância entre as placas) e também

dos parâmetros constitutivos do material dielétrico (permissividade elétrica) (RESNICK; WALKER, 2016).

Como o cálculo da carga relaciona-se à integral do campo elétrico ( $E$ ), conforme exibido pela equação (2) (lei de Gauss), em que, representa o fluxo elétrico que atravessa a superfície, resultando na carga envolvida por essa. Assim, o cálculo da capacitância varia de acordo com a geometria construtiva das placas (SBROGIO, 2018).

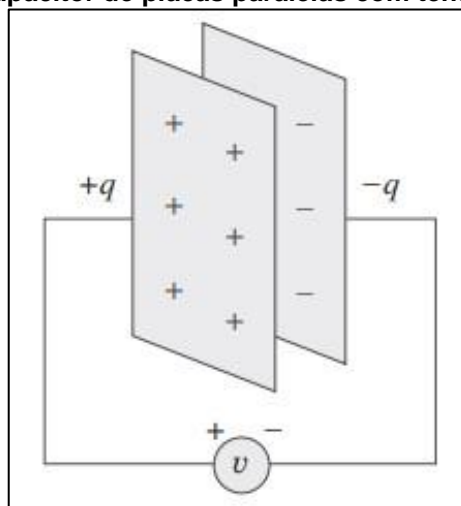
Ressalta-se que, a distribuição do campo é dada pela trajetória das linhas de força, na qual, são sempre normais às superfícies equipotenciais, isto é, onde todos os pontos apresentam mesmo potencial elétricos (ALEXANDER; SADIKU, 2003).

$$q = \oint \vec{E} \cdot d\vec{A} \quad (2)$$

Portanto, o cálculo para obtenção da capacitância está diretamente ligado a três fatores: a área ( $A$ ) da placa, a distância ( $d$ ) entre elas, e a constante dielétrica ( $\epsilon$ ) do material isolante contido entre as placas. Quanto a geometria das placas, estas podem assumir diversas formas, tais como: placas paralelas, cilíndricas, esféricas e esferas isoladas (SBROGIO, 2018).

Para um capacitor de placas paralelas, por exemplo, tal como mostrado pela Figura 4, de acordo com ALEXANDER; SADIKU (2003), a capacitância é dada pela equação (3).

**Figura 4 – Capacitor de placas paralelas com tensão aplicada  $v$**



Fonte: Alexander; Sadiku (2003).

$$C = \frac{\varepsilon A}{d} \quad (3)$$

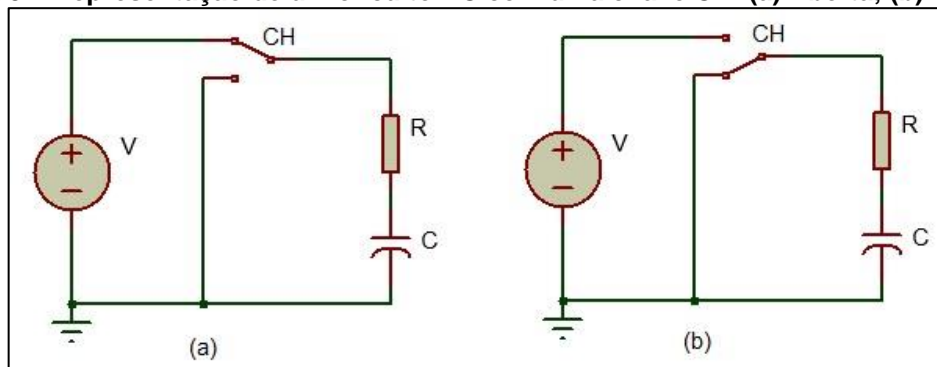
Pode-se inferir que à medida que a distância entre as placas dos condutores é reduzida, a capacitância aumenta, ou seja, são grandezas inversamente proporcionais. Em contrapartida, com o aumento da área superficial das placas e do dielétrico, tem-se um crescimento da capacitância, isto é, estas são grandezas diretamente proporcionais. Isto evidencia que um capacitor construído a partir de placas que têm áreas maiores pode armazenar uma carga superior.

### 2.3.1 Comportamento de capacitores em corrente contínua (CC)

A transferência de carga nas placas de um capacitor não ocorre de maneira instantânea, em vez disso, se sucede através de um determinado período de tempo definido pelos componentes do circuito do capacitor (HICKEY; VILLINES, 1961).

Para representar os processos de carga e descarga do capacitor, fez-se a Figura 5, que apresenta um circuito composto de um resistor  $R$  e um capacitor  $C$  associados em série (RC), além de uma chave CH e uma fonte de tensão contínua  $V$ .

**Figura 5 – Representação de um circuito RC com uma chave CH: (a) Aberta; (b) Fechada**



Fonte: Autor, 2021.

Considerando o capacitor inicialmente descarregado, no instante de tempo igual a zero, em que a chave se encontrar na posição exibida pela Figura 5(a), a fonte de tensão começa a remover os elétrons da placa superior do capacitor e depositá-los na placa inferior, ou seja, os elétrons são colocados em movimento no circuito pelo campo elétrico criado pela fonte de tensão (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

O campo elétrico faz os elétrons se deslocarem da placa superior do capacitor para o terminal positivo da fonte, assim a perda de elétrons faz com que a placa fique positivamente carregada, resultando em uma carga positiva na placa superior e uma carga negativa da placa inferior (RESNICK; WALKER, 2016).

No momento em que a tensão entre os terminais do capacitor se iguala com a da fonte, cessa o movimento dos elétrons e as placas terão uma carga dada pela equação (1) (RESNICK; WALKER, 2016). Segundo Boylestad e Nashelsky (2013), esse período de tempo em que a carga é depositada nas placas, é chamado de período transitório.

Quando o capacitor atingir a tensão da fonte, este se encontrará totalmente carregado, desta forma, uma simples abertura da chave, como exibido pela Figura 5(b), faz com que o capacitor comece a descarregar imediatamente pela carga resistiva, cuja a presença deste último, possibilita um mecanismo de descarga para o circuito, caso contrário, a abertura da chave não teria efeito imediato (SILVA, 2005).

Embora a aplicação de uma diferença de potencial nos terminais do capacitor não o faça conduzir cargas através de seu dielétrico, pode produzir pequenos deslocamentos de uma carga dentro dele. Na medida em que a tensão varia com o tempo, esse deslocamento também se altera, provocando a denominada corrente de deslocamento  $i_c$ , proporcional à taxa de variação temporal da tensão  $dv/dt$  no capacitor, como mostrado pela equação (4) (JOHNSON; HILBURN; JOHNSON, 1993).

$$i_c = C \frac{dv}{dt} \quad (4)$$

Duas importantes observações decorrem da equação (4), a primeira é que tensão não pode variar instantaneamente nos terminais de um capacitor, já que, produziria uma corrente infinita, o que é uma impossibilidade física. A segunda é que, se a tensão nos terminais for constante, a corrente de deslocamento é igual a zero, pois, neste caso, o capacitor comporta-se como um circuito aberto (RESNICK; WALKER, 2016).

Sendo assim, somente uma tensão que varie com o tempo pode produzir uma corrente de deslocamento (BOWICK; BLYLER; AJLUNI, 2007).

### 2.3.2 A constante de tempo capacitiva

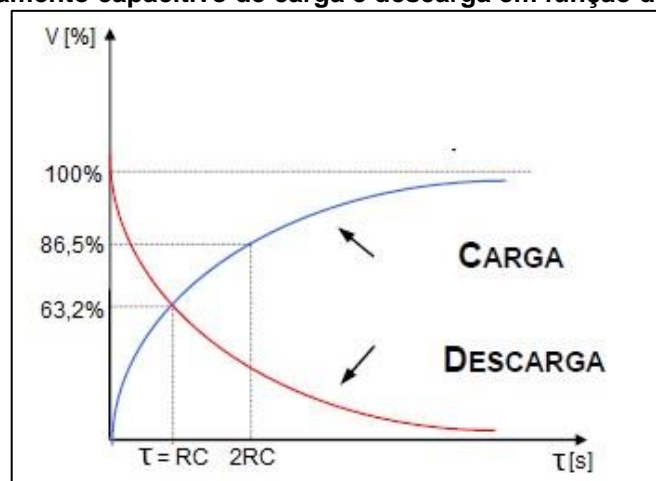
Durante o processo de carga de um capacitor, quando a sua carga acumulada é em torno de 63,2% da carga total, o tempo transcorrido em segundos é igual a primeira constante de tempo RC. Neste caso, a corrente de deslocamento cai para 36,8% do seu valor de pico, ou seja, a tensão e a corrente de carga variam inversamente sobre o capacitor (ALEXANDER; SADIKU, 2003).

Durante a próxima constante de tempo a tensão aumenta somente em torno de 23,3%, enquanto a corrente é reduzida para 13,5%. Sucessivamente, entre a quarta e quinta constantes, a tensão aumenta somente em torno de 1,2%, enquanto a corrente cai para menos de 1% do seu valor de pico, desta forma, pode-se inferir que a curva de carga do capacitor não segue um padrão linear (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Para que um capacitor se encontre completamente descarregado ou carregado, isto é, para um circuito RC atingir seu estado final ou regime estacionário, quando não ocorre nenhuma mudança de tensão com o tempo, são necessárias cinco constantes de tempo para garantir 99% do processo de carga/descarga (RESNICK; WALKER, 2016). Segundo Boylestad e Nashelsky (2013), no instante em que um capacitor alcança a tensão aplicada em seus terminais, a corrente sobre ele cai para zero.

A Figura 6, exibe as curvas de carga e descarga de um capacitor, de modo que associa o percentual de carga ou descarga, relacionando com os valores das constantes de tempos  $\tau$  designadas.

**Figura 6 – Comportamento capacitivo de carga e descarga em função da constante de tempo**



Fonte: Autor, 2021.

Observa-se, pela curva de descarga que, quanto menor o valor da constante de tempo, mais rapidamente a tensão diminui e a resposta é obtida em virtude da dissipação de energia armazenada. Em contrapartida, um circuito com constante de tempo maior fornece uma resposta de forma lenta, pois leva mais tempo para atingir o regime estacionário (ALEXANDER; SADIKU, 2003).

Em relação ao comportamento de carga, este é inverso com o de descarga, ou seja, para constantes de tempo maiores, mais devagar a tensão aumenta, já em constantes menores, têm-se uma resposta mais ágil, conforme a tensão diminui.

### 2.3.3 O efeito da permissividade na capacitância

O termo permissividade é aplicado como uma medida de quão facilmente um material permite o estabelecimento de um campo elétrico em seu meio, no qual, pode ser definido pela equação (5), onde  $\epsilon_r$ , é a permissividade elétrica relativa, ou constante dielétrica, sendo de unidade adimensional, por se tratar de uma razão de quantidade similares, e  $\epsilon_0$ , a permissividade do ar, que é de  $8,85 \times 10^{-12}$  F/m (Farads/metro) (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

$$\epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \quad (5)$$

Portanto, conforme o material inserido entre as placas do capacitor, têm-se diferentes quantidades de cargas acumuladas nestas, tornando-se possível aumentar a diferença de potencial entre elas, conseqüentemente, acumular maior quantidade de carga e de energia (YOUNG; FREEDMAN, 2008).

No entanto, os materiais devem ser isolantes, resolvendo o problema mecânico/elétrico de manter duas grandes placas metálicas separadas por uma distância muito pequena, possibilitando estabelecer um campo elétrico no interior da estrutura. Além disso, quando existe um dielétrico entre a placas do capacitor, estabelece-se uma capacitância maior em comparação do que quando têm-se apenas vácuo entre as placas (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

Há de considerar também a rigidez dielétrica, que indica um limite superior da intensidade de campo suportada pelo isolante. Deste modo, apesar do dielétrico

continuar proporcionando sustentação mecânica, o componente deixa de atuar como capacitor (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

A Tabela 1, exibe uma lista de materiais usados na manufatura de capacitores, relacionando com sua respectiva permissividade elétrica relativa  $\epsilon_r$ , e rigidez dielétrica  $E$ , expressa em volts por metro (V/m). De acordo com Bowick, Blyler e Ajluni (2007), o dielétrico de um capacitor pode ser o ar, a mica ou qualquer um dos vários outros tipos de isolantes existentes.

Cabe destacar que as propriedades físicas de todos os materiais podem ser afetadas pela temperatura, ou seja, dependendo do tipo de dielétrico, aumentar ou reduzir esta grandeza pode causar uma queda ou um aumento na capacitância (BOYLESTAD; NASHELSKY, 2013).

**Tabela 1 – Constantes dielétricas de materiais empregados como dielétricos em capacitores**

Material	$\epsilon_r$	$E$ [V/m]
Água (mar)	80	-
Água (destilada)	81	-
Nylon	8	-
Papel	7	$12 \times 10^6$
Vidro	5-10	$35 \times 10^6$
Mica	6	$70 \times 10^6$
Porcelana	6	-
Baquelite	5	$20 \times 10^6$
Madeira	2,5-8	-
Poliestireno	2,55	-
Parafina	2,2	$30 \times 10^6$
Ar (1 atm)	20-7500	$3 \times 10^6$

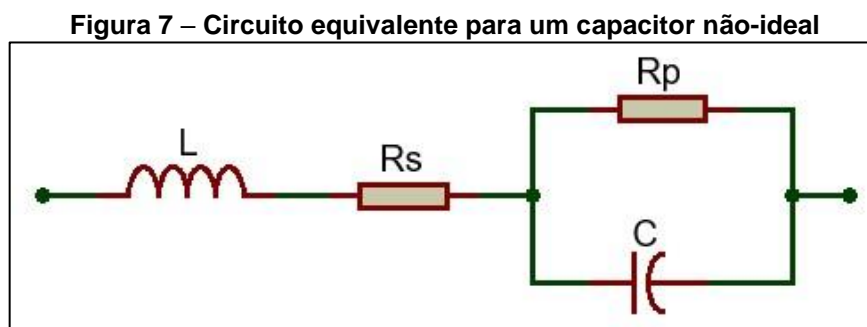
Fonte: Alexander; Sadiku (2003).

A taxa de variação da capacitância com a temperatura é conhecida como coeficiente de temperatura (CT) e é expressa em partes por milhão por grau Celsius (ppm/°C). Os Capacitores podem ter um CT positivo, no qual, a capacitância aumenta com a temperatura, ou negativo, ao contrário. Para Bowick, Blyler e Ajluni (2007), um valor menor de CT é desejável em aplicações em que, a estabilidade do circuito com a temperatura é de primordial importância.

### 2.3.4 Características não-ideais dos capacitores

Por se tratar de um componente eletrônico, os capacitores reais possuem não idealidades, que modelam o comportamento capacitivo em função da resposta em frequência. Estes componentes são representados por elementos resistivos e indutivos, caracterizando fatores parasitários que podem ter um grande impacto no comportamento elétrico dentro de um circuito (MAKDESSI; SARI; VENET, 2012).

A Figura 7 apresenta um circuito equivalente de um capacitor associado as suas não idealidades, onde há uma indutância  $L$  associada a própria estrutura física do componente e duas resistências, sendo uma de isolamento  $R_p$  e a outra, representando a perda por dissipação de calor  $R_s$  (BOWICK; BLYLER; AJLUNI, 2007).



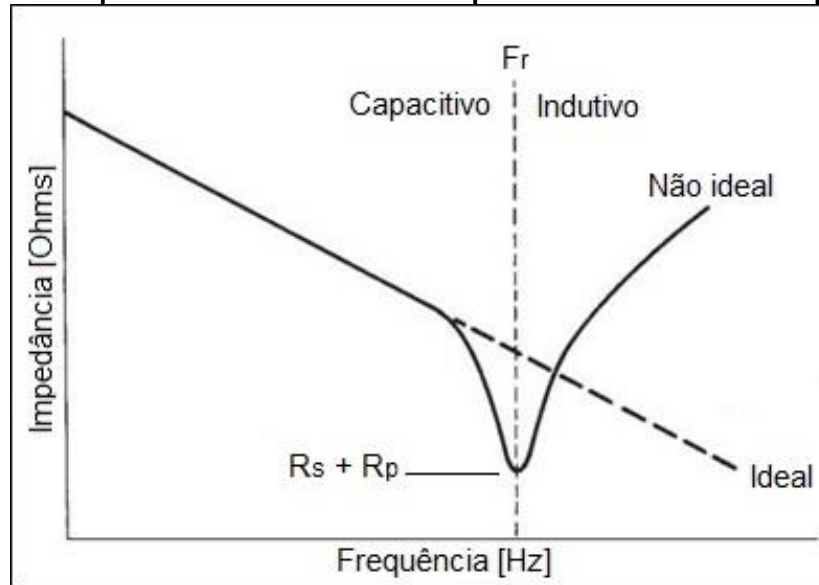
Fonte: Autor, 2021.

Combinando as resistências  $R_p$  e  $R_s$ , tem-se a resistência em série equivalente do capacitor  $RSE$ , descrita pela equação (6), em que,  $FD$ , é fator de dissipação, que representa a taxa de perda de energia, dada em função da temperatura, frequência  $f$  e do dielétrico do material (SBROGIO, 2018).

$$RSE = \frac{FD}{2\pi f C} \quad (6)$$

Os efeitos destas imperfeições no capacitor podem ser vistos pelo gráfico representado pela Figura 8, no qual, as características de impedância de um capacitor ideal e real são comparadas em função da frequência.

**Figura 8 – Impedância característica do capacitor versus valor da frequência**



Fonte: Bowick; Blyler; Ajluni (2007), adaptado pelo autor.

Como pode ser visto, em baixas frequências a impedância fornecida pelo capacitor é dominante, ou seja, capacitiva, a qual, exibe um comportamento próximo ao ideal (MAKDESSI; SARI; VENET, 2012).

Na medida que a frequência de operação aumenta, a impedância do capacitor real diminui linearmente. Quando a frequência atingir um valor suficientemente alto, a indutância associada assume o controle do circuito e a impedância começa a parecer indutiva, produzindo um efeito conhecido como auto ressonância, o que faz com que o capacitor se comporte como um indutor (BOWICK; BLYLER; AJLUNI, 2007).

## 2.4 Sensores

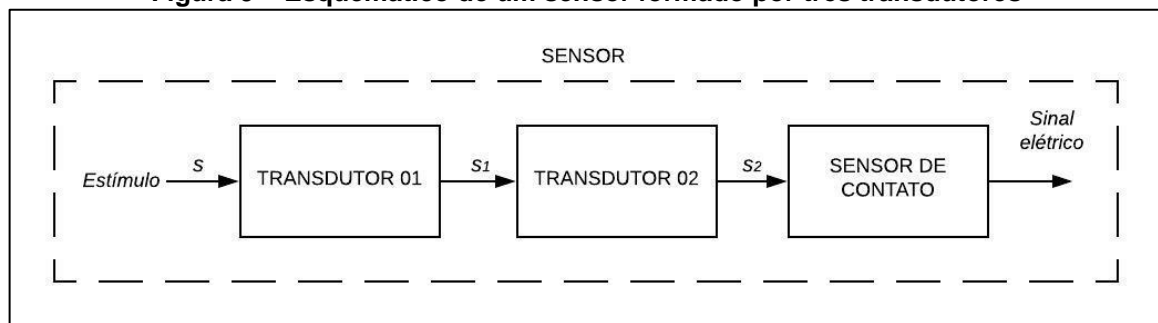
A definição de sensor, pode ser compreendida como sendo um dispositivo que responde a um estímulo de entrada (KALANTAR-ZADEH, 2013). Segundo Park (1996), respondem a um estímulo, convertendo-o em sinal elétrico compatível com circuitos eletrônicos.

Vale ressaltar que o termo sensor deve ser diferenciado de transdutor, embora que ambos atuem como conversores de energia, a definição de transdutor pode ser compreendida como sendo um conversor de energia de determinada magnitude física para um sinal elétrico (SINCLAIR, 2001).

No entanto, de acordo com INMETRO (2012), um transdutor é um dispositivo que fornece uma grandeza de saída, a qual tem uma relação especificada com uma grandeza de entrada, quanto que o sensor é um elemento de um sistema de medição que é diretamente afetado por um fenômeno, corpo ou substância que contém a grandeza a ser medida.

Os sensores são formados por um transdutor e um elemento sensível que tem a capacidade de interagir com o mensurando alvo e causar uma mudança no funcionamento do transdutor (PARK, 1996). Com isso, os sensores podem incorporar inúmeros transdutores, conforme exibido pelo esquemático da Figura 9.

**Figura 9 – Esquemático de um sensor formado por três transdutores**



Fonte: Autor, 2021.

Um sensor químico, por exemplo, pode ter um transdutor responsável na conversão da energia de uma reação química em calor, onde, por meio de uma termopilha, o calor é convertido em sinal elétrico. Esta combinação cria um dispositivo que produz um sinal elétrico em resposta a um reagente químico (PARK, 1996).

Os estímulos de entrada podem ocorrer de diferentes formas, que se classificam como: ópticos, acústicos, magnéticos e químicos, bem como os elétricos, entretanto, quando se trata de sensores, essas informações são armazenadas e transformadas em sinais elétricos para processamento, análise e codificação. Caso o sinal seja acometido por algum ruído ou interferência, técnicas de filtragem podem ser empregadas como forma de recuperação (ZOOK; SCHROEDER, 2008).

Um sensor é sempre parte de um sistema maior, capaz de incorporar detectores, condicionadores de sinal, processadores de sinal, dispositivos de memória, gravadores de dados e atuadores, sendo imprescindível um sistema de aquisição de dados, cujo último permite transformar os sinais analógicos em digitais para interpretação e manipulação dos dados (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2019).

### 2.4.1 Classificação

Segundo Balbinot e Brusamarello (2019), o critério de classificação pode ser abreviado em dois tipos de sensores, passivos e ativos, que variam conforme a necessidade de uma fonte de alimentação para seu funcionamento.

Sensores passivos, geram sinais elétricos de acordo com a resposta de um estímulo externo, neste caso, a potência de saída tem origem na entrada, ou seja, não necessitam de qualquer fonte de alimentação externa. Contudo, os sensores ativos requerem uma fonte de energia para seu funcionamento, denominada de sinal de excitação, que, por meio do sensor, é convertida para gerar um sinal de saída, sendo que, parte da energia é dissipada para o meio externo durante sua operação (SINCLAIR, 2001).

Por exemplo, um termistor, resistor sensível à temperatura, é um sensor ativo, pois não gera nenhum sinal elétrico até que haja uma corrente elétrica passando por ele (sinal de excitação), deste modo, sua resistência é mensurada de acordo com as variações na corrente, que por sua vez está relacionada com a temperatura por meio de uma função de transferência (PARK, 1996).

### 2.4.2 Características

Haja vista que os estímulos de entrada dos sensores podem variar em grandezas físicas, para que seja possível representar tal sinal como resposta em sua saída por um sinal elétrico, diversas etapas de conversão de energia são realizadas internamente, permitindo a interpretação e manipulação dos dados. De maneira geral, todo sensor possui uma relação entre sua entrada e saída, que pode ser representada por uma tabela, gráfico, fórmula matemática e outros meios.

Se a relação entre entrada e saída, que define a resposta de um sensor, for invariante no tempo, leva-se o nome de função de transferência, que representa uma função matemática entre o estímulo ( $s$ ) e o sinal elétrico de resposta ( $S$ ), que pode ser escrita como  $S=f(s)$ . De forma prática, o estímulo é desconhecido enquanto o sinal de saída é medido, desta forma, é necessário realizar o inverso da função de transferência para obter o valor do estímulo (PARK, 1996).

De acordo com Balbinot e Brusamarello (2019), a razão da variação na saída pela entrada é denominada de sensibilidade, que permite evidenciar a característica do sensor ou transdutor limitado pela sua própria natureza.

Normalmente, a existência de funções de transferência para definir a resposta de um sensor, nem sempre é conhecida, principalmente quando se trata de sensores que possuem um grau maior de complexidade, como os que não possuem um comportamento determinado, ou inúmeras variáveis comportamentais. Neste caso, é preciso recorrer a aproximações matemáticas, como por exemplo, a técnica de interpolação polinomial, onde uma função é representada por uma série de polinômios.

Para verificar se a aproximação matemática da resposta de um sensor é coerente com os limites de tolerância estipulados pelo fabricante, é necessário realizar um processo de calibração, no qual estes são ajustados utilizando padrões de medição e materiais de referência (BALBINOT; BRUSAMARELLO, 2019). Usualmente, também pode-se efetuar a calibração por meio de dispositivos comerciais, como o caso do sensor de umidade do perfil do solo, elaborado por GAO *et al.* (2018), em que a curva de aproximação deste é comparado com o Diviner 2000, dispositivo que mede a água do solo em diferentes profundidades, com alto índice de precisão.

Em situações que o método empregado pelo sensor é acometido por fatores ambientais, como o resistivo na medição da umidade do solo, que é afetado pela temperatura ambiente, Kojima *et al.* (2016), recomenda introduzir algum mecanismo para eliminar ou reduzir este efeito. Para este caso, Protim Goswami, Montazer e Sarma (2019), sugerem o uso de uma camada de filme Kapton, que serve como um meio isolante, devido sua alta estabilidade térmica e natureza hidrofílica.

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

#### 3.1 O método capacitivo na detecção do molhamento foliar

Para os sensores do tipo eletrônicos, adotou-se, dentre os métodos capacitivo e resistivo, aquele que melhor corresponde com a finalidade do dispositivo proposto. Visando as aplicações da DMF, o capacitivo apresenta melhor desempenho, dado que, por conta de ter uma camada isolante nos condutores, possui maior robustez, além de serem mais precisos do que suas contrapartes resistivas (OCAÑA *et al.*, 2017).

Portanto, fez-se o uso do método capacitivo para o desenvolvimento de uma estrutura constituída de condutores, também chamados de eletrodos, que atuam como capacitores nos meios em que estão inseridos. As formas de alocação dos eletrodos variam conforme a aplicação requerida e a complexidade da estrutura, tais como: hastes paralelas, sondas de filme anulares e eletrodos interdigitais ou coplanares, por exemplo.

Entretanto, deve-se ter precaução quanto ao uso do método capacitivo, Kojima *et al.* (2016), ressalta que a principal desvantagem na aplicação das estruturas que o utilizam, é por conta de serem levemente afetadas pela temperatura do meio. Com isso, durante as aplicações do dispositivo, é de suma importância avaliar o efeito dessa em seu comportamento.

Para seleção do padrão geométrico ideal, levou-se em consideração, fatores como: custo de desenvolvimento, complexidade estrutural e eficácia. Tendo isto em vista, Kojima *et al.* (2016), apresenta estruturas construídas a partir de placas de circuito impresso (PCIs), no qual, os condutores são formados por uma fina camada de cobre.

Os padrões de alocação de eletrodos em PCIs possuem *design* simples e oferecem baixo custo de fabricação (PROTIM GOSWAMI; MONTAZER; SARMA, 2019). Desta forma, adotando PCIs como base estrutural, buscou-se, dentre as disposições dos condutores disponíveis, a mais adequada para os fins práticos, nas quais, se destacam os padrões coplanares (CPC) e interdigitais (IDC).

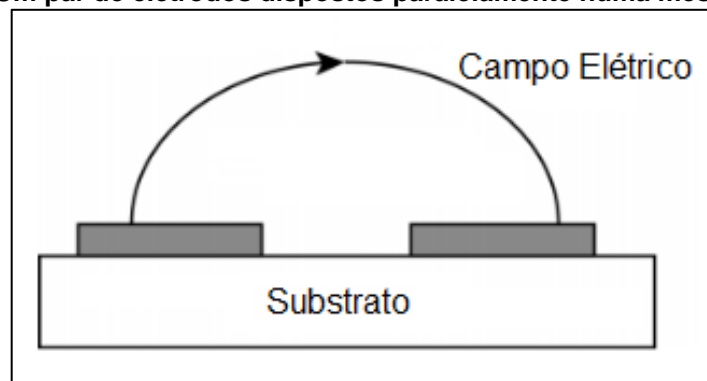
A arranjo de interdigital é constituído de múltiplas placas condutoras em um mesmo plano, que se intercalam paralelamente, formando um padrão de pente

interpenetrante, enquanto que, para o coplanar, têm-se apenas dois condutores planos, distanciados entre si.

Com o objetivo de comparar a viabilidade entre os padrões de interesse, KOJIMA *et al.* (2016), conduziu um experimento, no qual, realizou simulações em ambas as estruturas, em aplicações para medição da umidade do solo, concluindo que o padrão IDC é mais indicado para situações que requerem uma área de detecção maior, devido aos seus padrões complexos.

Em estruturas capacitivas elaboradas por PCIs, as linhas de fluxo elétrico de maiores intensidades apresentam curvaturas, utilizando-se dos campos elétricos franjais, isto por conta de os eletrodos estarem dispostos paralelamente em um mesmo plano, separados por uma determinada distância, conforme mostrado pela Figura 10. Todavia, o comportamento dos capacitores depende dos aspectos construtivos adotados na estrutura (PROTIM GOSWAMI; MONTAZER; SARMA, 2019).

**Figura 10 – Um par de eletrodos dispostos paralelamente numa mesma superfície**



Fonte: Kojima *et al.* (2016), adaptado pelo autor.

Portanto, visando a área de detecção para a aplicação requerida selecionou-se a disposição de capacitores IDC como mais adequado. Contudo, inspirando-se no arranjo de eletrodos empregado no sensor comercial PHYTOS 31, exibido pela Figura 11, que utiliza de um padrão de alocação semelhante ao IDC, o qual é alterado para abranger toda a área de uma superfície que se assemelha com uma folha, em que se nomeou de “*Fishbone*”.

**Figura 11 – Sensor comercial PHYTOS 31**



Fonte: Meter (2019).

Constata-se que este padrão é indicado para a aplicação designada, dado que há um notável aproveitamento de toda a área efetiva da placa, possibilitando acomodar uma quantidade maior de eletrodos sobre a superfície da estrutura. De acordo com Ocaña *et al.*, (2017), a aplicação deste padrão aumenta a área de atuação do sensor, portanto, a capacitância gerada.

### **3.2 Simulações eletromagnéticas do sensor**

A realização de simulações eletromagnéticas (EMAG) foi de suma importância para analisar, previamente, o comportamento eletromagnético de uma determinada estrutura de interesse, sem necessidade de criar protótipos físicos dispendiosos, método conhecido como desenvolvimento de produto dirigido por simulação (DPDS), otimizando o tempo de execução do projeto.

O *software* empregado para realização das simulações EMAG, foi o ANSYS ELETRONICS, em que, é possível projetar e simular sistemas elétricos, eletrônicos e eletromagnéticos, de acordo com os parâmetros físicos dos materiais e do meio de inserção.

#### **3.2.1 Objetivos das simulações eletromagnéticas**

Os objetivos das EMAG se sintetizam em desenvolver uma estrutura para o sensor, com aspectos construtivos apropriados para a aplicação designada. Considerando que o sensor emprega o método capacitivo para detecção do molhamento foliar, a grandeza física em interesse é a capacitância dos eletrodos, a

qual, varia conforme a presença de água em sua superfície sensorial (OCAÑA *et al.*, 2017).

Sendo assim, através das EMAG, foi possível estimar a faixa de capacitância gerada pelo dispositivo, a partir de sua estrutura, bem como o seu desempenho em função do molhamento e, em distintas condições, abrangendo os limites de máximo e mínimo esperados. Com isso, pode-se obter graficamente, curvas que correlacionam a capacitância do sensor com a quantidade de água presente.

Além disso, verificou-se pelo *software*, o comportamento eletromagnético estabelecido pela geometria do sensor, por meio de imagens de magnitudes dos campos elétricos vetoriais. Desta forma, para constatar se o padrão de alocação *Fishbone*, adotado na alocação dos eletrodos, possui distribuição eletromagnética suficiente, para uma determinada faixa de campo elétrico, na obtenção da DMF.

Com a obtenção destes parâmetros comportamentais, mediante as simulações executadas, e buscando-se reproduzir as aplicações reais de molhamento, pode-se concluir a efetividade da estrutura desenvolvida.

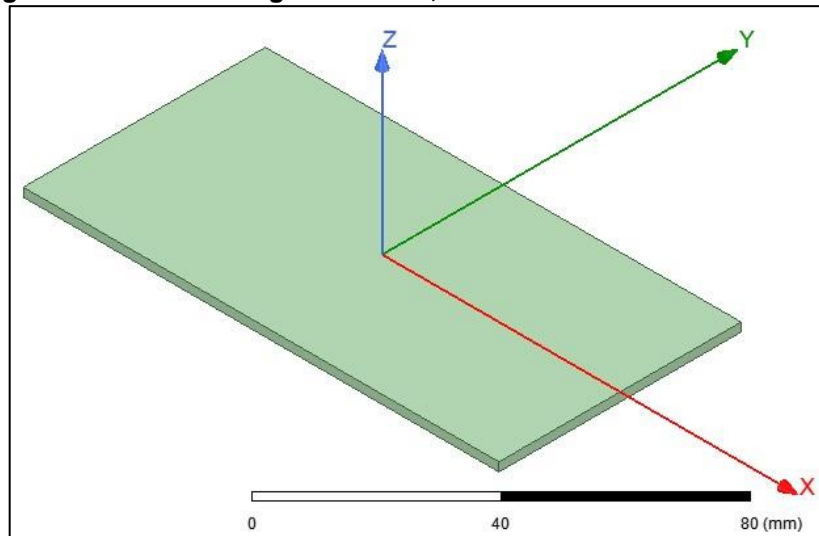
### 3.2.2 Modelagem da estrutura

Por meio do uso das ferramentas de modelagem disponíveis na interface do *software*, iniciou-se o processo de construção da estrutura do sensor, utilizando como referência o sensor comercial PHYTOS 31.

Primeiramente, foi necessário criar uma superfície isolante, para alocação e sustentação dos eletrodos, sendo esta, formada por uma PCI, como sugerido por KOJIMA *et al.* (2016). Com isso, para modelar a superfície isolante do sensor, utilizou-se de propriedades materiais equivalentes com a PCIs compostas de fibra de vidro (FR4), visto que, na prática, ela foi utilizada para desenvolver a estrutura do dispositivo.

Por conseguinte, fez-se uma placa retangular, com dimensões de 112x58 mm (OCAÑA *et al.*, 2017), conforme exibida pela Figura 12. Quanto a espessura do substrato e da camada de cobre, seguiu-se como referência, as dimensões das placas de circuito impresso comerciais, de respectivamente, 2 mm e 1 oz (onça).

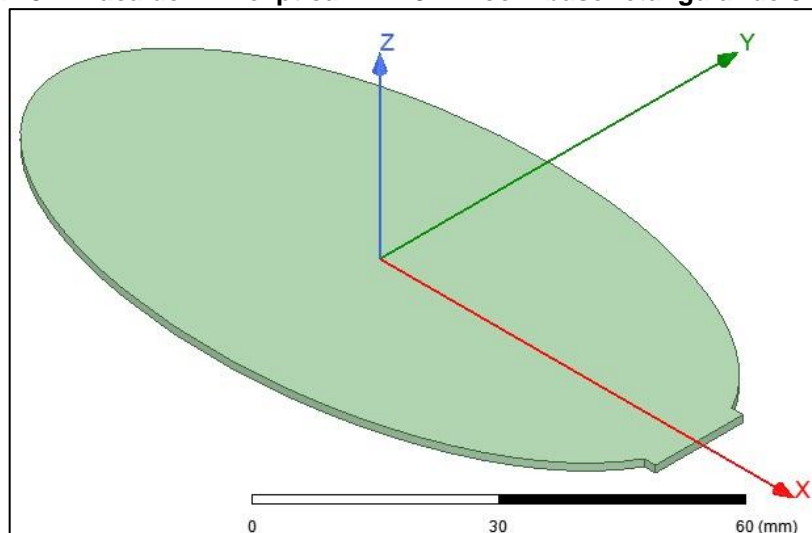
**Figura 12 – Placa retangular de FR4, com dimensões de 112x58x2 mm**



Fonte: Autor, 2021.

Levando-se em apreço que a aplicação do sensor é entre as folhagens de hortaliças, é conveniente que sua estrutura se assemelhe com essas. Desta forma, sem alterar as dimensões da placa, modificou-se a área de atuação, em formato elíptico, conforme apresentado pela Figura 13, contendo uma pequena base retangular de 3x0,5 mm, para facilitar no processo de alocação dos conectores de entrada/saída, responsáveis pela alimentação e medição da capacitância equivalente.

**Figura 13 – Placa de FR4 elíptica 112x 8mm com base retangular de 3x0,5 mm**



Fonte: Autor, 2021.

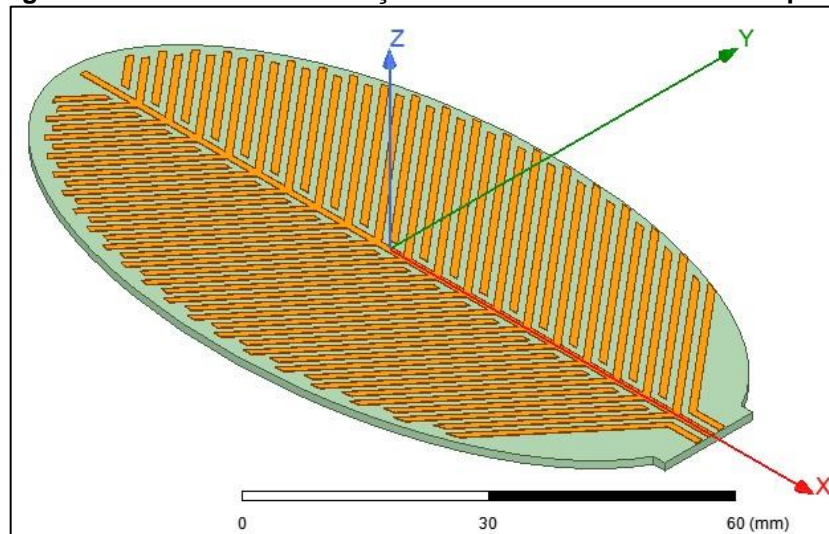
Para a disposição dos eletrodos na superfície elíptica, conforme já mencionado, empregou-se o padrão de alocação *Fishbone*, inspirado no sensor comercial PHYTOS 31. Quanto às dimensões dos condutores, levou-se em

consideração, as limitações físicas do método empregado na confecção de PCI, que podem inferir em deformações para larguras e espaçamento pequenos. Portanto, utilizou-se 1 mm de espessura para os eletrodos, assim como, no distanciamento entre estes.

Iniciou-se o processo de arranjo dos condutores, com a inserção de um único eletrodo de 110 mm de comprimento, sobre o eixo das abcissas, centralizado na base retangular da placa. Partindo-se deste, inseriu-se 39 eletrodos à sua direita e esquerda, sem exceder os limites da estrutura, defasando-se, respectivamente, de  $50^\circ$  e  $-50^\circ$  do eixo X.

A Figura 14 apresenta o processo descrito, no qual, chega-se em um total de 79 eletrodos inseridos. O material selecionado para representar os eletrodos foi o cobre, com espessura equivalente aos padrões da camada de cobre em PCI's, de  $25\ \mu\text{m}$ .

**Figura 14 – Processo de inserção de eletrodos na estrutura elíptica**

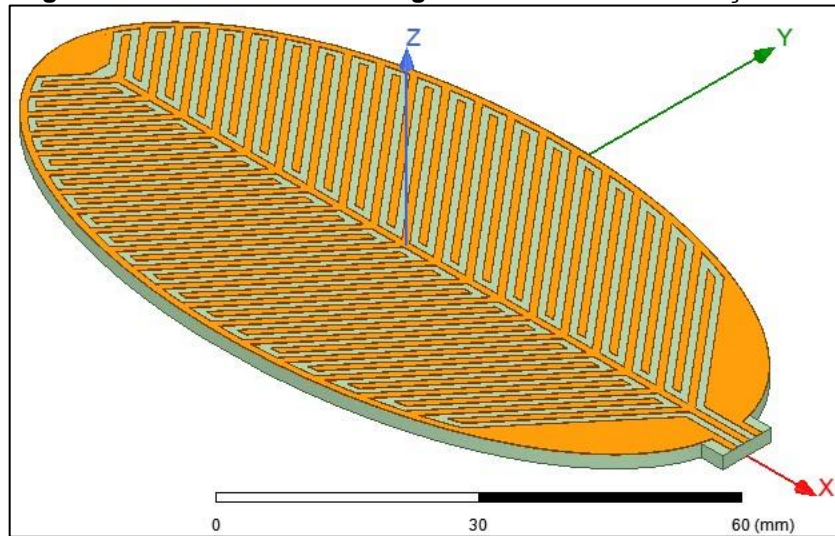


Fonte: Autor, 2021.

Observa-se que houve um deslocamento intercalado entre os eletrodos, em relação ao central, que foi de 1 mm. Isto é necessário, para que, com a adição de um condutor associado à borda da placa, interligue-se com os deslocados.

Deste modo, o potencial elétrico dos condutores associados ao de referência central será contrário aos interligados pela borda, de modo a fazer com que se comportem como capacitores entre si. Logo, finaliza-se a modelagem da estrutura, pela inserção de um eletrodo pelas extremidades da placa, distanciando de 1 mm dos eletrodos já dispostos, assim, chegando-se no modelo expresso pela Figura 15.

**Figura 15 – Término da modelagem da estrutura de atuação do sensor**



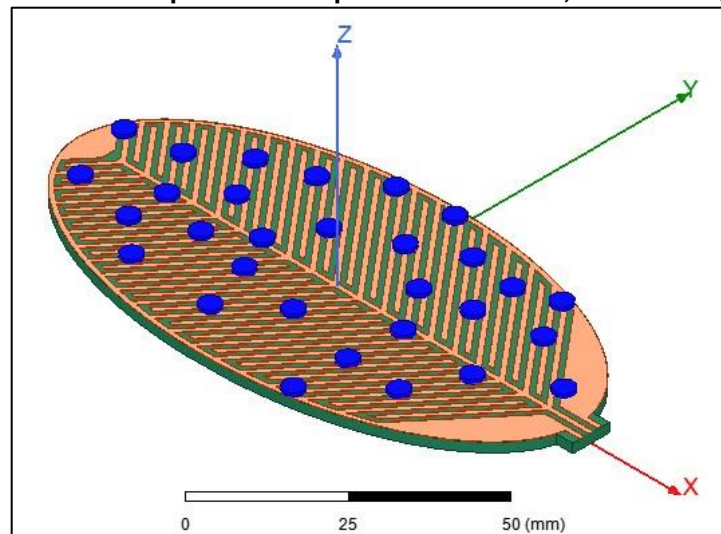
Fonte: Autor, 2021.

Com o término da modelagem da estrutura sensorial, obteve-se uma área total de  $4863,55 \text{ mm}^2$ . Sendo a área de ocupação do cobre (eletrodos), de  $2631,89 \text{ mm}^2$ , ou seja, 54% do total, evidenciando-se um notável aproveitamento da superfície disponível, como mencionado por (OCAÑA *et al.*, 2017).

Após o desenvolvimento do modelo do sensor, foi necessário modelar, também, uma geometria que se assemelhe a uma gota d'água, como forma de representar as situações de molhamento por gotejamento.

Sendo assim, utilizou-se das descrições dos padrões de gotas de água mencionados por Fraser (1999), desenvolveu-se um cilindro com 4,0 mm de diâmetro e altura de 0,79 mm, fornecendo um volume total de  $0,5 \text{ mm}^3$  ou 0,0005 ml, cujo material designado na composição foi de água destilada. A Figura 16, apresenta a superfície do sensor contendo as gotas modeladas, disseminadas ao longo desta.

**Figura 16 – Cilindros dispostos na superfície do sensor, simulando gotas d'água**

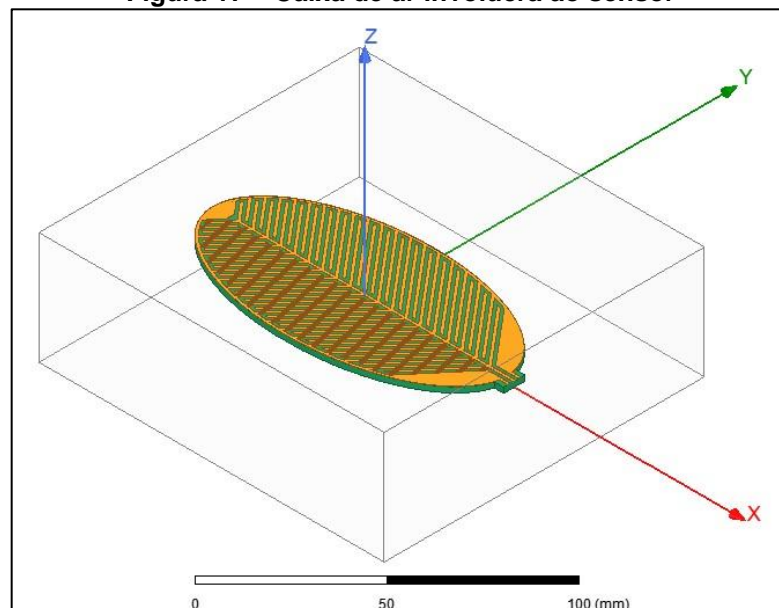


Fonte: Autor, 2021.

Por fim, para que ocorra sucesso nas simulações consecutivas, foi necessário englobar o modelo de interesse em uma caixa para representar o ambiente de inserção, já que, por conta das condições de contorno adotadas (espaço aberto), o *software* considera como propriedades materiais do meio o vácuo.

Quanto ao tamanho da caixa, ela deve ser suficiente para que os campos elétricos (estáticos) não interajam com objetos próximos. Adotou-se, portanto, após visualização isométrica da distribuição dos campos, as medidas 130x120x40 mm, e como material de composição da caixa o ar, equivalente com os aspectos reais de aplicação, como mostra a Figura 17.

**Figura 17 – Caixa de ar involucra ao sensor**



Fonte: Autor, 2021.

### 3.2.3 Parâmetros de simulação

As configurações adequadas dos parâmetros que envolvem a solução obtida pelas simulações do *software* empregado, por via de procedimentos numéricos, são de expressiva importância, a fim de garantir uma convergência adequada e uma margem de exatidão confiável para o modelo de interesse.

Sendo assim, configurou-se os seguintes parâmetros: malha computacional, as excitações dos campos na estrutura, condições de contorno e a frequência de simulação. Desta forma, foi possível aproximar o comportamento da estrutura obtido pelo *software* com os aspectos reais.

#### 3.2.3.1 Malha computacional

O conjunto de artifícios numéricos utilizados pelo *software* para solução do modelo, é conhecido como “método dos elementos finitos (MEF)”, no qual, uma estrutura é subdividida em muitas pequenas subseções chamadas de elementos finitos. Essas subseções possuem a forma de tetraedros, em que, um conjunto destes, constitui-se uma malha computacional de elementos finitos (ANSYS, 2017).

De acordo com a Ansoft Corporation (2005), no MEF, as convergências são encontradas primeiramente para os campos dentro dos tetraedros, em seguida, estes são interrelacionados para que, as equações de Maxwell sejam satisfeitas, produzindo uma única solução para todo o conjunto.

Levando em conta que o *software* permite a manipulação dos tetraedros, pode-se alterá-los de acordo com a resolução desejada. No entanto, deve-se ter precaução quanto a isto, pois tetraedros menores, embora que agreguem soluções mais precisas para o modelo em si, exigem recursos computacionais adequados. Desta forma, as alterações devem ser realizadas de maneira cautelosa, de modo que haja uma solução confiável dentro dos limites computacionais suportados.

Sendo assim, por meio de um processo automático disponibilizado pelo *software*, dimensionou-se as malhas computacionais, no qual, as dimensões dos tetraedros foram adaptadas conforme o nível de precisão selecionado para solução do modelo. Segundo Ansoft Corporation (2005), essa técnica possibilita a melhor configuração para a estrutura, com eficiência e economia de tempo.

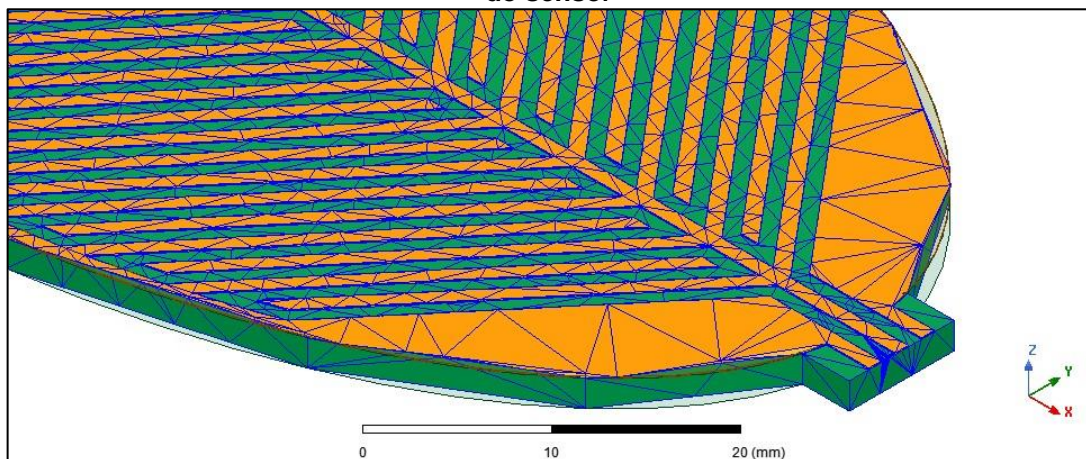
Desta forma, visando os recursos computacionais disponíveis, exibidos pelo Quadro 1, selecionou-se, dentre os níveis de baixa, média e alta resolução, o ultimo, para o refinamento das malhas do sensor, bem como dos demais componentes da simulação, como a caixa de ar. Como forma de avaliar e comparar a efetividade relacionada em cada nível, fez-se as Figuras 18 e 19, no qual, é exibido, para a estrutura do sensor, as aplicações dos níveis de baixa e alta resolução, respectivamente.

**Quadro 1 – Recursos computacionais utilizados nas simulações EMAG**

<b>Marca</b>	Lenovo
<b>Modelo</b>	81JQ0002BR
<b>Processador</b>	AMD Ryzen 7-2700u
<b>Memória RAM</b>	4GB

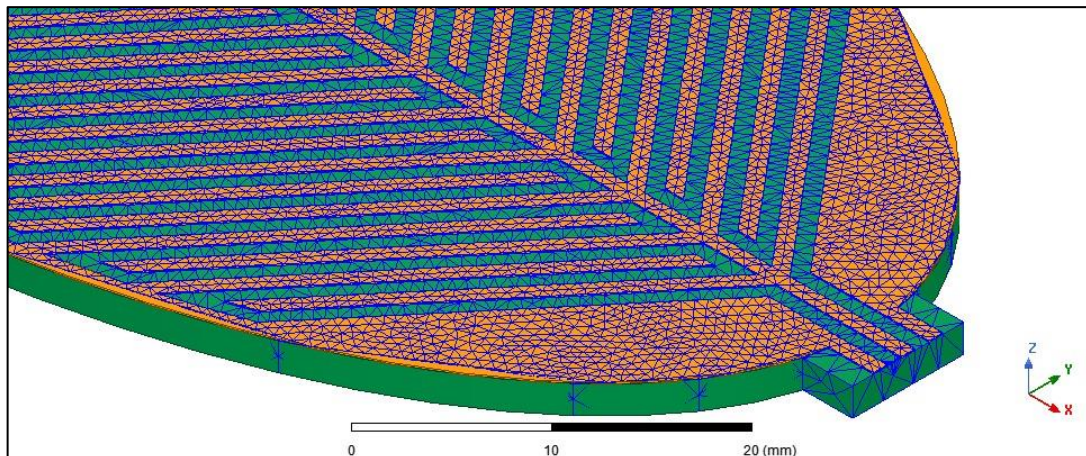
Fonte: Autor, 2021.

**Figura 18 – Aplicação do processo automático de refinamento de baixa resolução na estrutura do sensor**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 19 – Aplicação do processo automático de refinamento de alta resolução na estrutura do sensor**



Fonte: Autor, 2021.

Pode-se visualizar a malha computacional adquirida na estrutura do sensor pelo MEF, de acordo com a dimensão máxima definidas em cada tetraedro, como mostrado pela Tabela 2, adotadas para os condutores, o substrato e a caixa de ar, de acordo com o nível resolução. Em relação ao número de tetraedros, no nível de alta resolução, têm-se 96.352 gerados, consideravelmente menores do que os apresentados em baixa definição, contendo apenas 2.288.

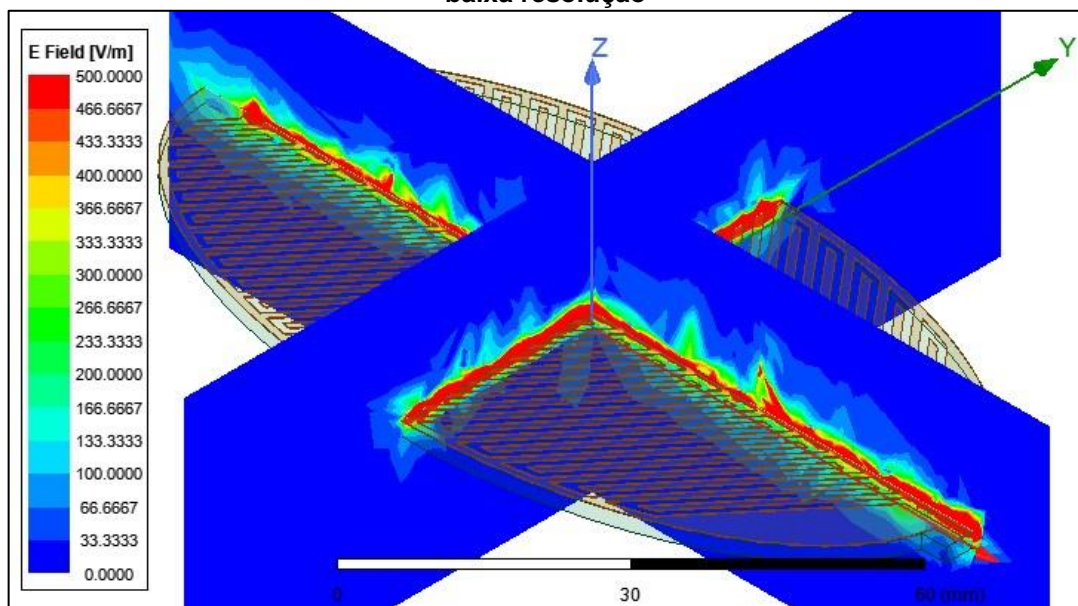
**Tabela 2 – Limites de dimensões adotadas para os tetraedros**

Estrutura	Nível de resolução	
	Alta	Baixa
Condutores	0,5 mm	5 mm
Substrato	2,0 mm	15mm
Caixa	15 mm	15mm

Fonte: Autor, 2021.

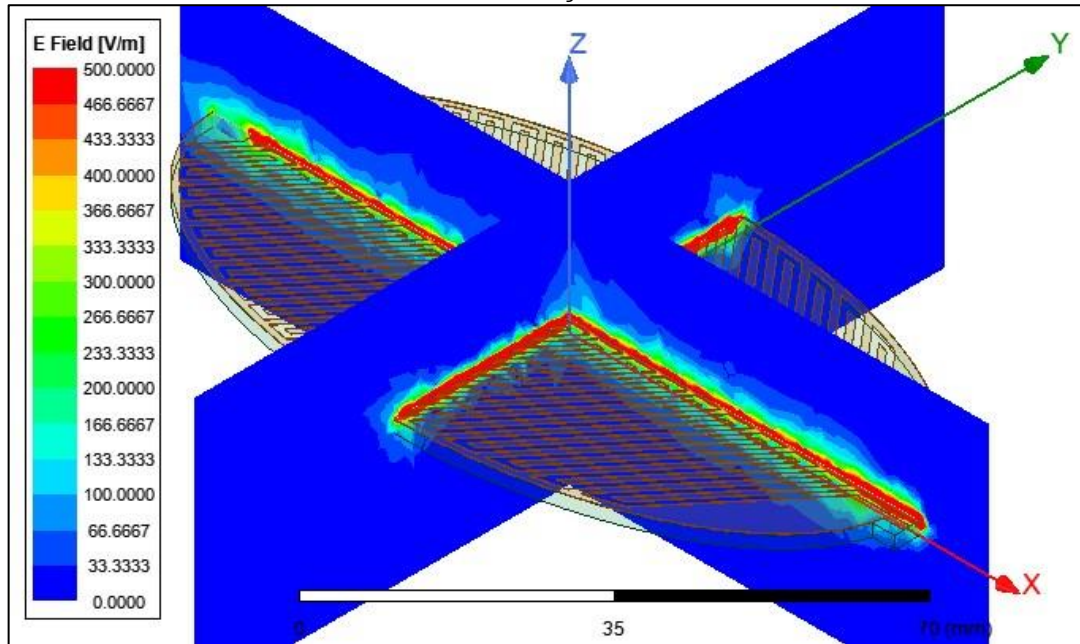
Quanto às consequências dos níveis de refinamentos no comportamento da estrutura, visto que, está relacionado com a precisão da solução concebida pelo *software*, gerou-se os campos elétricos em V/m, propagados nas resoluções exibidas pelas Figuras 18 e 19, apresentados nas Figuras 20 e 21, nesta ordem.

**Figura 20 – Comportamento do campo elétrico gerado pela estrutura com refinamento em baixa resolução**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 21 – Comportamento do campo elétrico gerado pela estrutura com refinamento em alta resolução**



Fonte: Autor, 2021.

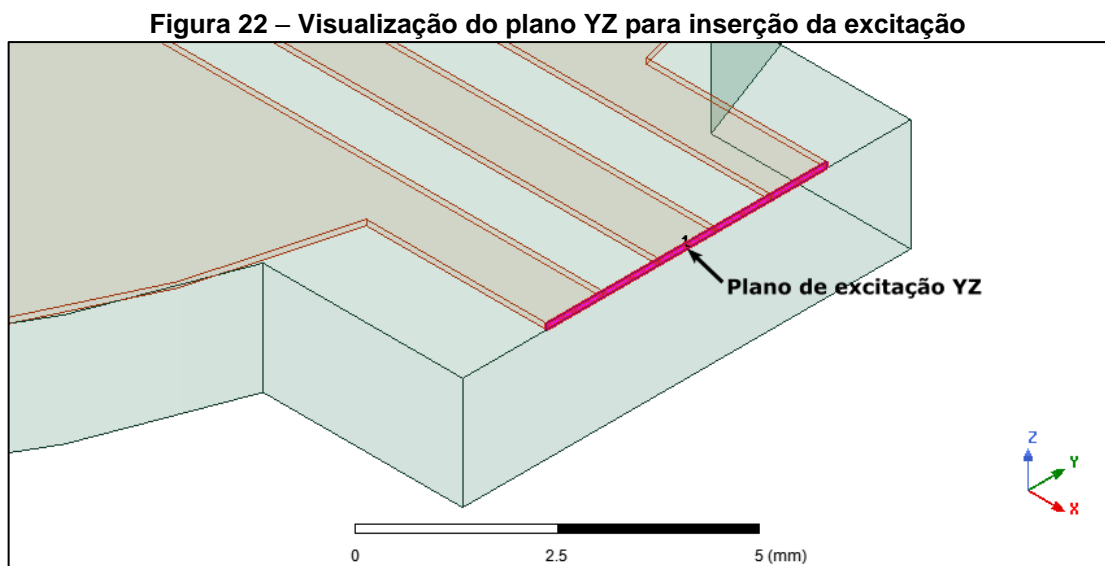
Comparando estas, nota-se que, em baixa resolução, os campos elétricos apresentam distribuições irregulares, do contrário ao apresentado em alta resolução, em que, têm-se maior uniformidade. Deste modo, infere-se que a malha computacional está definitivamente relacionada com a precisão do comportamento da estrutura. Portanto, selecionou-se a opção de alta resolução como padrão para realização das simulações consequentes.

### 3.2.3.2 Excitações e condições de contorno

Para convergência das simulações, precisou-se especificar o tipo de solução mais adequado para a estrutura do sensor. Em vista que o dispositivo proposto possui múltiplos eletrodos em sua superfície, selecionou-se a *Driven terminal*, indicada para problemas que incluem múltiplos condutores (ANSOFT CORPORATION, 2005).

Com o tipo de solução definido, inseriu-se uma excitação para propagação dos campos eletromagnéticos através dos condutores dispostos no sensor. Portanto, a excitação adotada foi a *Lumped port*, pelo fato desta ser comumente usada para calcular respostas em frequência de dispositivos.

Para aplicação da excitação, criou-se um plano YZ, perpendicular às faces dos condutores de entrada/saída, localizados na área retangular da estrutura, como mostrado pela Figura 22. Por conta deste último abranger três terminais, onde os dois externos são interligados, foi solicitado que haja um como referência, para que assim, se possa ter diferença de potencial, permitindo que os eletrodos atuem como capacitores entre si, isto posto, selecionou-se o terminal central como referencial.

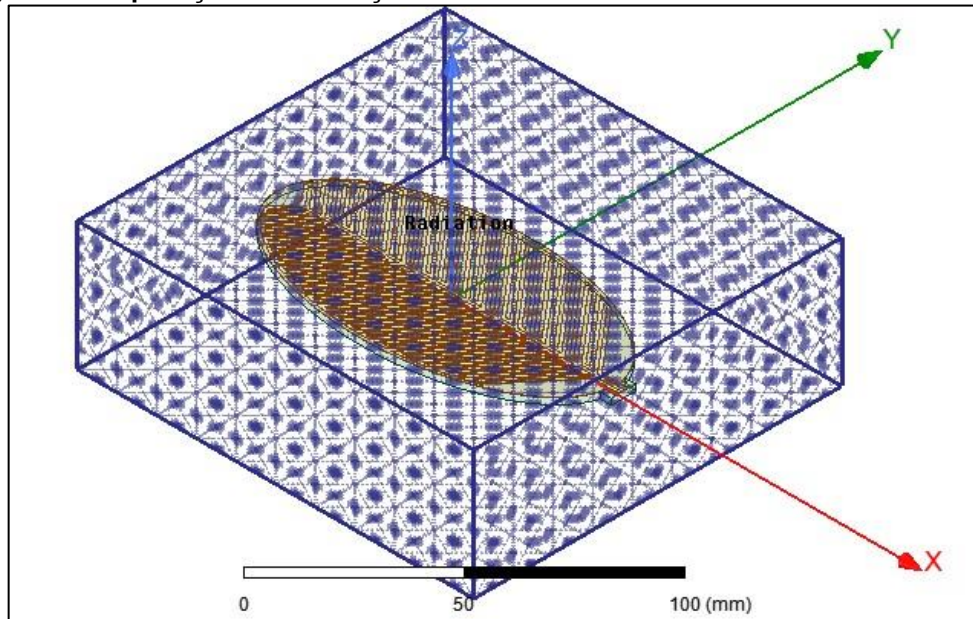


Fonte: Autor, 2021.

Como forma de limitar a propagação dos campos eletromagnéticos sobre o modelo, foram definidas as condições de contorno (*Boundaries*), sobre a caixa involucra ao sensor, como visto pela Figura 17. Para este processo, selecionou-se todas as faces da caixa e especificou-se, entre as opções dispostas das condições de contorno, como sendo *Radiation*. Com isso, as ondas eletromagnéticas são radiadas infinitamente para o espaço, tornando as simulações mais congruentes com os aspectos reais.

Pela Figura 23, é possível constatar a aparência da caixa externa ao sensor, após a aplicação das condições de contorno, especificadas sobre as faces dessas.

Figura 23 – Aplicação das condições de contorno sobre a caixa involucra ao sensor



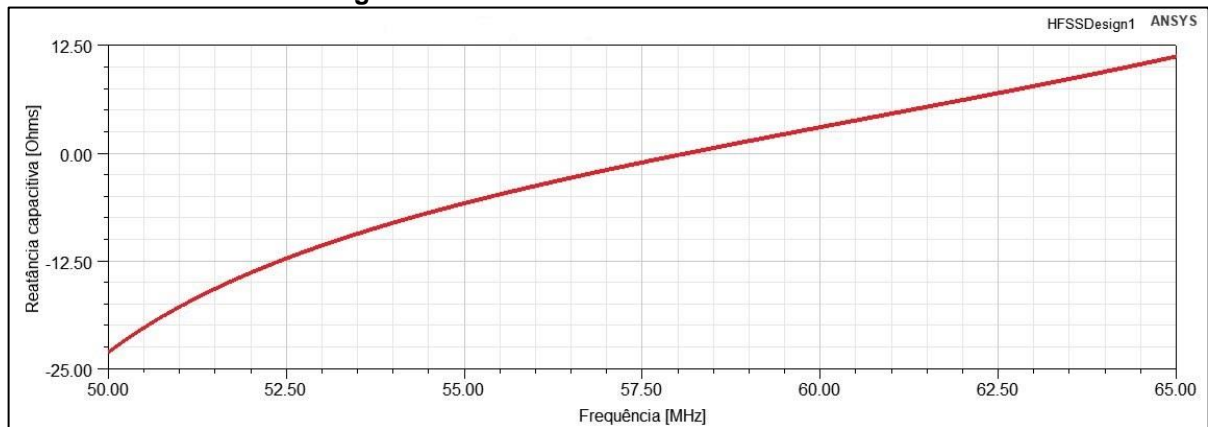
Fonte: Autor, 2021.

### 3.2.3.3 Frequência de simulação

Para a sequência das simulações, dado que o *software* utiliza de uma determinada frequência, ou faixa selecionada, para determinação das soluções, e levando-se em consideração que a variável de interesse é a capacitância, investigou-se os efeitos das frequências, em diferentes ordens, com o objetivo de aderir a mais adequada com os aspectos reais de aplicações.

Em faixas de altas frequências, na ordem de megahertz, deparou-se com a ocorrência do fenômeno de frequência auto ressonante, ou simplesmente SRF (*Self-Resonance Frequency*), em que, a reatância capacitiva se torna zero, devido às não-idealidades presentes em um capacitor. Deste modo, examinou-se o comportamento da reatância capacitiva relacionada ao surgimento da SRF, em função de uma determinada faixa de frequência, conforme exposto pela Figura 24.

**Figura 24 – Reatância sobre o efeito da SRF**



Fonte: Autor, 2021.

Pelo fato de a reatância capacitiva ser inversamente proporcional com a frequência, na medida em que a última se aproxima de zero, a primeira tende ao infinito, razão pela qual os capacitores bloqueiam a corrente contínua (BOWICK; BLYLER; AJLUNI, 2007).

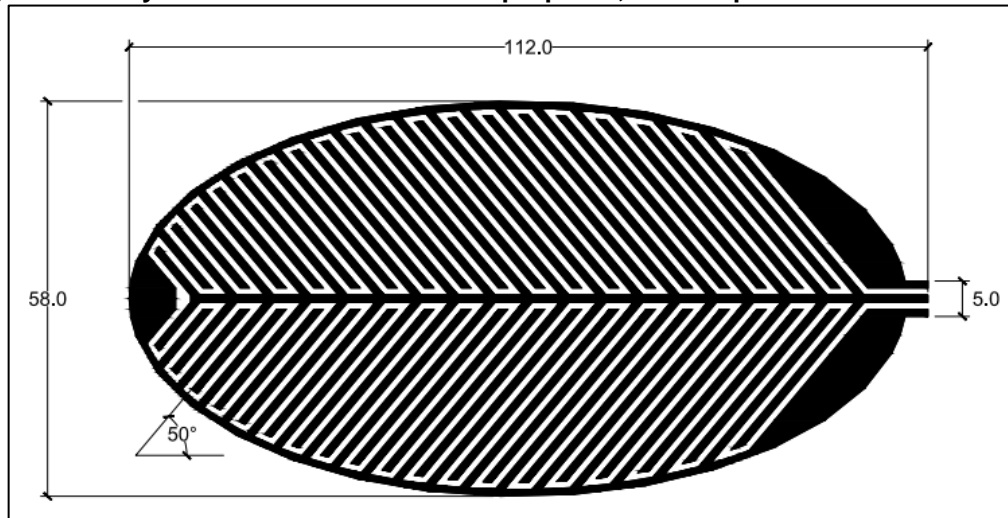
Evidencia-se que a reatância capacitiva se torna indutiva, ou igual a zero, em uma frequência de aproximadamente 57,5 MHz. No entanto, a razão pelo comportamento se deve, principalmente, ao fato da indutância em série presente nos condutores do sensor, que adquirem valores maiores proporcionalmente com o aumento da frequência (MAKDESSI; SARI; VENET, 2012).

Portanto, por conta de o circuito eletrônico empregado junto ao sensor operar na ordem de baixas frequências e também para evitar leituras indesejadas, causadas pela SRF, adotou-se 100 kHz na resolução das simulações do dispositivo. Além disso, possibilitou adquirir uma malha computacional menor, aumentando a eficiência de processamento na estrutura.

### 3.3 Desenvolvimento do sensor

Com o término das simulações EMAG, iniciou-se o processo de construção física do sensor proposto, através da utilização de uma PCI como base para disposição dos condutores. Diante disto, extraiu-se os parâmetros de dimensões contidos na estrutura do dispositivo, para elaboração de um *layout* de impressão, conforme exibido pela Figura 25.

**Figura 25 – Layout da estrutura do sensor proposto, com os parâmetros de dimensões**



Fonte: Autor, 2021.

### **3.4 Método de variação de frequência na determinação da DMF**

Por conta do sensor proposto utilizar da capacitância para determinação do tempo de molhamento foliar, ele está sujeito a adquirir capacitâncias parasitas, advindas dos condutores do sensor até a fonte de alimentação.

Portanto, o comprimento dos cabos de alimentação está diretamente relacionado com os efeitos parasitários gerados, ocasionando, durante as aplicações, em leituras imprecisas na saída do sensor. Sendo assim, como forma de reduzir a distância entre o sensor e a fonte de alimentação, utilizou-se de um circuito eletrônico, para que ocorra uma correlação da capacitância em frequência, reduzindo as capacitâncias parasitas.

O método de variação de frequência, proposto por Gao *et al.* (2018), apresenta uma técnica simples e eficaz na determinação do molhamento foliar. Neste método, um circuito oscilante RC, varia a frequência conforme a alteração da capacitância do sensor, tornando-se possível estimar a quantidade de água contida na superfície do sensor.

A seleção deste método, também contou com a contribuição de Protim Goswami; Montazer; Sarma (2019), por conta do sucesso adquirido em sensores capacitivos para detecção da DMF, além do baixo custo de fabricação dos componentes necessários para o desenvolvimento do circuito eletrônico.

### 3.4.1 O circuito eletrônico

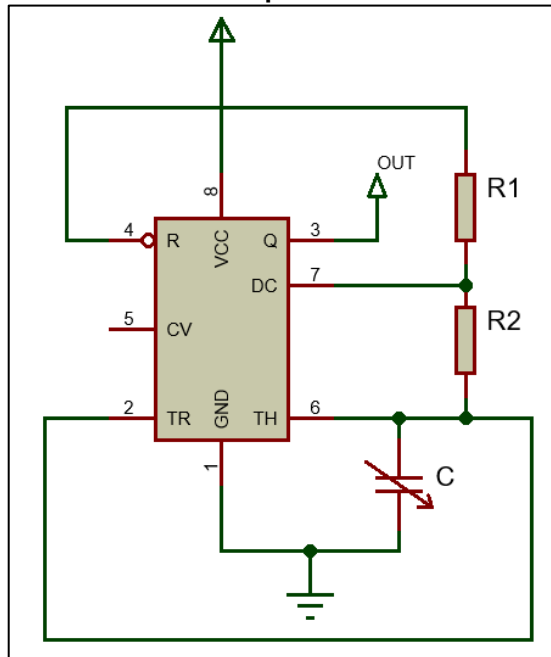
Atribuindo-se do método de variação de frequência, desenvolveu-se um circuito eletrônico RC por meio do circuito integrado (CI) NE555, ou simplesmente 555, cujo *Datasheet* está contido no Anexo B, que consiste em um temporizador que pode operar em três funções, que variam conforme a configuração empregada, sendo estas: astável, biestável e monoestável (BOHARE, 2019).

Na configuração monoestável, o temporizador funciona como um disparador em que, uma vez disparado, ele passa por uma mudança de estado, gerando um único pulso retangular, voltando depois de certo tempo ao estado inicial, até que haja um novo estímulo externo. Na biestável, têm-se dois estados estáveis, operando como um *flip-flop*, no qual, ocorre uma alternância apenas quando se ocorre um disparo no circuito (BRAGA, 2016).

Por último, em modo astável, em que não se têm um estado estável, alternando entre alto e baixo constantemente, sem que haja necessidade de um estímulo externo, ou seja, atuando como um oscilador, baseando-se na carga e descargas de um capacitor (JUNIOR, 2013).

Deste modo, dentre as configurações de atuação do temporizador, ao considerar que a capacitância não permanece constante, por conta da variação do molhamento na superfície do sensor, a configuração mais adequada, segundo Darji (2020), é em modo astável, apresentada pelo esquemático da Figura 26.

Figura 26 – Circuito temporizador em modo astável



Fonte: Autor, 2021.

O princípio de funcionamento desta configuração é determinado pelos valores dos componentes acoplados ao temporizador, que definem as características da forma de onda de saída deste. De forma geral, o resistor  $R_2$  vai estabelecer o tempo de carga e descarga do capacitor  $C$ , quanto que  $R_1$  influencia apenas na carga, ou seja, no tempo de permanência em estado alto na saída (BRAGA, 2016).

Sempre que a saída (Q) é alta, o terminal de descarga (DC) está desligado e, portanto, o capacitor começa a carregar através de  $R_1$  e  $R_2$  em série com direção à tensão de alimentação VCC. No momento em que a tensão do capacitor chega a dois terços de VCC, a saída é redefinida em estado baixo e descarrega este através de  $R_2$ . A descarga continua até que a tensão do capacitor alcance um terço da alimentação, neste instante, o comparador *Trigger* (TR) detecta a baixa tensão e altera o estado de saída novamente, interrompendo a descarga (EVEREST, 2000).

Deste modo, a saída é alta enquanto o capacitor está carregando e baixa durante o descarregamento, e o ciclo se repete continuamente, formando na saída uma série de pulsos retangulares (DARJI, 2020).

Levando em consideração que a capacitância é proporcionada pelo próprio sensor, resta determinar os valores das resistências  $R_1$  e  $R_2$ , que estão relacionadas com os ciclos de carga e descarga do capacitor. Com isso, é necessário que os

valores das resistências sejam suficientemente adequados para tornar o ciclo de carga harmonioso.

Com os conhecimentos dos valores dos componentes, é possível obter a frequência  $f$ , bem como, os tempos de saída para os estados alto  $T_h$  e baixo  $T_L$ , conforme mostrado pelas Equações 7, 8 e 9, respectivamente (BRAGA, 2016).

$$f = \frac{1,44}{C (R1 + 2R2) \ln(2)} \quad (7)$$

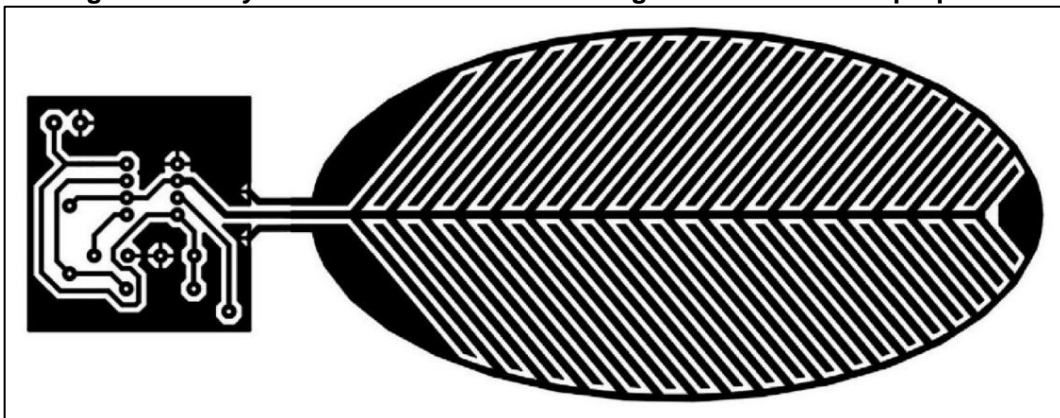
$$T_h = C (R1 + R2) 0,693 \quad (8)$$

$$T_L = C \cdot R2 \cdot 0,693 \quad (9)$$

### 3.4.2 Integração do circuito eletrônico ao sensor

Conforme o esquemático da Figura 26, elaborou-se um *layout*, mostrado pela Figura 27, em que, integrou-se este junto ao do sensor, reduzindo a distância entre os condutores de alimentação, para diminuir o efeito da capacitância parasita inerente.

**Figura 27 – Layout do circuito eletrônico integrado com o sensor proposto**



Fonte: Autor, 2021.

Com a integração do circuito eletrônico, têm-se também um sensor, já que, a variação do molhamento na área sensorial, que corresponde à estrutura foliar, está associada com a saída deste em frequência.

A partir da aquisição do *layout*, fez-se a impressão a laser deste, em papel fotográfico. Por conseguinte, a imagem foi transferida para a PCI de FR4 com o auxílio de uma chapa metálica, em temperatura de 120 °C, pressionando-a sobre o papel com a superfície cobreada da PCI.

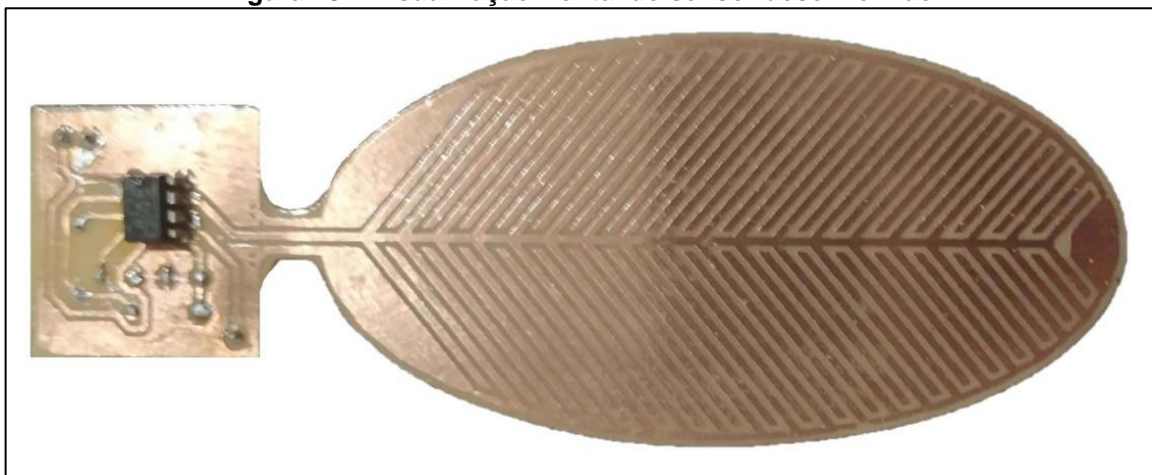
Para que haja maior chance de sucesso neste processo, fez-se o polimento e limpeza da superfície da PCI, com o uso de lã de aço para a remoção da oxidação do metal e de álcool líquido 70 °C para os demais resíduos presentes.

Após a transferência do *layout* para a PCI, ela foi submersa em um recipiente não metálico contendo Percloroeto de Ferro, um diluente químico corrosivo, em que, todo o cobre da placa, exceto aquele corresponde ao *layout* foi removido.

Com o término do processo, foi aplicado um isolante na superfície do sensor, com uma camada de verniz bi-componente, do tipo utilizado em automóveis, por meio de um pincel. De acordo com SILVA (2005), isso permite reproduzir um efeito similar à um capacitor com características próximas dos comercialmente vendidos, além de se tornar menos suscetível à corrosão.

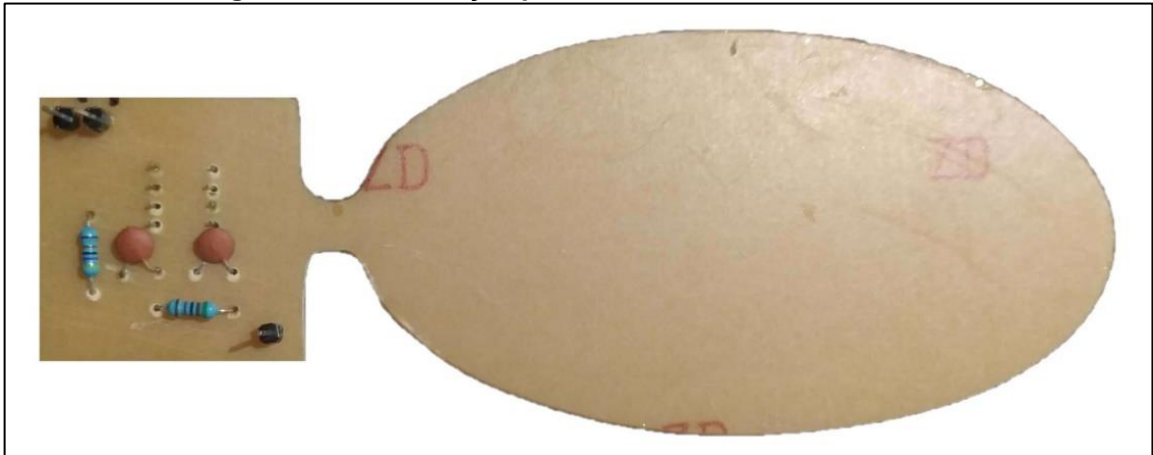
Desta forma, com o auxílio do multímetro Minipa Et-1002, conferiu-se a isolamento da camada sobre o sensor, cuja resistência medida foi na ordem de megaoohms, ou seja, adequada para os fins de isolamento. Assim, as Figuras 28 e 29, exibem a versão física do sensor desenvolvido em perspectivas frontal e posterior, respectivamente.

**Figura 28 – Visualização frontal do sensor desenvolvido**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 29 – Visualização posterior do sensor desenvolvido**



Fonte: Autor, 2021.

É importante ressaltar que o processo para obtenção física do dispositivo pode acarretar em divergência na resposta de saída, já que, por ser de produção manual, não se têm total equivalência dos parâmetros construtivos no desenvolvimento dos sensores, como uniformidade nas dimensões dos eletrodos e espessura da camada do isolante sobre a superfície.

Para ilustrar alguns dos erros construtivos do processo de fabricação, apresenta-se a Figura 30, que exhibe, de forma aproximada, parte da superfície sensorial do sensor, na qual, evidencia-se distorções nos condutores.

**Figura 30 – Visualização aproximada nos eletrodos do sensor desenvolvido**



Fonte: Autor, 2021.

Diante disto, para obter maior confiabilidade e avaliar a variação das medições durante as aplicações de monitoramento do sensor, foram confeccionados três dispositivos que permaneceram em condições equivalentes de molhamento.

### **3.5 Custo de produção**

Para o desenvolvimento do dispositivo proposto foi necessário uma série de materiais para compor sua estrutura física, que consiste na integração de um sensor capacitivo com um circuito eletrônico. Sendo assim, fez-se o uso dos seguintes itens para elaboração de uma unidade:

- a) 2x Capacitores de cerâmica de 0,1  $\mu\text{F}$ ;
- b) 1x PCI de FR4 de 10x20 cm, com uma única face cobreada;
- c) 1x Resistores de 56 k $\Omega$  e 470 k $\Omega$  (1/4W), com tolerância de 1%.

Em relação ao custo para aquisição dos componentes, utilizando-se como referência um comércio local, a PROESI, obteve-se um gasto total de R\$ 9,00, e considerando um percentual de erro de aproximadamente 20%.

No entanto deve-se levar em consideração que foi necessário a aplicação da camada de verniz bicomponente sobre o sensor, bem como de demais itens e instrumentos para confecção, como o percloroeto de ferro, responsável pela oxidação da PCI.

Ressalta-se que durante o período correspondente ao desenvolvimento do sensor, contexto de pandemia, por conta da proliferação do vírus COVID-19 (SARS-CoV-2), a utilização de equipamentos e utensílios de maior precisão tornou-se restrita, portanto, foi preciso adaptá-los por similares de qualidades inferiores para a realização de ensaios.

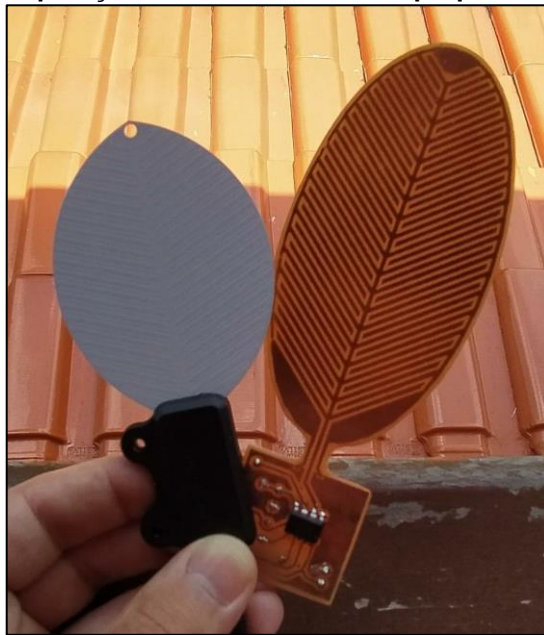
### **3.6 Método de referência para comparação dos resultados**

Como forma de verificar se o comportamento do sensor proposto é adequado para a detecção da DMF, foi de suma importância a aplicação de um método de referência para comparação dos resultados adquiridos. Com isto em vista,

fez-se o uso de um sensor comercial durante as aplicações de monitoramento dos dispositivos.

O sensor comercial adotado foi o PHYTOS 31, o mesmo em que se inspirou para aplicação dos padrões de alojamento dos condutores (*Fishbone*), e apresenta-se como referência para determinação da DMF, capaz de detectar quantidades pequenas de água com alto nível de resolução (METER, 2019). A Figura 31, exibe uma comparação física entre os dispositivos.

**Figura 31 – Comparação física entre o sensor proposto e o PHYTOS 31**



Fonte: Autor, 2021.

Em relação as características do PHYTOS 31, da mesma forma que o sensor proposto, se utiliza do método capacitivo para detecção da DMF, a qual, depende da constante dielétrica contida na área sensorial. O dispositivo emite um sinal de milivolts, proporcional ao dielétrico da zona de medição e, portanto, de acordo com a quantidade de água contida na superfície, permite realizar medições em curtos períodos de tempo (10ms) e com baixo consumo de energia (METER, 2019).

Haja vista que a maioria das aplicações de molhamento foliar requer apenas a indicação da presença de água na superfície da folha, e não da quantidade, para fazer essa determinação um limite de saída do sensor correspondente ao estado de molhamento mínimo deve ser identificado. Esse estado varia conforme a tensão aplicada e o instrumento de medição, cuja saída resultante é dada em forma de

contagens. Um PHYTOS 31 seco, produz aproximadamente 435 contagens brutas quando lido pelo *Data Logger* METER, por exemplo (METER, 2019).

No processo de comparação entre os comportamentos do sensor comercial com o proposto na detecção da DMF, são necessárias condições equivalentes durante as aplicações, para que se possa obter concordância em relação à ocorrência de eventos de molhamento e de variações da temperatura. Deste modo, tornando-se possível avaliar a adequação do dispositivo desenvolvido para os fins de aplicação.

Tendo em vista que a faixa de resposta de saída do PHYTOS 31 varia conforme o método de medição e a tensão de alimentação, realizou-se ensaios de gotejamento, através de um gotímetro, com o intuito de verificar a exatidão na detecção do molhamento.

No entanto, foi visto que a aquisição de dados por gotejamento não proporcionou resultados suficientes para caracterização do comportamento do dispositivo. Diante disto, alterou-se a instrumentação empregada para um borrifador, como forma de proporcionar variações em menores quantidades de água na superfície.

Sendo assim, posicionou-se o borrifador estrategicamente a 0,5 m de altura e 1 m de distância entre a válvula dispersão de água e a superfície do sensor, de modo que, fornecesse variações nas contagens de saída do dispositivo em uma unidade entre borrifadas consecutivas, verificando a resposta para cada uma destas, até que não houvesse mais alterações entre as medições.

A Figura 32 exibe a superfície do PHYTOS 31 no decorrer dos ensaios para 25, 75 e 125 borrifadas, respectivamente, em que se observa o desenvolvimento das formações de pequenas gotículas de água.

**Figura 32 – Quantidade de água na superfície do PHYTOS 31 para 25, 75 e 125 borrifadas**



Fonte: Autor, 2021.

### 3.7 O sistema de aquisição de dados

Haja vista que as aplicações de monitoramento dos sensores se dão em localizações remotas, assim como se espera no manejo de hortaliças, é necessário que haja um sistema responsável pelo fornecimento de energia e registro das leituras destes dispositivos. Deste modo, desenvolveu-se um sistema de aquisição de dados, cuja função é semelhante a um *Data Logger*, dispositivo eletrônico que registra os dados de um determinado instrumento ao longo do tempo.

Para elaboração do sistema, fez-se o uso da plataforma de prototipagem eletrônica Arduíno UNO, que contém um núcleo de processador, memória e periféricos programáveis de entrada e saída, no microcontrolador ATMEGA328 embutido em sua placa. Sendo assim, por meio de um código de programação, foi possível executar funções que permitem efetuar a leitura dos dados de saída dos sensores de interesse.

Com o objetivo de relacionar os dados obtidos pelos sensores com o horário da medição, durante as aplicações de monitoramento externas, e armazenando-os em um cartão de memória, fez-se o uso do módulo de expansão *Data Logger Shield*, o qual, em atuação conjunta com o Arduíno, permite a integração destas funcionalidades.

De forma geral, em um *Data Logger Shield* têm-se um *slot* de cartão de memória para o armazenamento das leituras de um dado dispositivo, e um CI DS1307, também conhecido como RTC (*Real Time Clock*, ou Relógio de Tempo Real), responsável pela aquisição do horário das medições, extraído do ambiente computacional no momento de inserção do código de programação. Em relação à alimentação do RTC, ela ocorre através de bateria do tipo CR1220, de 3 V.

A partir do uso do módulo de expansão, fez-se o código de programação contido no Apêndice A, que efetua a leitura dos sensores empregados nas aplicações de detecção da DMF, armazenando as informações no cartão de memória em formato de texto (.txt). Deste modo, com o término do período de monitoramento, pode-se ejetar o cartão e, em um ambiente computacional, verificar os dados.

Para a alimentação do Arduíno, usou-se uma fonte externa, que consistiu em um suporte de baterias formado por seis pilhas AA de 1,5 V, dispostas em série, fornecendo, um total de 9 V em plena carga. Quanto à alimentação dos sensores,

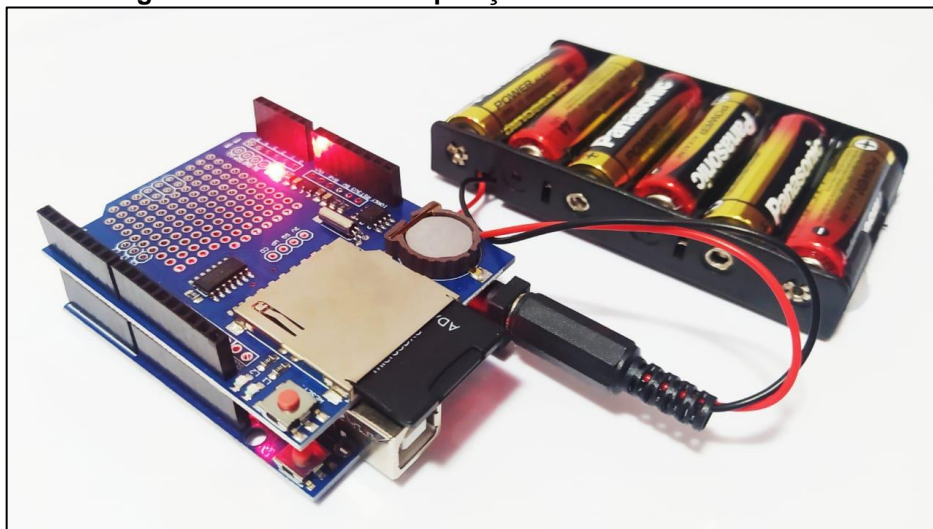
ocorreu através do microcontrolador, pela saída de 5 V, suficiente para atender as especificações de carga de cada um desses.

Tendo isto em vista, com a finalidade de reduzir o consumo de energia e prolongar o tempo de atuação nas aplicações, definiu-se, por meio do código empregado, um ciclo de desempenho, no qual, em curtos intervalos (1s), o microcontrolador entra em atuação, realizando a leitura dos sensores, e em seguida, desativa a maior parte dos recursos internos, permanecendo neste estado, até que, com o término de um período pré-definido para a próxima medição, retorne e o sistema entre em atuação novamente.

De forma geral, a leitura dos sensores é efetuada pelas entradas digitais do Arduíno, no qual, podem assumir dois estados de saída, *HIGH* e *LOW*, ou seja, zero ou 5 V, com exceção dos sensores PHYTOS 31 e DS18B20, sendo o último empregado para medir temperatura, que utilizam das analógicas, possibilitando assumir infinitos valores dentro de uma determinada faixa. Ressalta-se que a técnica utilizada para quantificar um sinal analógico em digital é a conversão analógica digital (ADC), que possui 10 *bits* de resolução.

Com isso, o sistema de aquisição de dados é composto, basicamente, por: uma placa microcontroladora, um módulo de expansão *Data Logger Shield* e um suporte de baterias de pilhas AA. A Figura 33, apresenta o sistema desenvolvido, em que, exibe o módulo de expansão acoplado com o Arduíno, alimentados pelo suporte de baterias.

**Figura 33 – Sistema de aquisição de dados desenvolvido**



Fonte: Autor, 2021.

### 3.8 O sensor de temperatura DS18B20

Levando em consideração que a temperatura pode influenciar no comportamento do sensor desenvolvido (Protim Goswami; Montazer; Sarma, 2019), foi de suma importância realizar a coleta desta grandeza durante as aplicações de monitoramento.

Desta forma, para investigar os efeitos da temperatura na resposta do sensor proposto, foi utilizado o sensor DS18B20, como mostrado pela Figura 34, que conforme o *Datasheet*, apresentado no Anexo A, é possível realizar medições com precisões que variam de mais ou menos 0,5 °C, através de uma única conexão de dados e por conta de ser à prova d'água, pode-se inseri-lo em condições de molhamento, fator que contribuiu para seleção deste.

**Figura 34 – Sensor de temperatura DS18B20**



Fonte: Autor, 2021.

Além disso, realizou-se ensaios para verificar as repostas de saída dos sensores para uma ampla faixa de temperatura, respeitando os limiares de operação dos componentes eletrônicos.

Ressalta-se que para realização dos ensaios dos sensores foi necessário alterar o código de programação do Apêndice A, empregado pelo sistema de aquisição de dados, no qual reduziu-se o intervalo das medições para 5s, aproximadamente, de forma a obter um número maior de dados.

Deste modo, para atingir temperaturas maiores, utilizou-se uma caixa de papel-cartão com dimensões suficientes para acomodar os dispositivos, em seguida, inseriu-se uma fonte de calor, até atingir uma máxima de 59,44 °C. Feito isto, iniciou-se a coleta de dados dos sensores, até atingir a temperatura ambiente de 25,42 °C.

Por conta da possibilidade de aplicação dos sensores em regiões cuja temperatura pode atingir escalas negativas, avaliou-se o desempenho dos sensores em condições de baixa temperatura. Sendo assim, inseriu-se os sensores em um *freezer*, onde permaneceram até que não houvesse mais variações da temperatura, que ocorreu em -11,75 °C.

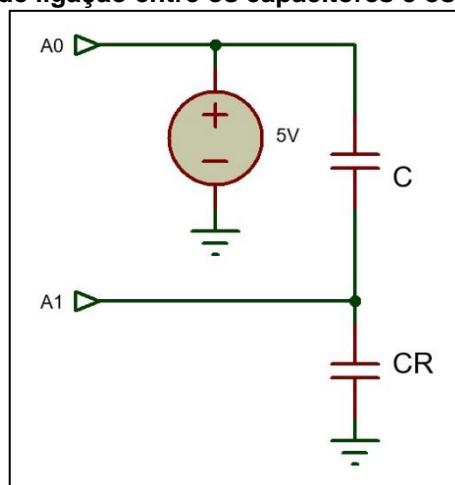
Com o término dos ensaios de temperatura, obteve-se uma faixa de temperatura de 71,19 °C, que varia de -11,75 a 59,44 °C, no qual, pode-se relacionar com os dados de medições dos sensores.

### 3.9 Capacímetro

Para medir a capacitância de saída do sensor proposto, utilizou-se novamente uma plataforma de desenvolvimento microcontroladora, que através de um capacitor de referência e do código de programação, contido no Apêndice B, possibilitou desempenhar a função de capacímetro.

O princípio de funcionamento deste conjunto se baseia no circuito exibido pela Figura 35, em que,  $C$  e  $C_R$  representam o capacitor a ser medido e o de referência, respectivamente, conectados pelas entradas analógicas  $A_0$  e  $A_1$  do microcontrolador.

Figura 35 – Esquemático de ligação entre os capacitores e os pinos do microcontrolador



Fonte: Autor, 2021.

Considerando os capacitores descarregadores e  $A_0$  com tensão nula, uma diferença de potencial de 5 V é aplicada nesta última, dando sequência ao processo de carga de  $C_R$ , no qual, é mensurada por  $A_1$  através da função de leitura analógica, utilizando um divisor de tensão proporcional à relação de  $C_R$  dividido pelo somatória das capacitâncias, conforme mostrado pela equação (10).

$$V_{A1} = \frac{V_{A0} C_R}{C + C_R} \quad (10)$$

Onde:

$V_{A0}$  = Tensão na entrada analógica  $A_0$ ;

$V_{A1}$  = Tensão na entrada analógica  $A_1$ .

Deste modo, como a tensão em  $A_0$  e  $A_1$  são conhecidas, bem como, o valor de  $C_R$ , é possível obter a capacitância pela relação apresentada. Quanto ao capacitor de referência, utilizou-se da capacitância parasita presente internamente no Arduíno, no entanto, foi necessário um processo de calibração.

Portanto, fez-se o uso de um capacitor cerâmico comercial de 100 pF, para que, através deste, o valor parasitário, inicialmente desconhecido, pudesse ser ajustado, de modo que a saída do Arduíno seja capaz de fornecer o valor de capacitância de referência.

Por fim, como forma de averiguar a confiabilidade do método, mensurou-se capacitores para diferentes valores de capacitância, de tolerâncias de  $\pm 10\%$ , sendo os resultados apresentados na Tabela 3, evidenciando uma exatidão menor do que 5% em todos os casos, ou seja, atestando a precisão deste método para a dada finalidade.

**Tabela 3 - Comparação entre a capacitância real com a estimada pelo Arduíno**

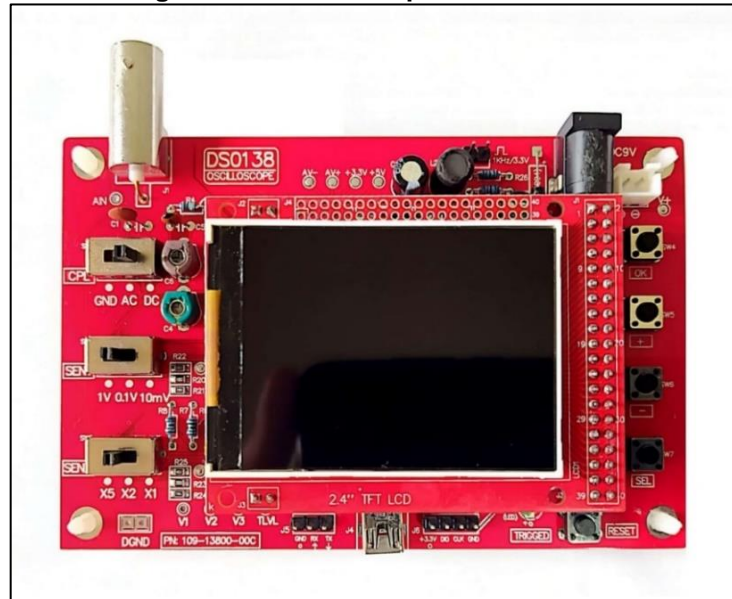
Capacitância [pF]		Erro (%)
Real	Arduíno	
22,0	22,97	4,2229
47,0	48,45	2,99278
101,0	101,96	0,94155

Fonte: Autor, 2021.

### 3.10 Forma de onda na saída do sensor

Com o objetivo de analisar a forma de onda advinda da saída do circuito eletrônico do sensor, em condições de molhamento distintas, fez-se o uso do osciloscópio DSO138 Mini, conforme exibido pela Figura 36.

Figura 36 – Osciloscópio DSO138 Mini



Fonte: Autor, 2021.

A resposta de saída do sensor foi verificada através da análise dos resultados provenientes das condições de molhamento da superfície do dispositivo. Neste processo inseriu-se manualmente gotículas de água, com o auxílio de um conta gotas, até que preenchesse em maior parte a área do sensor, com isso, foi possível comparar a variação dos parâmetros de saída para uma superfície molhada e seca, conforme exibido pela Figura 37.

**Figura 37 – Superfície do sensor desenvolvido molhada e seca, respectivamente**



Fonte: Autor, 2021.

### **3.11 Monitoramento dos dispositivos**

Com o objetivo de verificar a integridade dos dados dos dispositivos, para detecção da DMF, bem como dos efeitos causados nesses pela temperatura, os sensores foram dispostos em áreas externas, sendo sujeitos às condições de molhamento próximas das folhagens de hortaliças da região de aplicação.

No que diz respeito a localização adotada no monitoramento dos sensores, ocorreu no município de Itapema, estado de Santa Catarina (SC), em uma região que se predomina o cultivo doméstico de Couve manteiga (*Brassica oleracea*), ou também conhecida como couve folha, por conta da semelhança entre as superfícies da folhagem com a dos sensores, conforme exibido pela Figura 38.

**Figura 38 – Comparação entre as dimensões do sensor desenvolvido e do PHYTOS 31 com a folhagem da couve de folhas**



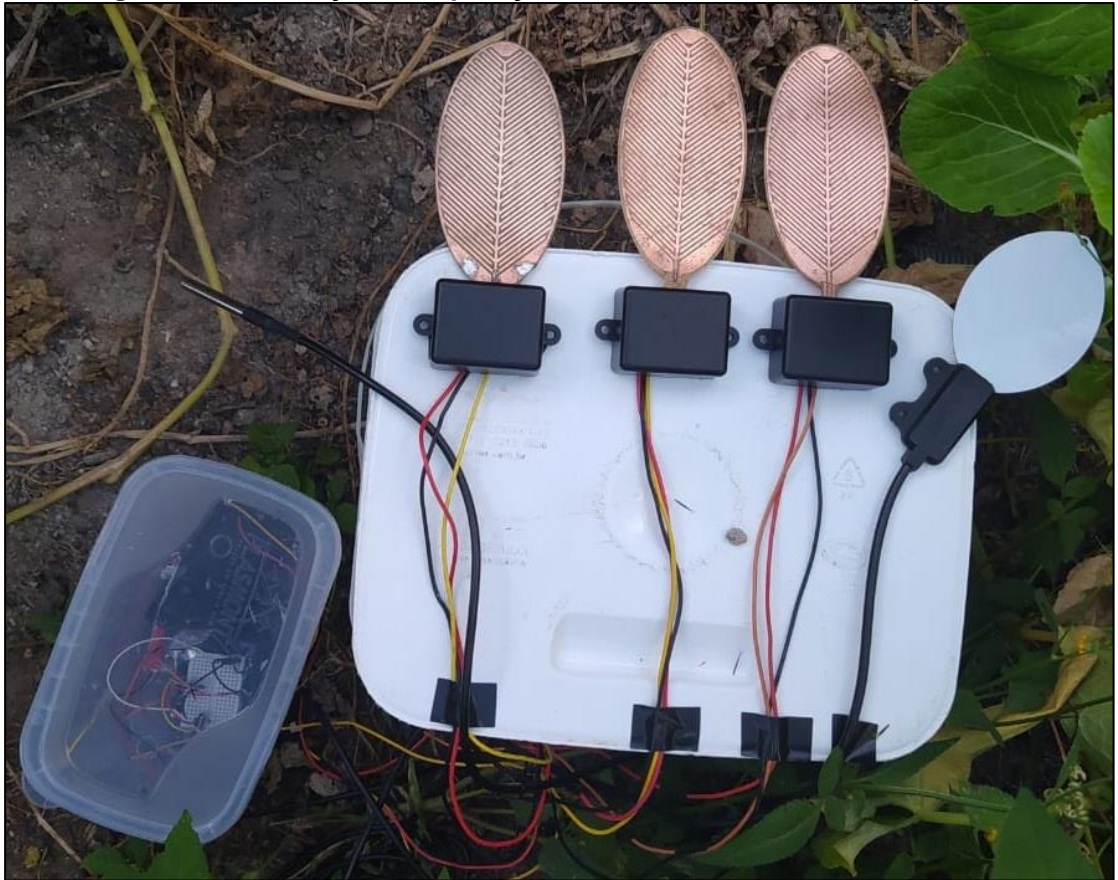
Fonte: Autor, 2021.

Pelo fato dos dispositivos estarem sujeitos a fatores ambientais, como ventos e chuvas, para que estes se mantivessem estáveis, fixou-os em uma superfície plana com adesivo termoplástico. Em seguida, deu-se início ao monitoramento, com a execução do código de programação do Apêndice A, que ocorreu no momento da conexão do conjunto de baterias com o sistema de aquisição de dados.

Os dados de medições dos dispositivos foram programados para serem coletados em intervalos de aproximadamente 10 minutos, ocorrendo entre os dias 23/01/2021 e 25/01/2021, com início às 00:04:00h. Deste modo, totalizaram-se 425 medições com término do monitoramento.

Por fim, a Figura 39, exibe os sensores durante os ensaios de monitoramento, onde, pode-se observar que eles foram mantidos próximos, para proporcionar correlação entre os dados de molhamento. Também é visto que o sistema de aquisição de dados foi disposto em um recipiente fechado, para proteção contra a umidade, por conta da circuitaria exposta.

**Figura 39 – Realização das aplicações de monitoramento nos dispositivos**



Fonte: Autor, 2021.

## 4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

### 4.1 Simulações eletromagnéticas

Por intermédio das simulações EMAG, foi possível verificar a efetividade do padrão *Fishbone*, adotado no alojamento dos eletrodos da estrutura do sensor. Para isso, averiguou-se se a capacitância de saída desse, em condições de gotejamento, foi suficiente para satisfazer as aplicações de molhamento foliar.

Além disso, para aferir o comportamento capacitivo, fez-se a análise da distribuição do campo elétrico, para que, em diferentes planos de perspectivas, fosse possível verificar a distribuição do campo na presença do gotas de água.

#### 4.1.1 Análise do refinamento de malha na capacitância gerada

Levando em consideração que a malha computacional adotada para realização das simulações EMAG pode ser aperfeiçoada, para que seja possível adquirir uma distribuição de campo eletromagnético mais uniforme na estrutura do sensor, através da redução das dimensões dos tetraedros, constatou-se o impacto na alteração desses parâmetros na capacitância.

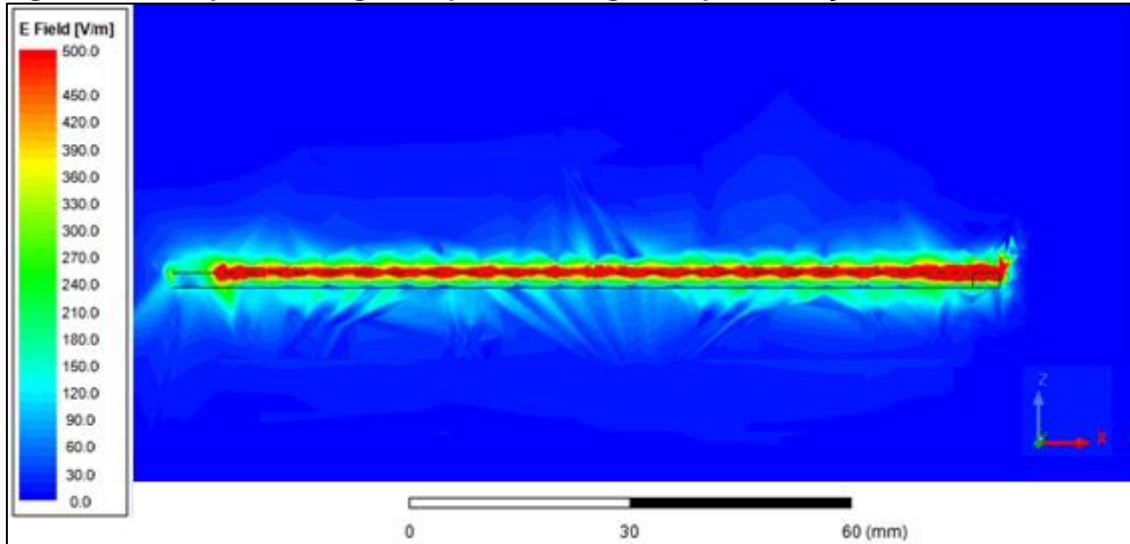
Haja vista que o aumento da quantidade de tetraedros, em uma malha computacional, está diretamente relacionado com os recursos computacionais disponíveis, como forma de obter melhor aproveitamento desses, utilizou-se de mais uma caixa de ar, no interior da primeira, porém em escala reduzida e com maior refinamento de malha, de modo que permaneça próxima da região de maior intensidade de campo para a faixa de variação adotada. Com isso, têm-se uma distribuição de campo mais próxima dos aspectos reais, reduzindo os tetraedros gerados na estrutura nas regiões de menor relevância.

Sendo assim, fez-se simulações, em que comparou-se a capacitância do sensor de acordo com os parâmetros de malha computacional selecionados, conforme descrito na seção 3.2.3, com aplicação de um refinamento maior nas regiões de maior intensidade dos campos elétricos, pela técnica de inserção de uma caixa de ar menor.

Desta forma, fez-se as Figura 40 e 41, que representam a distribuição do campo elétrico sobre o plano de perspectiva XZ do sensor, gerado nas condições de

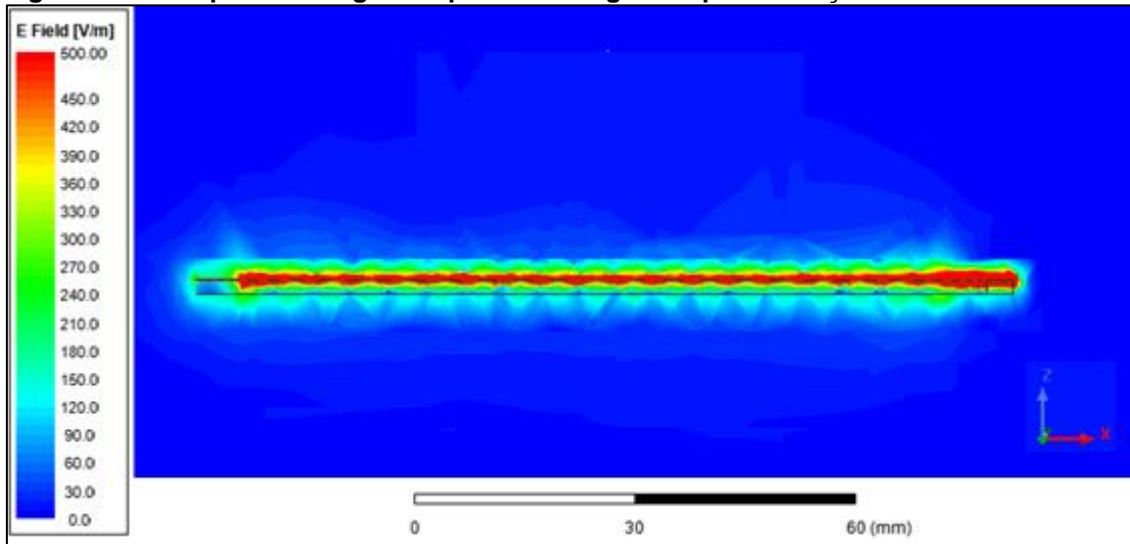
uma única caixa externa de 130x120x40 mm e pela inserção de mais interna a essa, de 85x45x2 mm, respectivamente, cuja as dimensões e os parâmetros de refinamento dos tetraedros que formam a malha computacional estão situados na Tabela 4.

**Figura 40 – Campo elétrico gerado pelo sensor gerado pela inserção de duas caixas de ar**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 41 – Campo elétrico gerado pelo sensor gerado pela inserção de duas caixas de ar**



Fonte: Autor, 2021.

**Tabela 4 – Dimensão dos tetraedros das estruturas utilizadas para simulação do sensor**

<b>Estrutura</b>	<b>Dimensões</b>
Caixa Externa	15 mm
Caixa Interna	5 mm
Condutores	1 mm
Substrato	5 mm

Fonte: Autor, 2021.

Nota-se que, com a técnica de inserção de uma caixa de ar interna, é visto uma distribuição do campo elétrico mais uniforme, conforme esperado, já que têm-se uma concentração maior de tetraedros formados na região de maior intensidade de campo, no entanto, o tempo de simulação foi de aproximadamente 40 minutos, consideravelmente maior em comparação com o caso de apenas uma caixa involucra ao sensor, que foi em torno de 15 minutos.

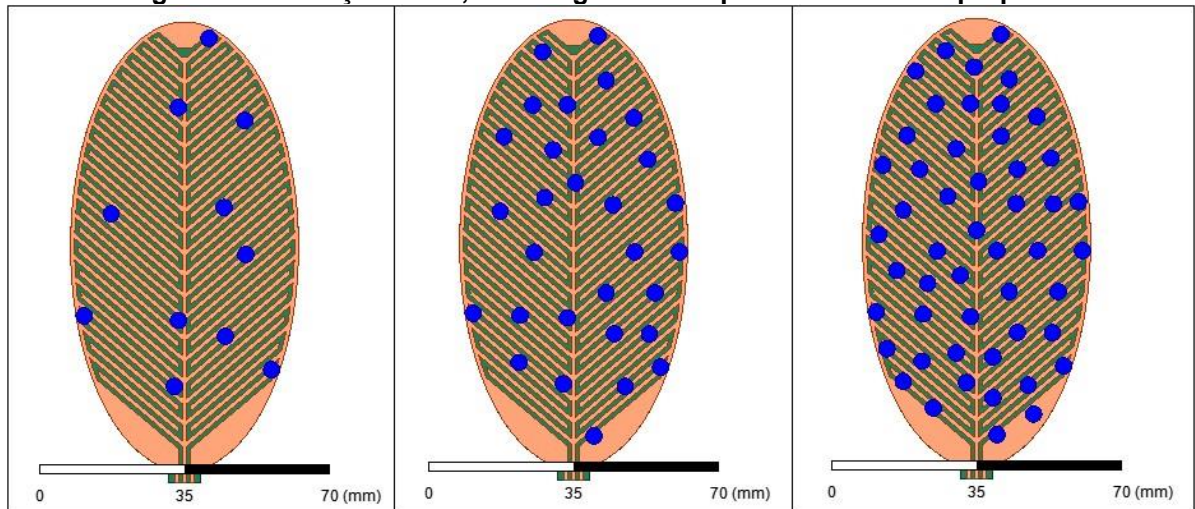
Quanto a capacitância gerada, obteve-se para o primeiro e segundo caso, 62,42 pF e 62,85 pF, nesta ordem, demonstrando proximidade entre os resultados, com uma variação menor que 1%. Portanto, para fins de simulação neste trabalho, deu-se continuidade com a simulação de uma única caixa para efeitos de maior agilidade.

#### 4.1.2 Comportamento capacitivo por gotejamento

Com o intuito de verificar o comportamento da capacitância do sensor, próximo às condições de aplicações, fez-se simulações, pelo *software* ANSYS Eletronics, a fim de obter sua atuação em condições de gotejamento. Para isso, inseriu-se manualmente na superfície do dispositivo, gotas de água representadas pelas estruturas cilíndricas de  $0,5 \text{ mm}^3$ , gradativamente até que, atingiu-se um total de 50 gotas, valor no qual, considerou-se suficiente para aquisição dos dados.

Quanto a forma de alocação das gotas sobre a superfície, ocorreu de forma diligente, buscando preencher maior parte da superfície do sensor. A Figura 42 exhibe o decorrer do processo, representando a inserção de: 10, 30 e 50 gotículas, respectivamente.

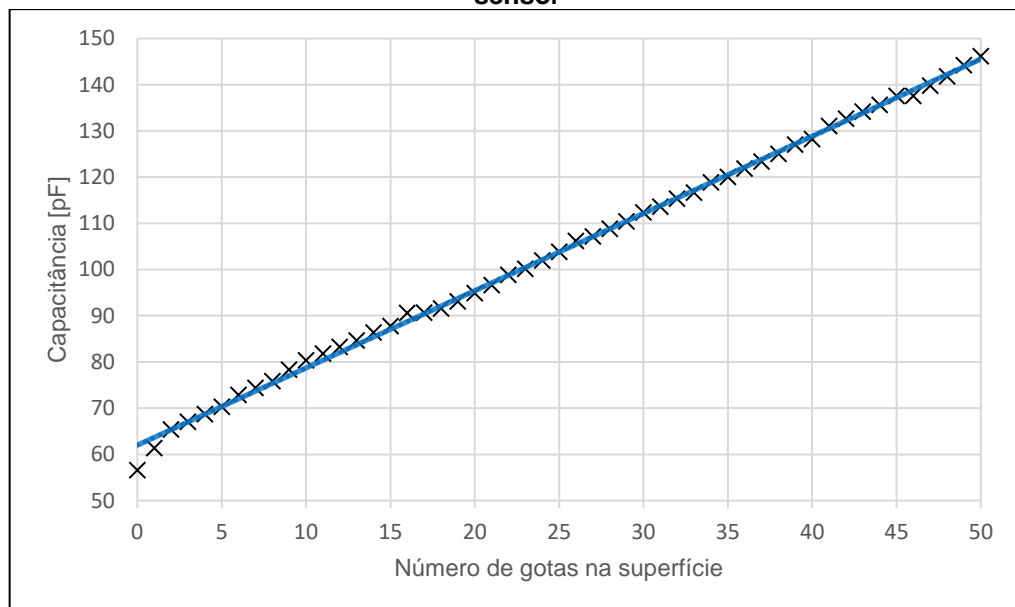
**Figura 42 – Inserção de 10, 30 e 50 gotas na superfície do sensor proposto**



Fonte: Autor, 2021.

Desta forma, para adquirir o comportamento do sensor durante o gotejamento, obteve-se a capacitância gerada por este para cada inserção, com isso, fez-se o Gráfico 1, que apresenta a relação entre capacitância, em picofarad (pF), e quantidade de gotas.

**Gráfico 1 – Relação entre a capacitância gerada pela quantidade de gotas sobre a superfície do sensor**



Fonte: Autor, 2021.

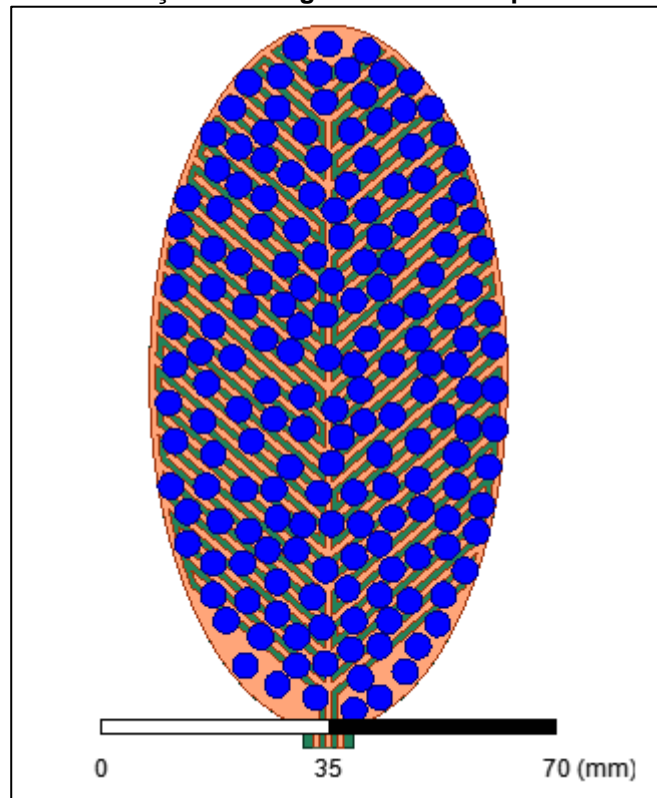
Verifica-se que o comportamento apresentado pelo sensor foi próximo ao linear, constatado pela linha de tendência das amostras, em que, têm-se um coeficiente de determinação ( $R^2$ ) de 99,82%, aproximadamente unitário, indicando que os dados estão próximos à linha de regressão ajustada.

Utilizando-se de recursos estatísticos obteve-se a média aritmética da variação da capacitância, por cada gota inserida, resultando em, aproximadamente, 1,73 pF, com um desvio padrão de 0,64 pF. Isto indica que, a capacitância gerada varia de acordo com a localização das gotas ao longo da superfície do sensor.

#### 4.1.3 Faixa máxima de capacitância gerada por gotejamento

Com o intuito de obter a faixa de capacitância gerada pelo sensor por gotejamento, inseriu-se gotas de água, de modo que, ocupasse toda superfície disponível, sem ocorrer o contato entre estas. Desta forma, obteve-se um total de 183 gotas, conforme mostrado pela Figura 43.

**Figura 43 – Inserção de 183 gotas sobre a superfície do sensor**



Fonte: Autor, 2021.

Diante do procedimento efetuado, têm-se que, pela inserção das gotas, o dispositivo atingiu uma capacitância de 368,04 pF, com uma faixa de variação de 305,28 pF. Com isso, pôde-se inferir, com base nas simulações, que o padrão *Fishbone*, bem como os parâmetros de dimensões dos condutores, foram apropriados

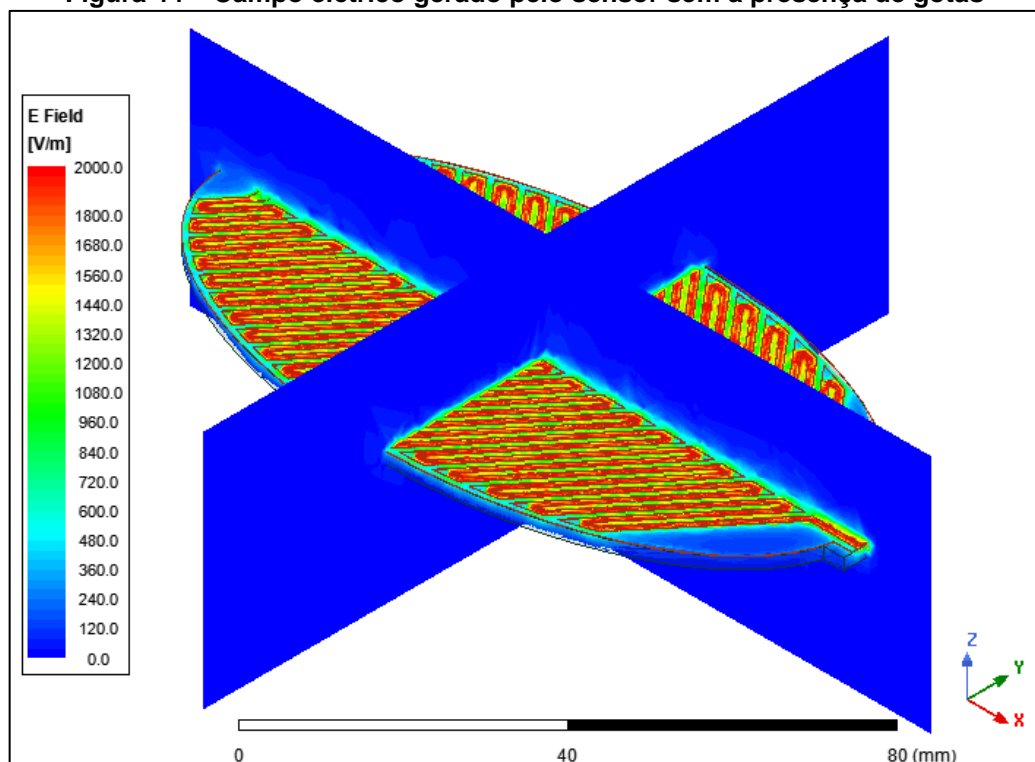
para detecção do molhamento foliar, em termos de variação da capacitância, já que atendem os requisitos de operação do circuito eletrônico.

#### 4.1.4 Análise da distribuição do campo elétrico

De modo a verificar o comportamento eletromagnético dos eletrodos por gotejamento, gerou-se a magnitude do vetor campo elétrico produzido por estes, em diferentes planos de perspectivas. Tendo isto em vista, selecionou-se, para visualização dos campos, as condições em que se têm a superfície do sensor seca e molhada, para que seja possível comparar as condições limiaries das aplicações práticas.

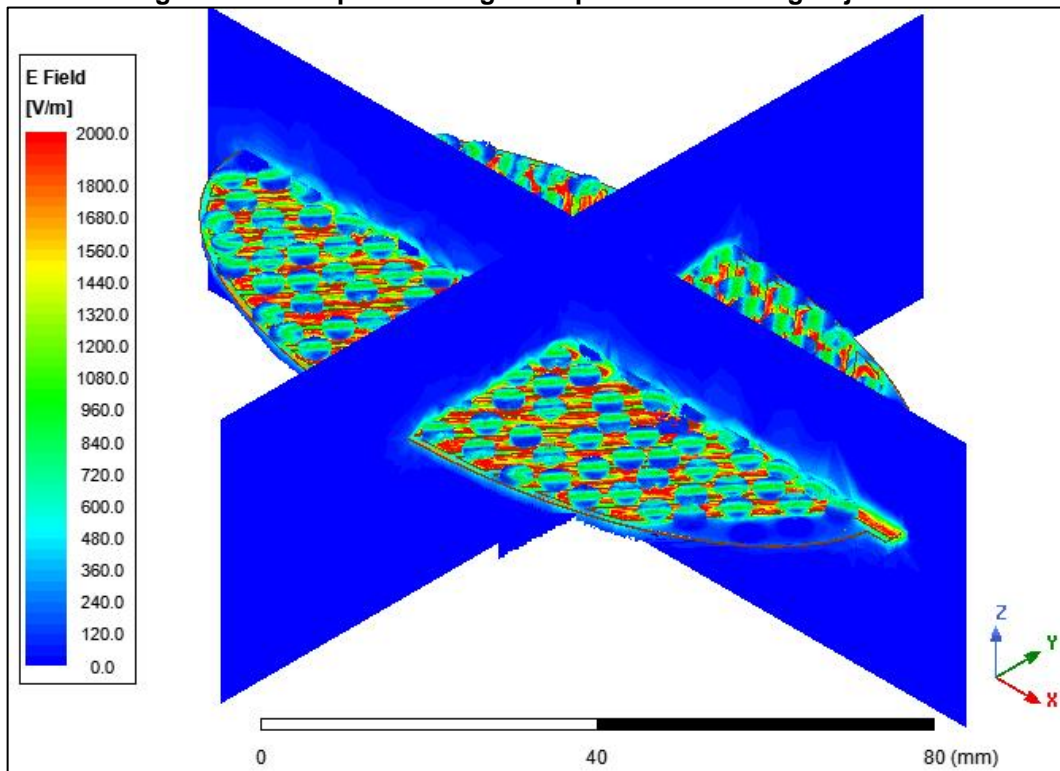
Nas Figuras 44 e 45 é possível observar, de forma isométrica, o campo elétrico para uma faixa de variação de 0 a 2000 V/m, para as situações de molhamento descritas.

**Figura 44 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas**



Fonte: Autor, 2021.

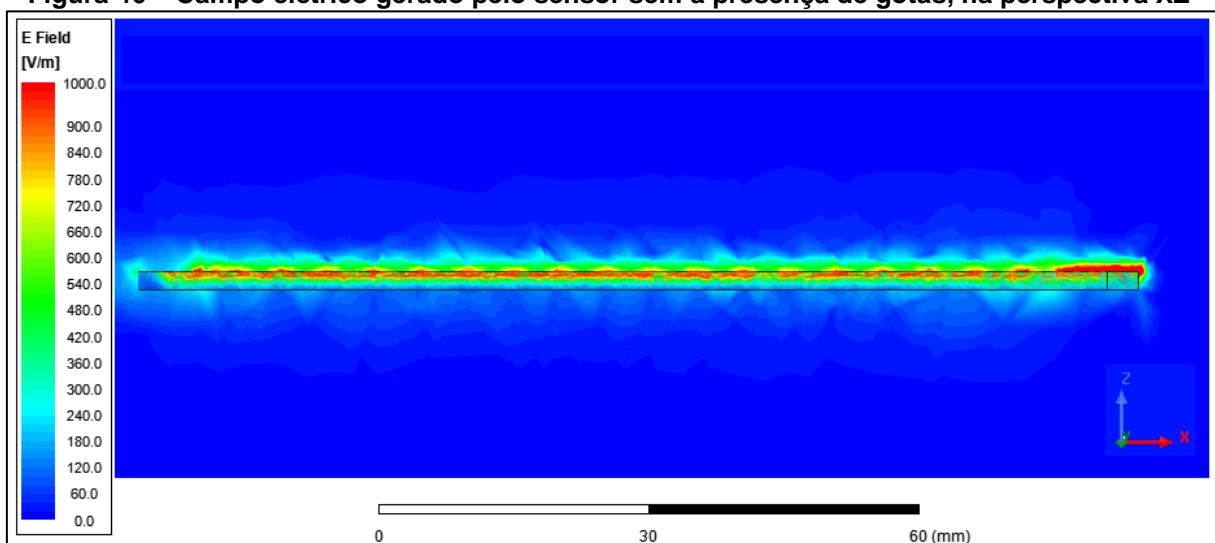
**Figura 45 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento**



Fonte: Autor, 2021.

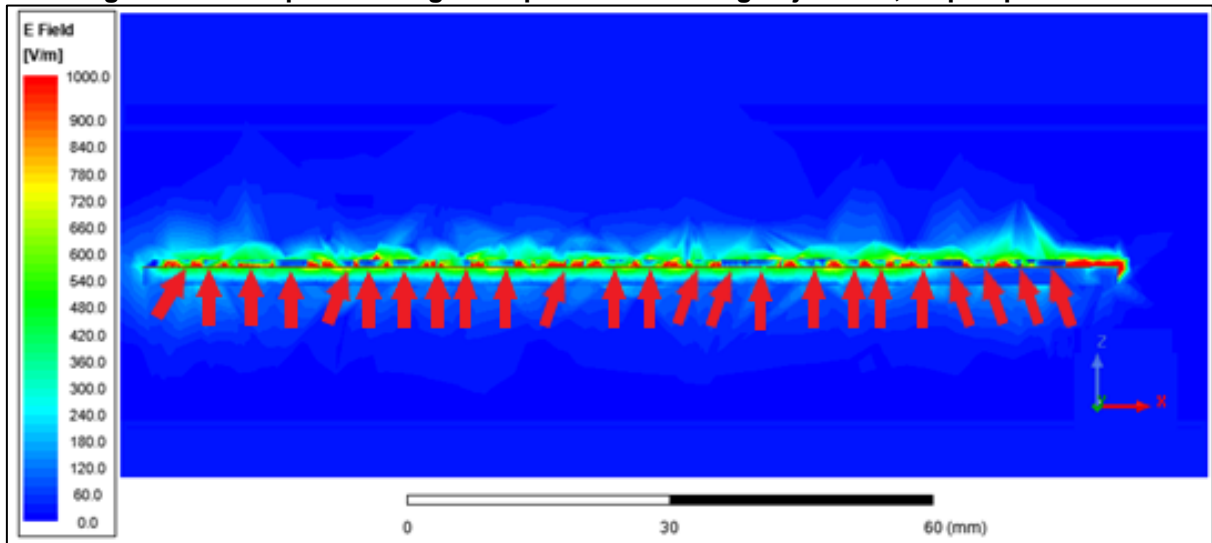
Primeiramente, analisou-se os campos gerados no plano XZ, em que, configurou-se a faixa de variação da magnitude entre 0 a 1000 V/m, para melhor visualização, conforme apresentado pelas Figuras 46 e 47.

**Figura 46 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva XZ**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 47 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva XZ**

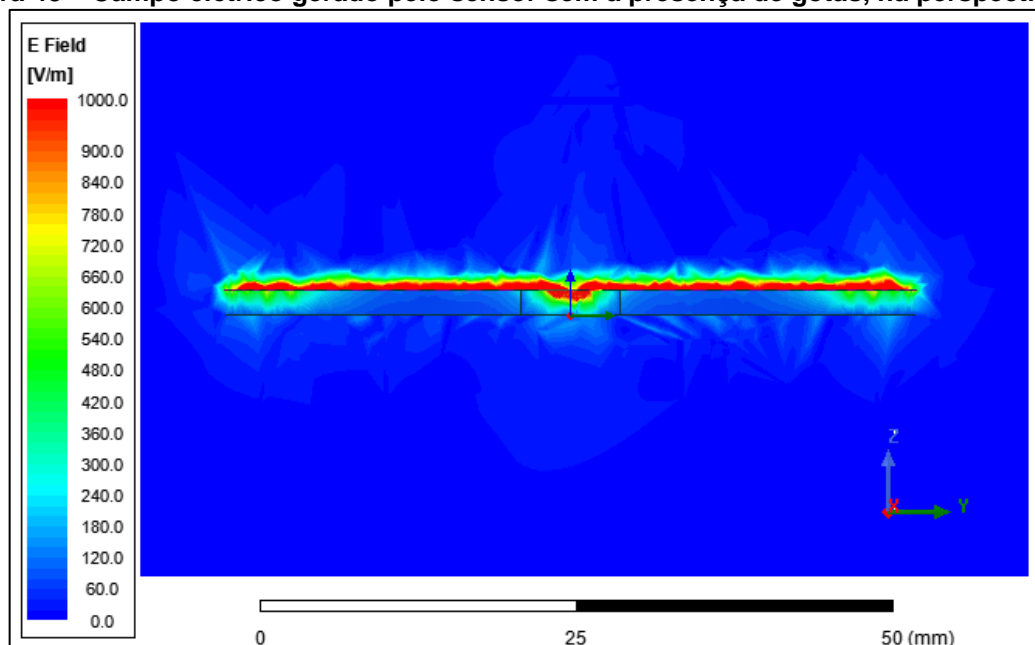


Fonte: Autor, 2021.

Nota-se, comparando ambos os comportamentos, que o campo elétrico do sensor com superfície seca apresenta maior uniformidade, já que a presença de gotas de água, representadas pelas indicações das setas, ocasiona em distúrbios das intensidades dos campos, por conta da alteração da constante dielétrica resultante nestas localizações. Além disso, há de considerar erros de discretização da simulação, causados pelo refinamento de malha na região de campo próximo.

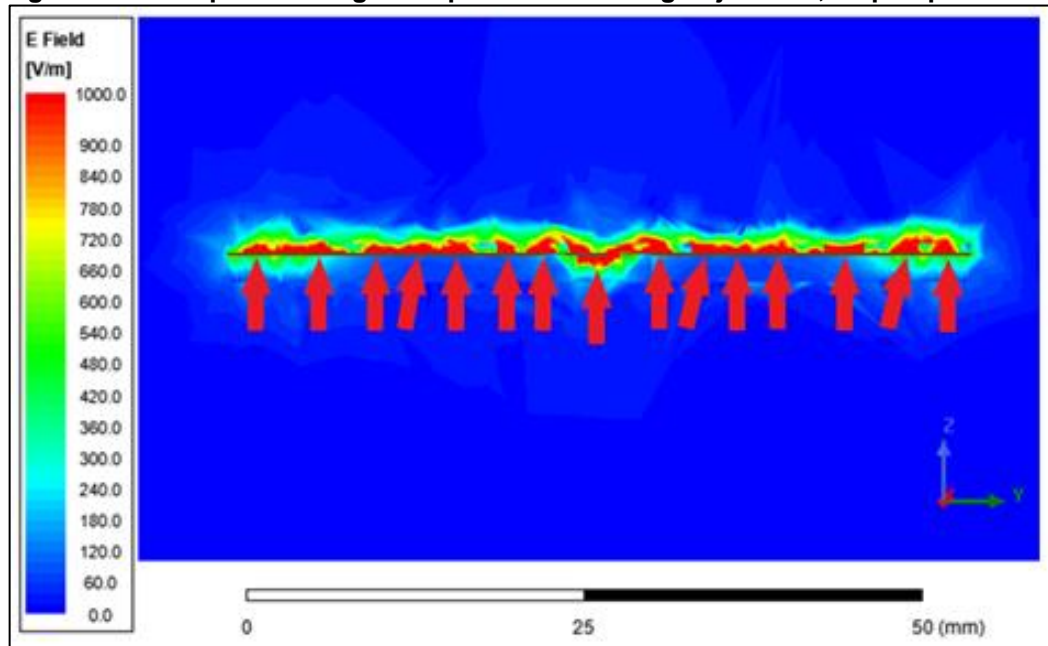
Posteriormente, gerou-se os campos propagados pela perspectiva YZ, como mostrado pelas Figuras 48 e 49.

**Figura 48 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva YZ**



Fonte: Autor, 2021.

**Figura 49 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva YZ**



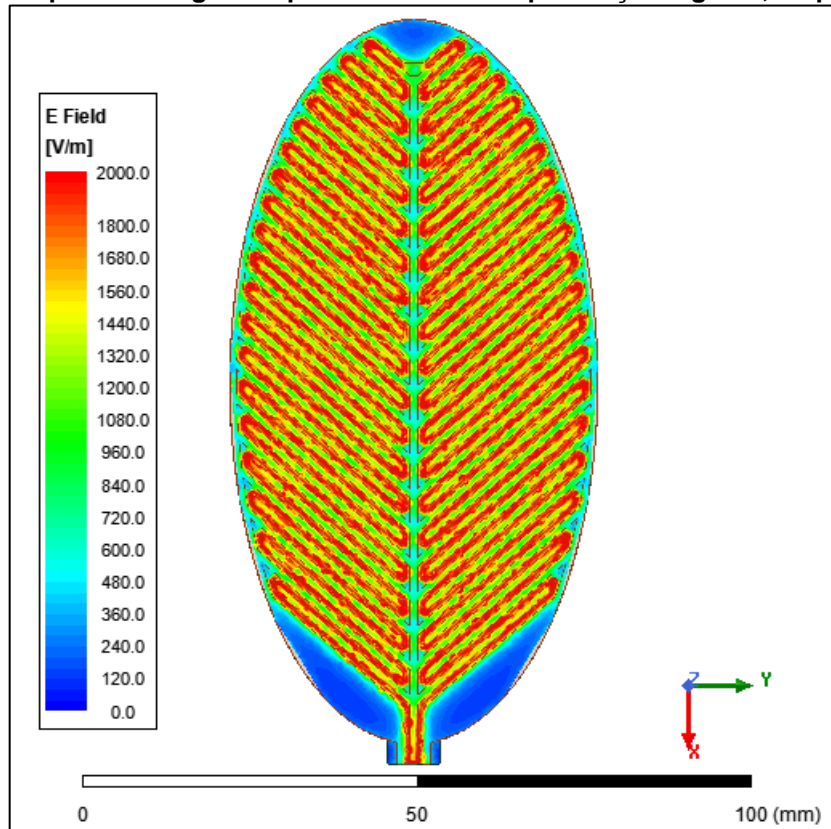
Fonte: Autor, 2021.

Da mesma forma que a análise da perspectiva YZ, evidencia-se que os campos para o meio sem umidade também exibem maior uniformidade que na condição de gotejamento.

Em relação ao distanciamento da propagação dos campos na circunstância em que foi atingido uma atenuação de 50% da intensidade máxima da faixa, ou seja, de 500 V/m, obteve-se as distâncias de 1,4 mm e 2,1 mm, nesta ordem. Com isso, infere-se que, com a presença de gotas, houve um aumento de 33% do alcance do campo, de acordo com as configurações de simulações adotadas.

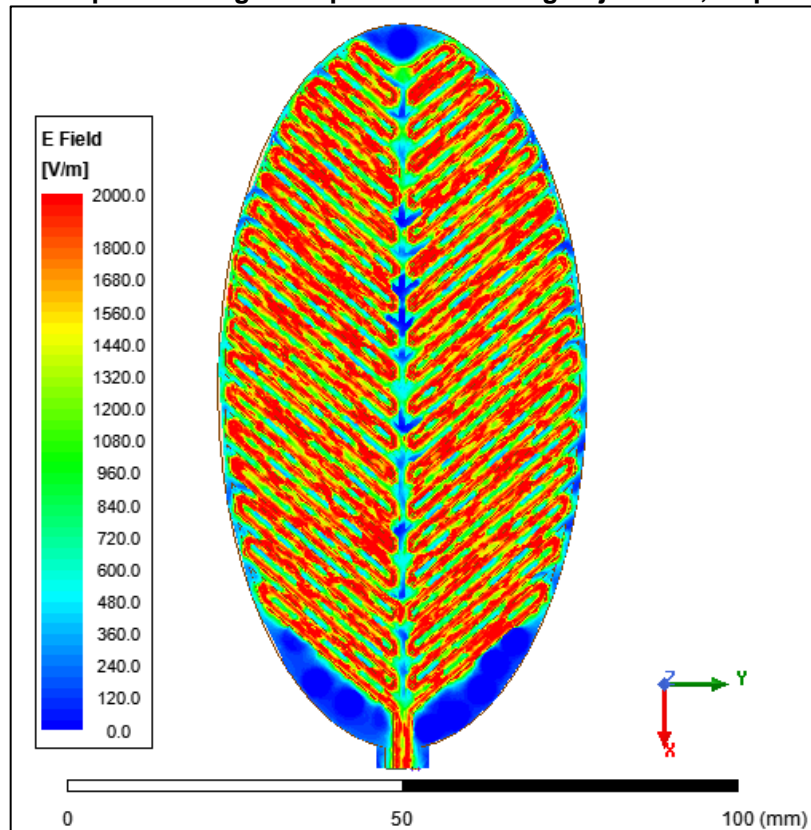
Por último, fez-se os campos na perspectiva XY, conforme visto pelas Figuras 50 e 51, sendo que a faixa de intensidade do campo foi alterada para variar de 0 a 2000 V/m, para que seja possível discernir o comportamento da intensidade do campo elétrico entre os eletrodos, em ambas as condições de molhamento.

Figura 50 – Campo elétrico gerado pelo sensor sem a presença de gotas, na perspectiva XY



Fonte: Autor, 2021.

Figura 51 – Campo elétrico gerado pelo sensor sob gotejamento, na perspectiva XY



Fonte: Autor, 2021.

Repara-se, pelas interações dos campos elétricos entre os condutores, a abrangência do padrão de alocação *Fishbone* em toda a superfície do sensor, em que a intensidade do campo é maior no espaçamento entre estes, caracterizando o comportamento de atuação de capacitores. Desta forma, conclui-se que o modelo adotado apresenta uma distribuição eletromagnética adequada para a detecção do molhamento foliar, conforme constatado por OCAÑA *et al.*, (2017).

## 4.2 O circuito eletrônico

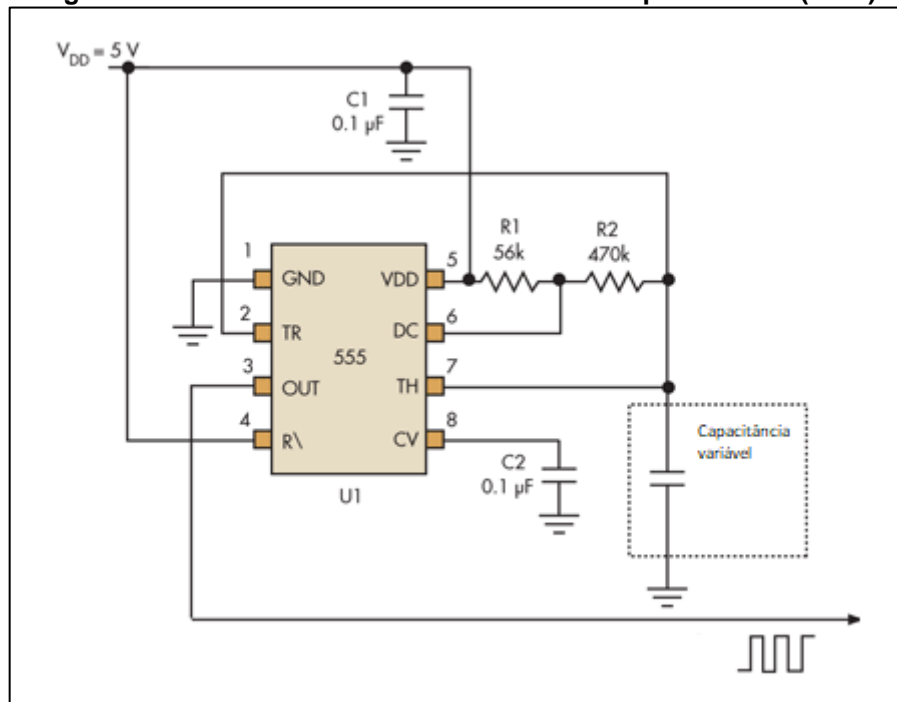
Para determinação dos valores dos componentes do circuito eletrônico empregado, levou-se em consideração os requisitos de operação do 555, cuja frequência máxima de saída é de 500 kHz (EVEREST, 2000). Além disso, para obter uma saída de onda quadrada razoavelmente simétrica, foi necessário tornar  $R_2$  suficientemente maior em relação a  $R_1$ , conforme constatados pelas Equações 8 e 9.

Tendo em vista que a capacitância não permanece constante, de acordo com o molhamento presente na superfície do sensor, é de suma importância estimar uma faixa desta, para que, seja possível definir os valores das resistências, de forma a atender os requisitos de operação do CI.

Sendo assim, verificou-se com uma montagem baseada na plataforma de prototipagem Arduíno, conforme descrito na seção 3.4.1, a capacitância fornecida pelo sensor, através de simulações de gotejamento, com a superfície inicialmente seca até atingir a saturação, em que, obteve-se uma variação entre 47,93 a 405,48 pF.

Com o conhecimento da capacitância, utilizou-se das sugestões descritas por Everest (2000), em relação aos valores de resistências, para que o 555 apresente um bom desempenho, no qual, o somatório de  $R_1$  e  $R_2$  não deve ultrapassar 3,3 M $\Omega$ , e o valor individual das resistências menores que 1 k $\Omega$ . Dito isto, utilizou-se como referência na definição dos componentes, o circuito desenvolvido por Tomasz (2012), conforme apresentado na Figura 52, recomendado para sensores capacitivos na detecção da DMF.

Figura 52 – Circuito oscilante RC desenvolvido por Tomasz (2012)

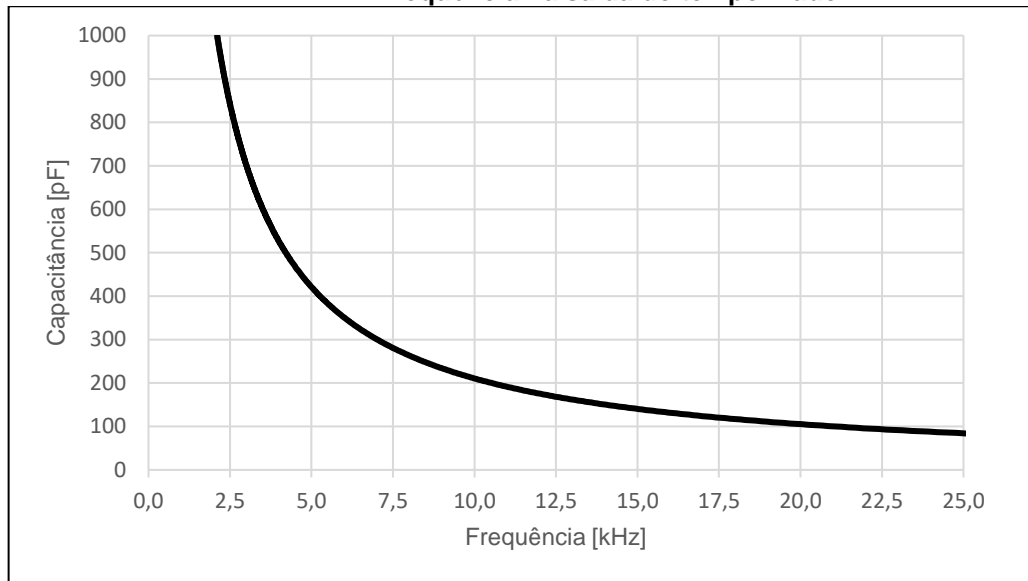


Fonte: Tomasz (2012), adaptado pelo autor.

Desta forma, adotou-se para as resistências  $R_1$  e  $R_2$ , respectivamente,  $56\text{ k}\Omega$  e  $470\text{ k}\Omega$ , os quais, são adequados para atender as circunstâncias de operação do 555, bem como das sugestões mencionadas por Everest (2000). Em relação aos capacitores  $C_1$  e  $C_2$ , ambos de  $0,1\text{ }\mu\text{F}$ , foram utilizados com a finalidade de diminuir o *ripple* de tensão na alimentação e fornecer suavização dos ciclos de carga e descarga do capacitor.

Por último, fez-se o Gráfico 2, que relaciona a frequência de saída do temporizador para uma faixa de capacitância, que inclui os valores previstos pelas simulações, através da equação (7), em que, verifica-se que, para os valores dos componentes selecionados, têm-se uma saída com oscilações inferiores a  $500\text{ kHz}$ .

**Gráfico 2 – Relação teórica deduzida a partir da equação (7) entre a capacitância variável e a frequência na saída do temporizador**

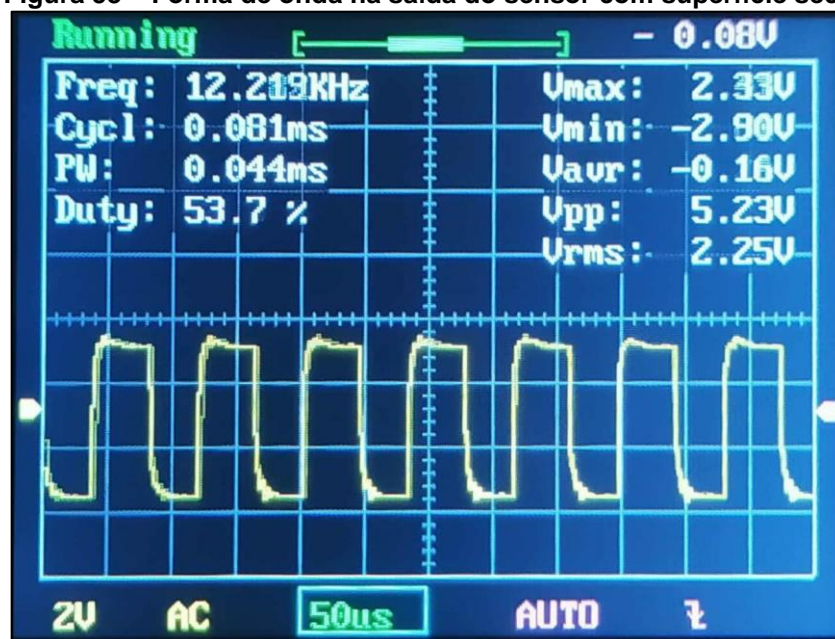


Fonte: Autor, 2021.

#### 4.3 Análise da forma de onda de saída medida do sensor

Com a utilização do osciloscópio DSO138 Mini, fez-se as Figuras 53 e 54, que descrevem a forma de onda gerada pelo sensor, advinda do circuito RC, para as situações de molhamento, com a superfície do dispositivo seca e molhada, respectivamente.

**Figura 53 – Forma de onda na saída do sensor com superfície seca**



Fonte: Autor, 2021.

Figura 54 – Forma de onda na saída do sensor com gotejamento no sensor



Fonte: Autor, 2021.

Nota-se a modulação em frequência que variou de 12,219 kHz a 2,339 kHz, devido à relação inversamente proporcional entre a capacitância gerada pelo sensor e a frequência de saída, como visto pela equação (7). Sendo assim, pode-se inferir que a inserção de gotículas na superfície do sensor ocasionou em um aumento da capacitância, como esperado, já que com a presença de água, a constante dielétrica relativa, para com a área sensorial, se torna consideravelmente maior (equação (1)).

Quanto a forma de onda gerada, notou-se pulsos retangulares em ambos os casos, obtidos por meio da carga e descarga do capacitor equivalente, representado pelo sensor, com larguras de pulsos (*Pulse Width*), que variam de 0,044 ms a 0,263 ms.

Referente ao ciclo de trabalho (*Duty Cycle*), razão cíclica da fração de tempo em que os pulsos se encontram em estado alto, o mesmo variou de 53,7% para 61,6%, demonstrando que o ciclo ativo na configuração em modo astável do temporizador não pode ser menor que 50%, pois o tempo de carga do capacitor é sempre maior que o tempo de descarga (BRAGA, 2016).

Como forma de averiguar os valores obtidos pelo osciloscópio, utilizou-se de um Arduíno, para obtenção da capacitância do sensor, e por meio das Equações 7 e 8, foi possível comparar a adequação das medições de frequência e largura de pulso, como apresentado na Tabela 5, na qual, constata-se uniformidade entre eles.

**Tabela 5 – Relação entre as frequências de saída do sensor, de acordo com o método empregado**

Método	Frequência [kHz]		Largura de pulso [ms]	
	Seco	Molhado	Seco	Molhado
Osciloscópio	12,219	2,239	0,263	0,044
Equações 7 e 8	12,055	2,145	0,242	0,0042

Fonte: Autor, 2021.

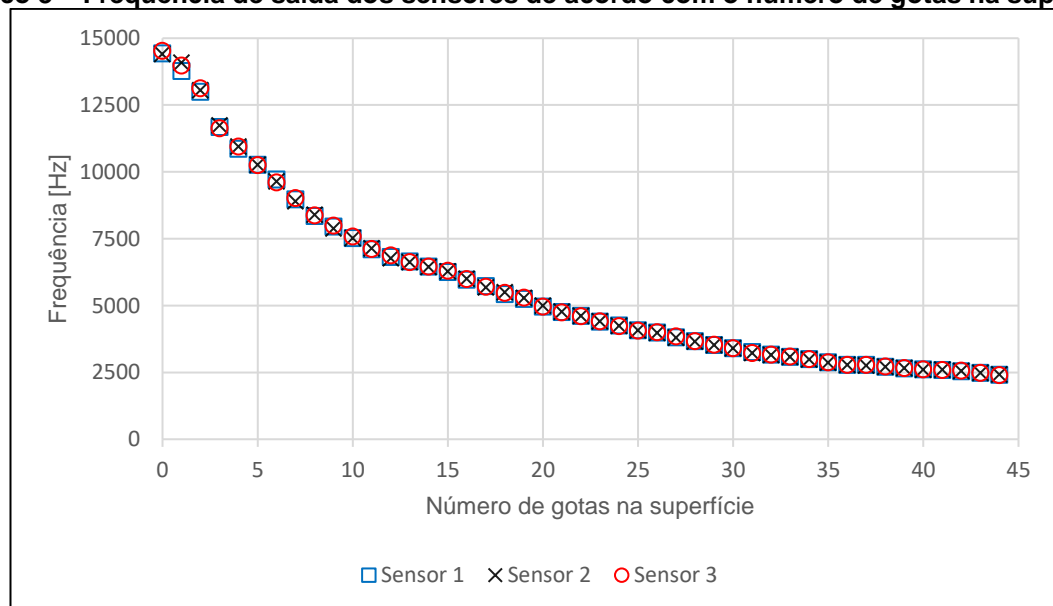
#### 4.4 Análise da resposta por gotejamento

##### 4.4.1 Resposta em frequência

Como forma de verificar a variação da frequência por gotejamento, inseriu-se gotas de água sobre a superfície do sensor proposto, de forma gradual, mensurando em cada aplicação, através do osciloscópio DSO138 Mini, a frequência de saída. Em relação ao ambiente de aplicação, ressalta-se que ocorreu em um local fechado, com temperatura de 25,3 °C, constatada pelo DS18B20.

Seguiu-se com os mesmos preceitos das simulações de gotejamento realizadas por meio do *software*, com o intuito de comparar, por intermédio da equação (2), o comportamento da capacitância em função da frequência de saída do sensor. Desta forma, fez-se o Gráfico 3, que apresenta os dados obtidos no decorrer das medições para com os sensores 1, 2 e 3.

**Gráfico 3 – Frequência de saída dos sensores de acordo com o número de gotas na superfície**



Fonte: Autor, 2021.

Infere-se que os sensores apresentaram resultados semelhantes durante a aplicação, porém, por conta das gotas assumirem posições variadas na superfície destes, considera-se que os valores de saída podem apresentar diferenças.

Sendo assim, elaborou-se a Tabela 6, que contém parte dos dados extraídos das medições, em que, percebe-se uma variação pequena entre as respostas dos sensores, para uma mesma quantidade de gotas. Portanto, pela congruência entre os dados, admite-se confiabilidade no método utilizado para o desenvolvimento dos dispositivos.

**Tabela 6 – Variação da frequência de saída dos sensores pelo número de gotas**

Nº Gotas	Frequência [Hz]		
	Sensor 1	Sensor 2	Sensor 3
0	14528,1	14430,6	14409,9
1	13982,0	13775,3	14085,7
2	13134,1	12994,4	13061,0
3	11627,9	11682,6	11744,6
4	10945,4	10860,6	10948,5
5	10256,7	10268,8	10262,5
6	9603,2	9716,2	9639,3
7	9022,8	8979,1	8896,7
8	8370,3	8356,5	8400,0
9	7996,5	7957,4	7886,5
10	7584,2	7518,8	7520,2

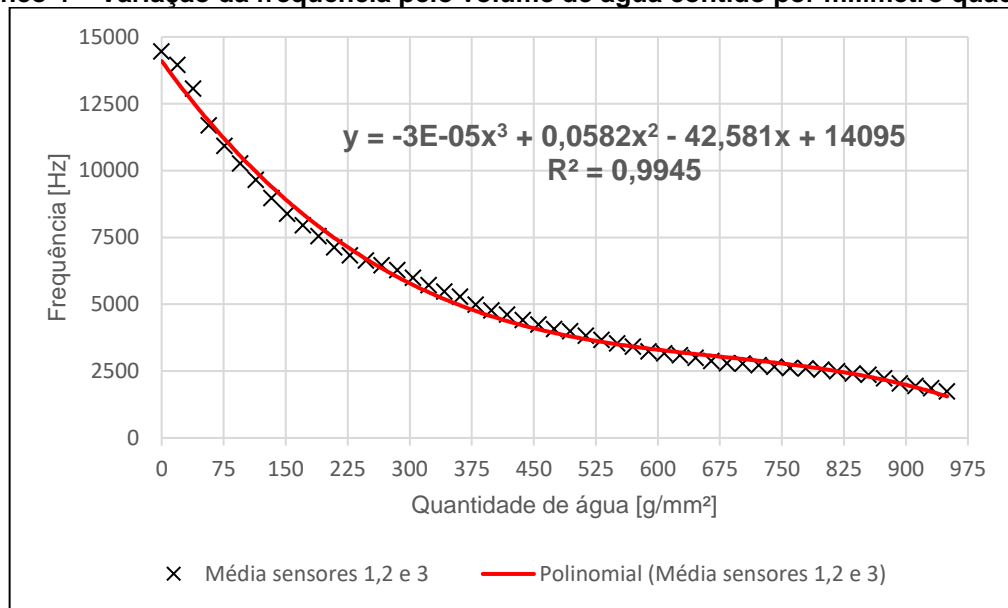
Fonte: Autor, 2021.

Em relação aos limites de frequência alcançados, a faixa de variação obtida foi de 14528,09 até 2402,22 Hz, em que foi atingida a saturação por gotejamento, ou seja, a partir disso, não houve alterações significativas.

Quanto à caracterização do comportamento da curva, nota-se que a variação da frequência dos sensores pelo aumento do número de gotas é reduzida gradualmente, ou seja, são inversamente proporcionais, conforme visto pela equação (7).

Tendo em vista que cada gota despejada possui um volume médio de 0,05 ml (FRASER, 1999), e sabendo que a área sensorial admitida pelo sensor é de 4863,55 mm<sup>2</sup>, pela razão entre estas grandezas foi possível obter o Gráfico 4, que descreve a variação da resposta da saída em g/mm<sup>2</sup> de água. Deste modo, pode-se relacionar a frequência com a quantidade de água da superfície do dispositivo através da linha de tendência polinomial de terceira ordem.

**Gráfico 4 – Variação da frequência pelo volume de água contido por milímetro quadrado**

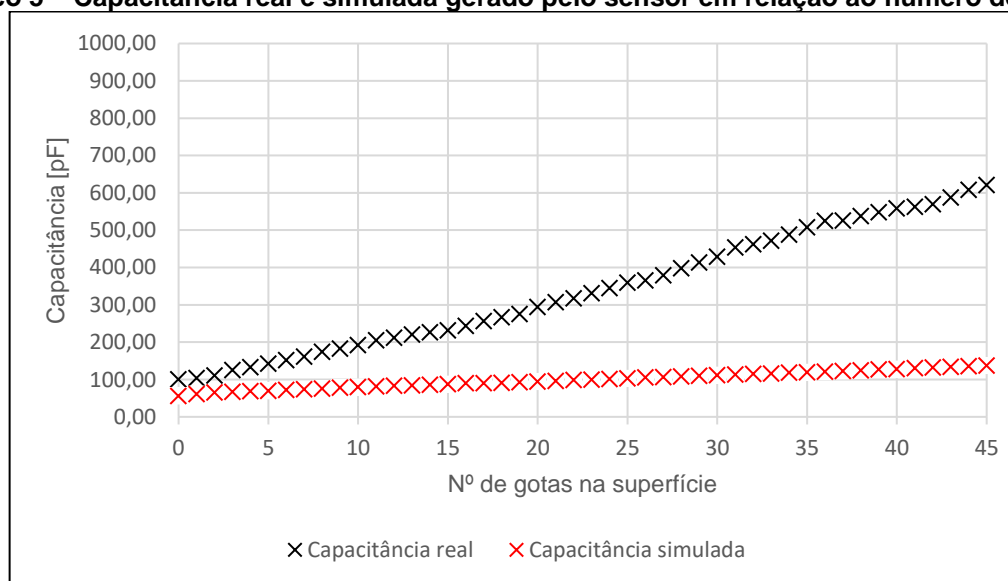


Fonte: Autor, 2021.

#### 4.4.2 Comparação entre capacitância real e simulada

Como forma de comparar o comportamento da capacitância do sensor, através do *software* de simulações EMAG, usou-se da equação (2), que fornece esta variável, de acordo com a frequência na saída do circuito eletrônico, obtida pelas simulações de gotejamento. Deste modo, fez-se o Gráfico 5, que apresenta as curvas de capacitância, em ambos os casos, em função de um determinado número de gotas.

**Gráfico 5 – Capacitância real e simulada gerado pelo sensor em relação ao número de gotas**



Fonte: Autor, 2021.

Nota-se que o comportamento capacitivo das curvas se distingue de forma significativa, constatado pela faixa de variação apresentada, que para a capacitância real foi de 750,15 pF, quanto que para a simulada, de 89,55 pF.

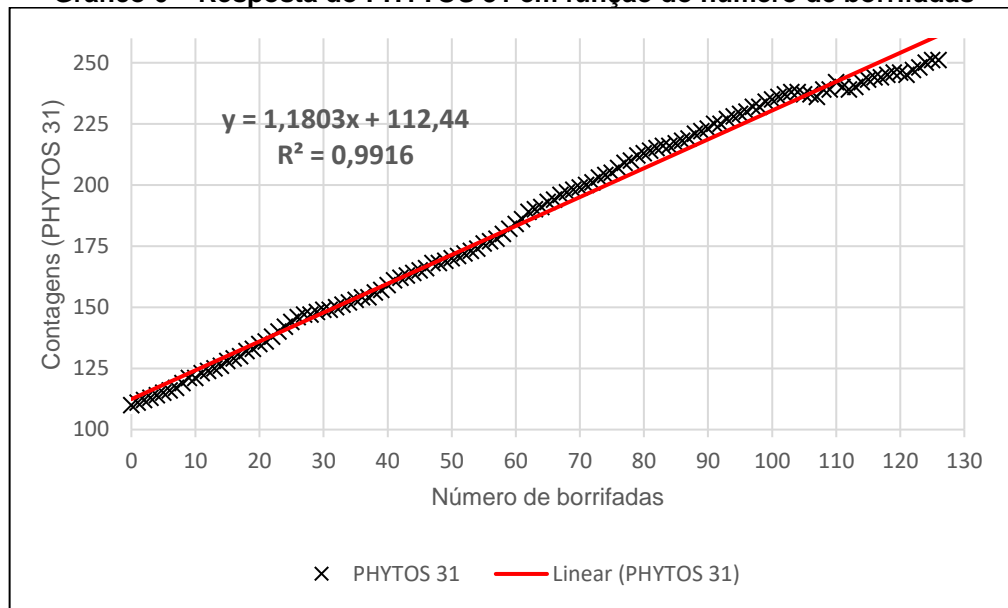
No entanto, a causa desta discordância pode estar associada com a divergência entre as áreas de ocupação das gotas, que embora foram parametrizadas para fornecer dimensões próximas, as simuladas seguiram com um padrão constante, cuja a área ocupada é menor, do que constatado pelas reais, e portanto, influenciam menos na capacitância para um mesmo número de gotas.

Outro fator que se deve levar em consideração foi a utilização de padrões cilíndricos como forma de representação das gotas de água. Além disso, têm-se a configuração adotada nas malhas computacionais pelas simulações, que influenciam no método de solução empregado pelo *software*, principalmente na questão do refinamento da malha computacional.

#### 4.4.3 Comportamento do PHYTOS 31

Com o intuito de verificar a variação da saída do sensor PHYTOS 31, seguiu-se com o mesmo procedimento prático realizado. No entanto, foi visto que a saturação, foi alcançada com a inserção de 10 gotas, por conta disto, não foi possível caracterizar a atuação deste de forma confiável.

Portanto, fazendo o uso de um borrifador, a quantidade de água depositada na superfície, foi ministrada em menores quantidades. Desta forma, elaborou-se o Gráfico 6, que relaciona a saída do PHYTOS 31 com o número de borrifadas.

**Gráfico 6 – Resposta do PHYTOS 31 em função do número de borrifadas**

Fonte: Autor, 2021.

Observa-se a uniformidade com o decorrer das medições na saída do sensor, comprovando a alta precisão deste para a detecção do molhamento foliar, conforme constato pela linha de tendência, cujo fator  $R^2$  foi de 99,16%. No que diz respeito aos parâmetros do comportamento, constatou-se uma faixa que varia de 111, para uma superfície seca, até 253 contagens, em que se têm a saturação.

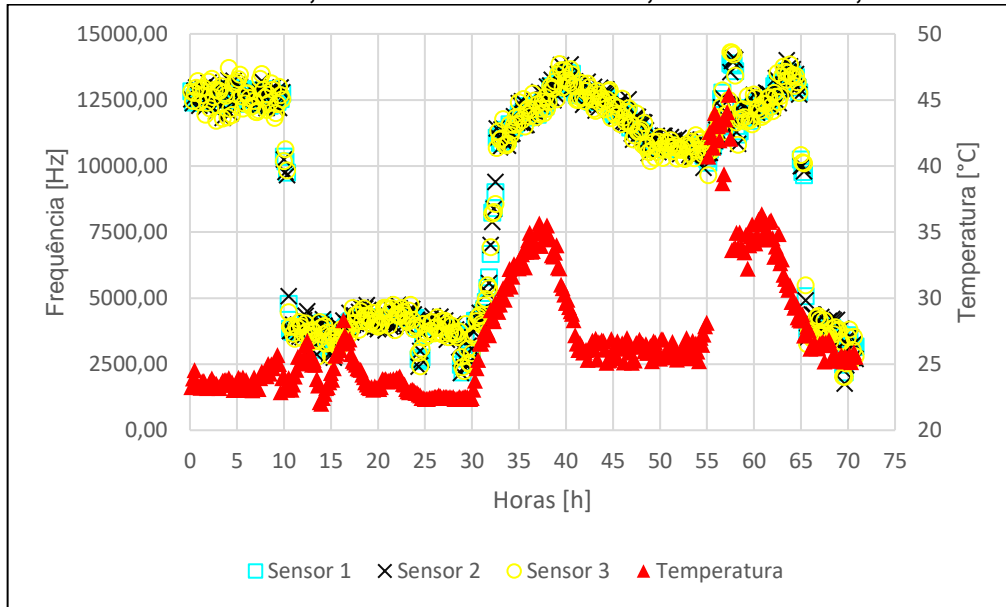
Ao comparar o comportamento de saída entre o sensor proposto com o PHYTOS 31, evidencia-se que há uma relação inversamente proporcional, ou seja, enquanto que no primeiro a frequência diminui com a inserção de gotas, no segundo, o número de contagens aumenta.

## 4.5 Análise dos dados durante o monitoramento em função do tempo

### 4.5.1 Sensor proposto

Em relação aos dados coletados pelos sensores 1, 2 e 3, durante o monitoramento no campo, fez-se Gráfico 7, que relaciona a frequência de saída destes pelo tempo de aplicação, comparando com a temperatura mensurada no momento de cada medição, por meio do DS18B20. Sendo assim, pôde-se inferir quanto à ocorrência de eventos de molhamento através da variação de frequência, além de, verificar os efeitos da temperatura na resposta dos dispositivos.

**Gráfico 7 – Dados de leitura, durante o monitoramento, dos sensores 1,2 e 3 e DS18B20**

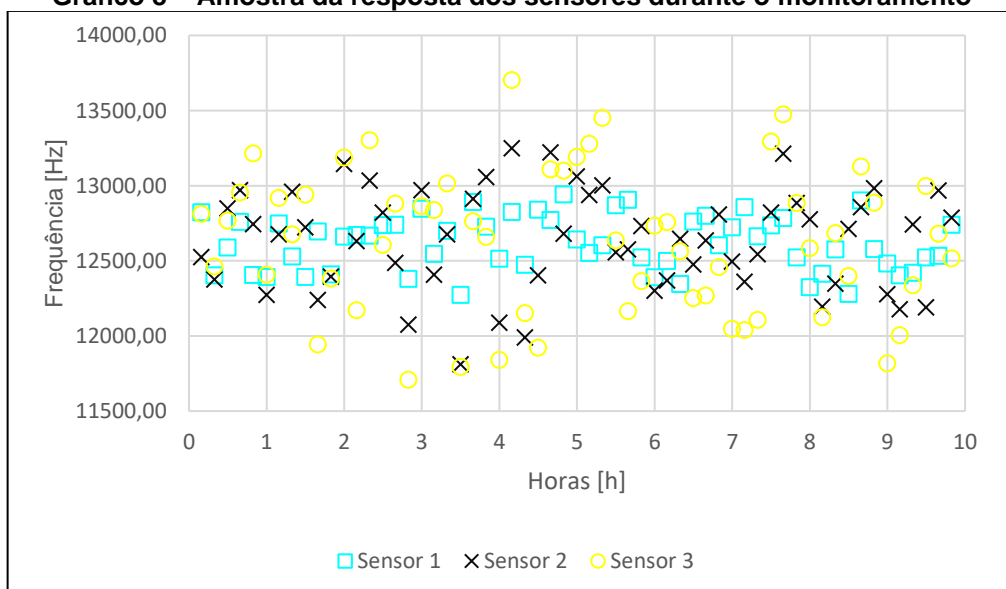


Fonte: Autor, 2021.

Percebe-se que ocorreram alterações significativas da frequência de saída, em diferentes períodos, indicando que houve a ocorrência de eventos de molhamento, que variam em termos de intensidade e de duração.

Analisando o comportamento dos sensores, nota-se proximidades entre as frequências de saída destes, assim como constatado nos ensaios de gotejamento. Tendo isto em vista, como forma de apresentar as variações existentes entre os dados, elaborou-se o Gráfico 8, que exibe, de forma mais ampla, uma amostra dos dados coletados dos dispositivos, correspondente ao período das 0 às 10 horas.

**Gráfico 8 – Amostra da resposta dos sensores durante o monitoramento**

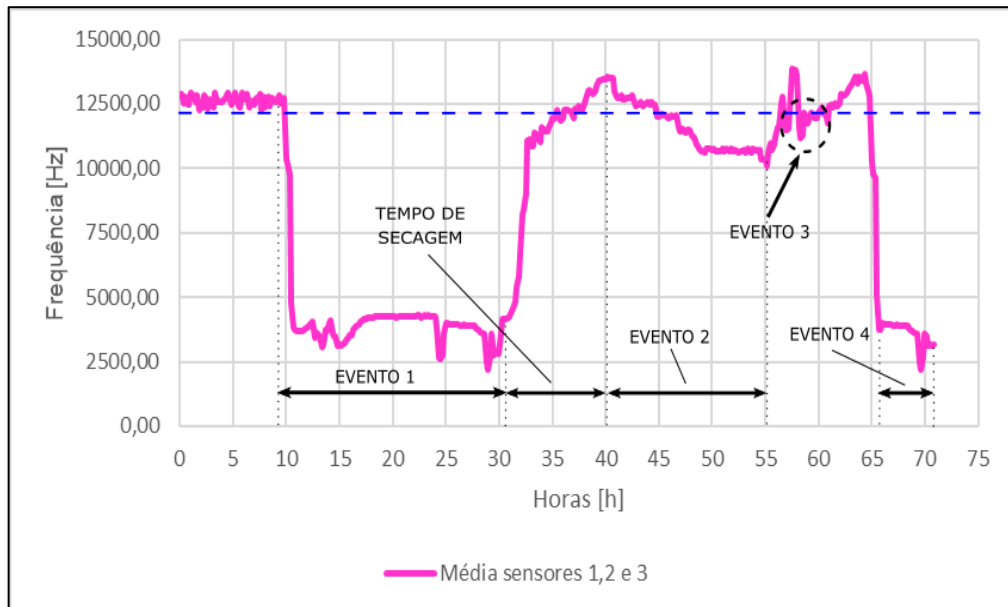


Fonte: Autor, 2021.

Como forma de evidenciar as características de molhamento durante a janela de aplicação, utilizou-se da média das frequências dos sensores como referência, para indicar a ocorrência e duração destes no monitoramento, conforme apresentado pelo Gráfico 9.

Considerando que a detecção do molhamento foliar requer apenas o conhecimento da presença de água na folha, e não da quantidade, fez-se uma linha tracejada (azul), em que, definiu-se o limiar entre os estados de superfície seca e molhada para com o sensor.

**Gráfico 9 – Detecção de eventos de molhamento durante o monitoramento do sensor desenvolvido**



Fonte: Autor, 2021.

É possível observar, um total de quatro eventos de molhamento, cuja variação de frequência entre os valores de máximo e mínimo, foi de 12913,07 e 3100,08 Hz, respectivamente, com uma faixa de 9813,0 Hz, que se deve pela quantidade de água contida na superfície dos dispositivos. Além disso, na ocorrência destes eventos, é visto que a média das respostas dos sensores não permaneceu constante, indicando que o molhamento não se manteve estável na superfície destes, o que pode caracterizar a incidência de chuvas nestas ocasiões.

Como forma de classificar os eventos de molhamento, fez-se a Tabela 7, que apresenta uma relação, para cada um destes, entre a média das frequências no período de atuação, com a quantidade de água contida na área do sensor.

**Tabela 7 – Relação entre frequência média de molhamento pela quantidade de água de cada evento**

<b>Nº Evento</b>	<b>Frequência [Hz]</b>	<b>Água [g/mm<sup>2</sup>]</b>
1	4076,16	439,9
2	10686,29	90,8
3	11183,9	75,96
4	3651,48	493,32

Fonte: Autor, 2021.

Para os eventos de número 1 e 4, constata-se uma variação abrupta de frequência, ou seja, a superfície do sensor passou de um estado seco para molhado em curto prazo, ocasionada pela ocorrência de chuvas neste período, explicando a quantidade de água relacionada, bem como o longo tempo de duração do molhamento.

Quanto ao de número 2, é visto um comportamento mais uniforme da frequência, cujo molhamento foi de menor intensidade, comparado aos eventos 1 e 4. Haja vista que o horário de ocorrência foi no período noturno, a causa provável do molhamento é o orvalho, sendo a superfície do dispositivo preenchida por pequenas gotículas de água.

Por último, têm-se o evento 3, que é exibido após a formação de um pico de variação de curta duração, cuja procedência do molhamento é duvidosa, no entanto, pela frequência média, classificou-se o estado da superfície como úmido, em que, têm-se a presença de gotículas de água de forma mais sucinta que o segundo evento.

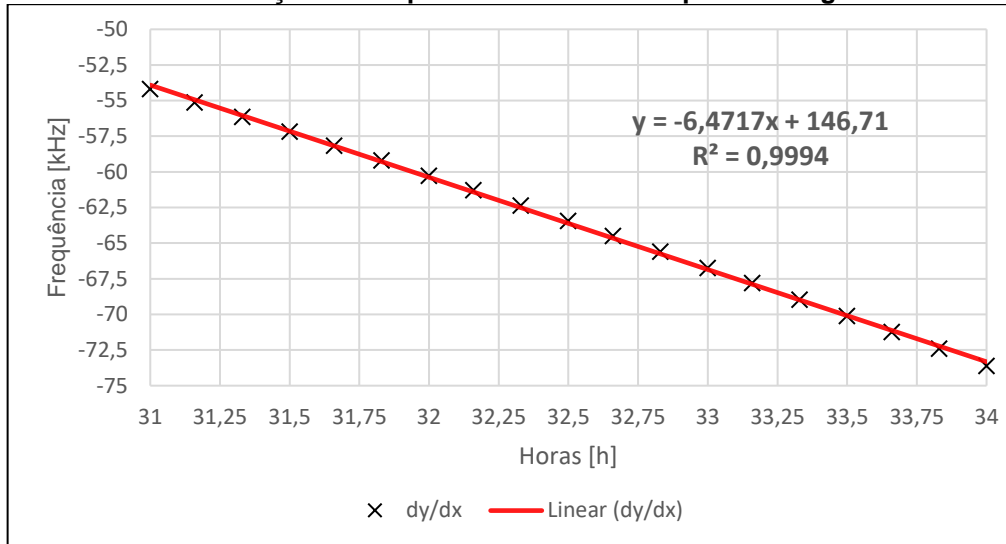
Ressalta-se que, para evitar a detecção de eventos de molhamento de menor intensidade, que podem ocasionar em possíveis falsos positivos, pode-se deslocar a posição da linha tracejada, para que, a sensibilidade do limiar entre os estados de superfície seca e molhada seja alterada. Por exemplo, caso a linha esteja sob o limite de 7,5 kHz, o evento 3 seria desconsiderado.

Em relação a DMF, utilizou-se como referência o período de tempo de secagem, como destacado no gráfico, no qual, o estado da superfície do sensor variou de molhado para seco em torno de 10 horas, em que foi visto uma variação entre 31 e 34 horas de monitoramento, que corresponde a cerca de 70% da secagem, em termos de frequência, seguida de uma redução significativa até às 40 horas.

Por conseguinte, fez-se o Gráfico 10, cuja curva representa a taxa de variação ( $dy/dx$ ) de uma função  $f(y)$ , que correlaciona a frequência de saída durante

as três primeiras horas de secagem através de uma linha de tendência linear, com fator  $R^2$  de 98,85%.

**Gráfico 10 – Taxa de variação de frequência durante o tempo de secagem de molhamento**



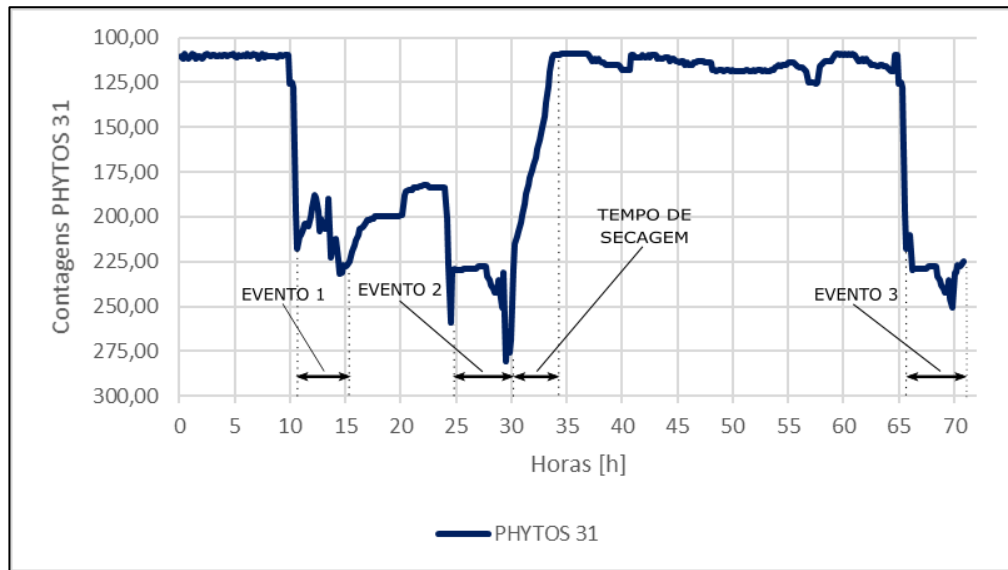
Fonte: Autor, 2021.

Portanto, verifica-se que a taxa de variação da frequência foi de 5824 Hz por hora, que em termos de quantidade de água por área, é em torno de 375 g/mm<sup>2</sup>.

#### 4.5.2 Comparação de resultados entre os sensores

Utilizando do PHYTOS 31 como método de referência, na comparação entre os resultados, fez o Gráfico 11, que exhibe seu comportamento, obtido durante o monitoramento, no qual, foram indicadas as ocorrências de eventos de molhamento, de acordo com a variação da saída do sensor.

**Gráfico 11 – Detecção de eventos de molhamento do sensor PHYTOS 31 durante o monitoramento**



Fonte: Autor, 2021.

Conforme visto, inverteu-se o sentido de variação do eixo relacionado com as contagens de saída, para que o comportamento das curvas entre o PHYTOS 31 e os sensores propostos possam variar de forma recíproca na ocorrência do molhamento, favorecendo na comparação entre os dispositivos.

Em relação a variação na saída do dispositivo, obteve-se 281 e 110 contagens, para uma superfície molhada e seca, nesta ordem, no qual, por meio desta caracterizou-se os eventos de molhamento ocorridos durante o monitoramento.

Quanto ao evento de número 1, observa-se que o sensor partiu de um estado seco para um moderadamente molhado, já que não se atingiu a contagem máxima de saída. Em seguida, têm-se um tempo de secagem parcial da superfície, que ocorreu por 8 horas, aproximadamente, dando sequência para o segundo evento, no qual, houve maior variação da saída do sensor.

Quanto à classificação do molhamento entre a detecção do primeiro evento até o término do segundo, pode ser atribuída pela presença de chuvas, no qual têm-se um intervalo sem precipitação, seguida da ocorrência desta novamente de maior intensidade (evento 2). Enquanto que, para o sensor proposto, a situação decorreu em um único evento, devido às variações de saída permanecerem mais uniformes.

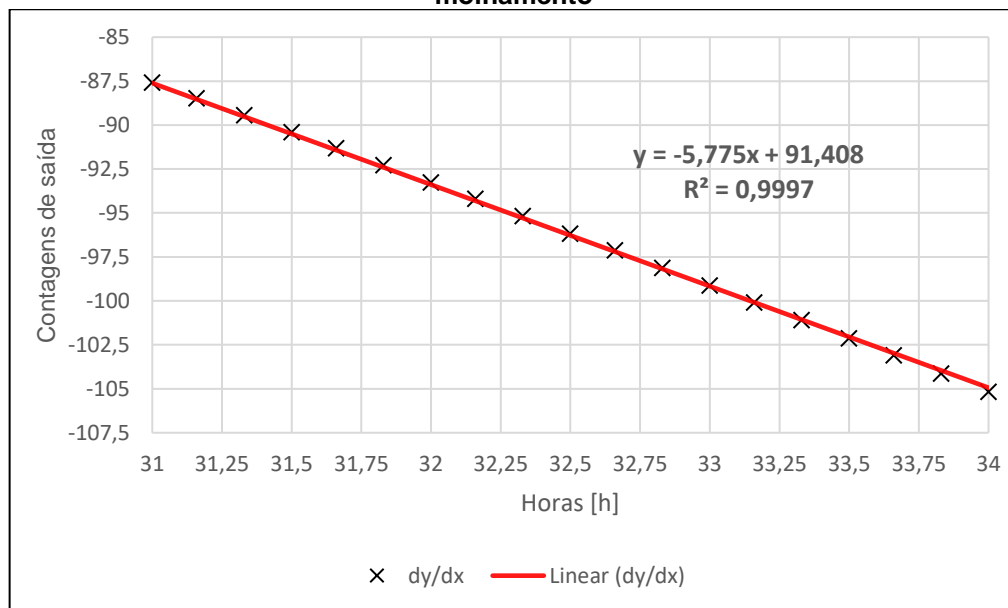
Com o término do segundo evento, iniciou-se o tempo de secagem, em que a superfície do sensor retornou para o estado seco, e permaneceu neste último por um intervalo de longa duração, em torno de 31 horas.

Após este período, observa-se pequenas variações na saída, cujas fontes podem ser oriundas do orvalho, evaporação da água do solo ou da umidade presente no ar, porém, considerou-se não suficientes para infringir a ocorrência de um evento de molhamento, do contrário que o sensor desenvolvido, em que as variações foram de maior intensidade.

Por último, observa-se, por volta das 65 horas, para ambos os dispositivos uma acentuada alteração na saída, indicando um molhamento intenso, cuja classificação foi atribuída pela ocorrência de chuvas.

Tendo em vista que o tempo de secagem dos dispositivos são semelhantes, verificou-se para o PHYTOS 31, a curva da taxa de variação de saída em função das horas de monitoramento, conforme exibido pelo Gráfico 12, em que utilizou-se do período compreendido das 31 às 34 horas, a fim de comparar os resultados com o sensor proposto.

**Gráfico 12 – Taxa de variação de contagens de saída durante o tempo de secagem do molhamento**



Fonte: Autor, 2021.

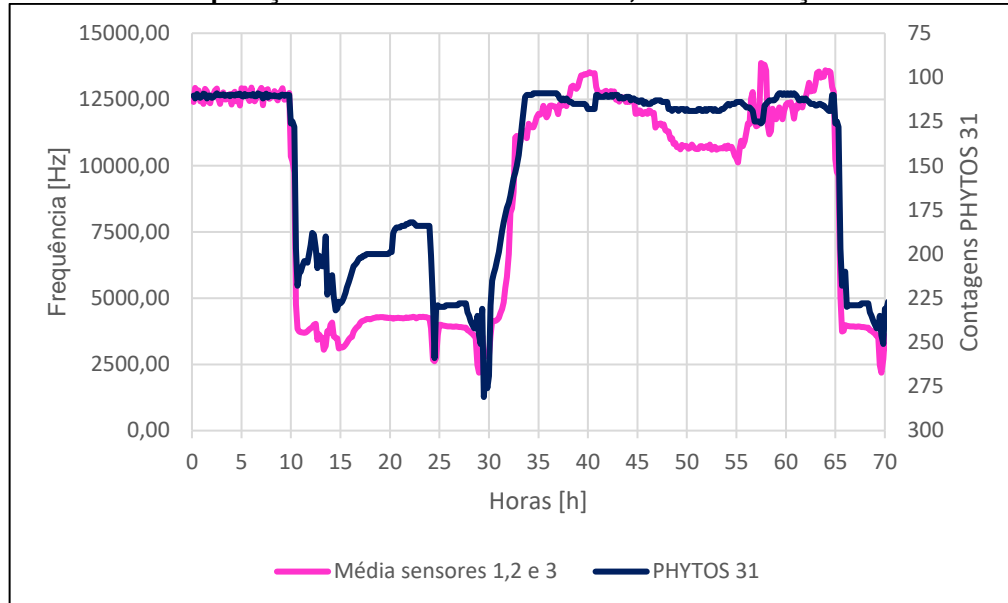
Portanto, têm-se que a taxa de variação foi de 5,70 contagens por hora, que compreende cerca de 6 borrifadas de água na superfície.

Tendo em vista que os dispositivos possuem grandezas de saída diferentes, utilizou-se para comparação as equações das linhas de tendências exibidas em cada gráfico, cujos coeficientes angulares entre os eixos das curvas do sensor proposto e do PHYTOS 31 foram de 6,08 e 5,69, respectivamente, no qual

têm-se um erro relativo percentual de 6,41%. Desta forma, pode-se inferir que o tempo de secagem da água nas superfícies de ambos os sensores foram próximos.

Como forma de verificar a reciprocidade do comportamento de ambos os dispositivos, fez-se o Gráfico 13, que relaciona as curvas de respostas destes em uma mesma janela.

**Gráfico 13 – Comparação da saída dos sensores 1,2 e 3 em relação ao PHYTOS 31**



Fonte: Autor, 2021.

De forma geral, constata-se que o comportamento entre os dispositivos foi condizente na detecção da DMF, pois, apresentaram correspondência na variação da resposta de saída durante maior parte do monitoramento. No entanto, foi visto que o sensor proposto identificou um possível evento de molhamento, que não foi recíproco em relação ao PHYTOS 31, aproximadamente entre as horas 47 e 56 o que pode causar interpretação imprecisa na detecção do molhamento foliar.

Contudo, deve-se levar em consideração que a imprecisão pode estar associada a variação da temperatura, bem como do posicionamento físico dos sensores na região, que inclui a incidência de sombras ou gotejamentos advindos de vegetações.

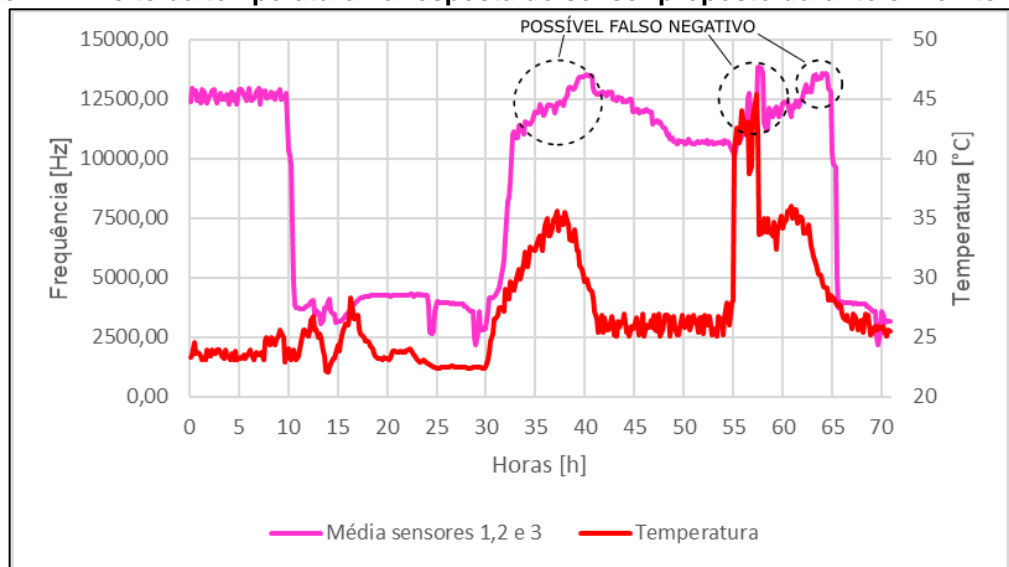
#### 4.6 Efeitos da temperatura nos sensores

Por conta da divergência apresentada no comportamento do sensor proposto durante o monitoramento, em relação ao PHYTOS 31, de acordo com o limiar

de molhamento adotado, investigou-se possíveis fontes de erros relacionadas. Dito isto, levou-se em consideração a influência da temperatura, que conforme já mencionado por Protim Goswami; Montazer; Sarma, (2019), podem afetar o desempenho de sensores que empregam o método de detecção capacitivo.

Sendo assim, fez-se o Gráfico 14, que relaciona o comportamento da média da frequência de saída dos sensores 1, 2 e 3 com a variação da temperatura, mensurada pelo dispositivo DS18B20 no decurso da aplicação.

**Gráfico 14 – Efeito da temperatura na resposta do sensor proposto durante o monitoramento**

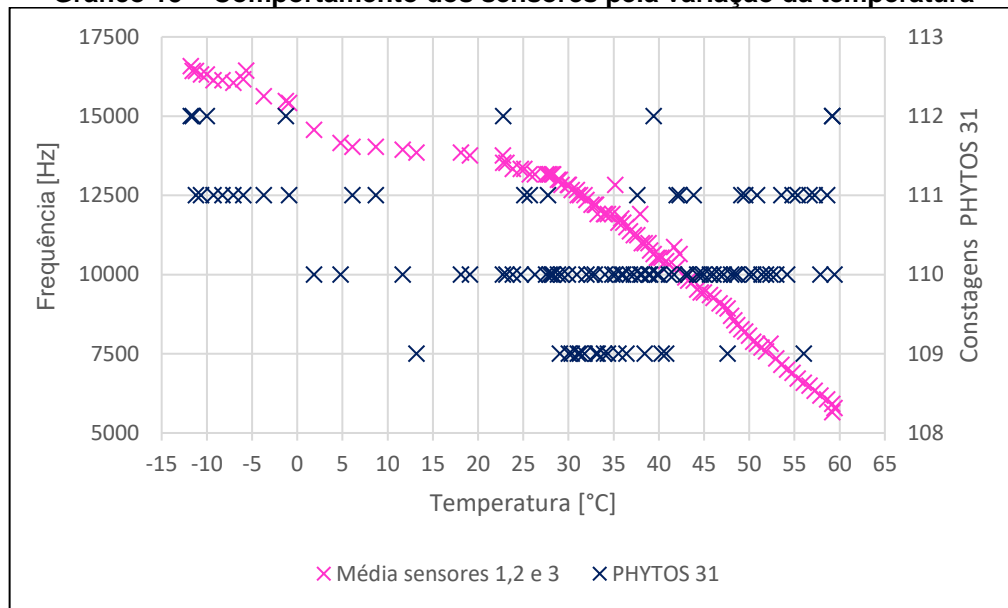


Fonte: Autor, 2021.

Constata-se que nos momentos em que ocorreu uma variação brusca de temperatura ao longo da janela, coincidem com as divergências em frequência da saída do sensor proposto, ou seja, têm-se a ocorrência de falsos negativos, com maior evidência no momento em que foi atingida uma máxima de 45,83 °C. Com isso, infere-se que o dispositivo está sujeito aos efeitos da temperatura, ocasionando em resultados imprecisos.

Deste modo, através de simulações, verificou-se o comportamento dos sensores para uma faixa de temperatura entre -11,75 e 59,44 °C, na qual, relacionou-se, pela variação desta, os dados de resposta dos dispositivos, como mostrado pelo Gráfico 15.

**Gráfico 15 – Comportamento dos sensores pela variação da temperatura**



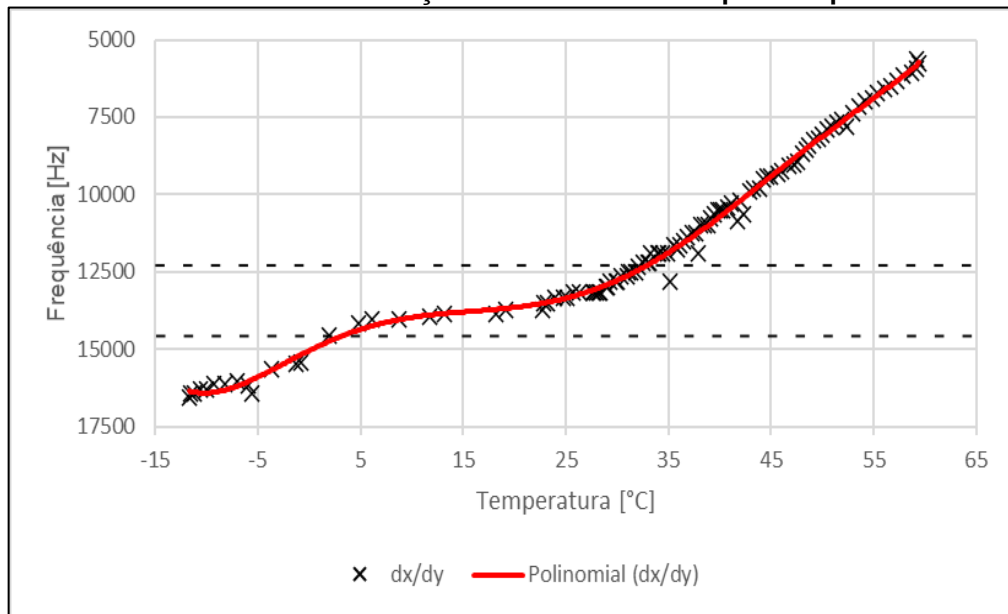
Fonte: Autor, 2021.

Observa-se que, o comportamento do PHYTOS 31 não sofreu influência significativa provocada pela variação da temperatura, cuja saída apresentou uniformidade. A conduta apresentada pelo sensor comercial enfatiza o fato deste possuir alta precisão, o que possibilita sua aplicação de forma segura, em regiões com elevadas ou baixas temperatura.

Quanto ao desempenho do sensor proposto, é notório que o valor da temperatura inflige na atuação deste, o que pode acarretar em resultados imprecisos nas aplicações em regiões com amplas variações de temperatura. Desta forma, considera-se importante para implementação final do sensor uma camada na superfície do dispositivo cujo material proporcione maior isolamento térmico, por conta da exposição de suas partes metálicas, que tendem a ter uma grande variação térmica com a incidência de calor (luz solar), como também, garantir que a dinâmica de evaporação da umidade seja compatível com a de uma folha real

Como forma de caracterizar o comportamento do sensor, fez-se o Gráfico 16, que exibe a taxa de variação de resposta deste, através da linha de tendência polinomial de sexta ordem, gerada pela série de dados do gráfico, dada por  $f(y) = -3,0^{-6}x^6 + 0,0004x^5 - 0,0239x^4 + 0,3599x^3 + 3,9473x^2 - 162,62x + 15042$ , cujo fator  $R^2$  foi de 98,85%.

**Gráfico 16 – Taxa de variação de saída do sensor pela temperatura**



Fonte: Autor, 2021.

Constata-se que a taxa de variação da resposta do sensor é maior em temperaturas de ordens superiores, principalmente acima de 25,0 °C, nas quais, o crescimento da curva é mais acentuado.

Considerando, pela região de aplicação dos dispositivos uma temperatura ambiente de 25,0 °C, em que se têm uma frequência de 13,5 kHz, para o sensor proposto, com superfície seca, estimou-se uma faixa de tolerância de 10% da saída do sensor nesta condição.

Assim, têm-se uma variação de 14,85 a 12,15 kHz, correspondente a 1,0 °C e 33,0 °C, respectivamente, para o qual, a influência da temperatura na saída do sensor proposto é desprezada, representado pelo intervalo entre as linhas tracejadas no gráfico.

## 5 CONCLUSÃO

Com este trabalho, foi possível desenvolver um sensor capacitivo capaz de detectar o molhamento foliar nas aplicações do manejo de hortaliças. Os efeitos individuais de seus parâmetros estruturais foram avaliados, por meio de simulações eletromagnéticas, a fim de determinar a faixa de capacitância de saída e a propagação do campo elétrico em sua estrutura, além de otimizar o tempo de desenvolvimento e evitar a construção de protótipos dispendiosos.

Haja vista que o sensor empregou o método capacitivo na detecção do molhamento e que os cabos de alimentação podem adulterar a capacitância equivalente, integrou-se este a um circuito eletrônico através do CI 555 que, pela configuração em modo astável, foi capaz de realizar uma correlação da capacitância de saída em frequência.

Como forma de verificar se o comportamento do sensor proposto foi adequado para as aplicações designadas, usou-se do sensor comercial de alta precisão PHYTOS 31 como método de referência e comparação de resultados, para aferir a reciprocidade entre estes, na detecção do molhamento, como também a duração do tempo de secagem, aspectos determinantes no manejo de hortaliças.

Além disso, empregou-se do sensor DS18B20 para verificar a temperatura no decorrer das simulações. De forma a averiguar quais efeitos que esta pode gerar no desempenho do sensor desenvolvido.

Para analisar o comportamento da forma de onda de resposta, fez-se o uso de um osciloscópio digital, o DSO138, no qual, foram constatados pulsos retangulares, cuja frequência e os tempos de alto e baixo foram definidos pelos componentes externos ao circuito eletrônico adotado. Verificou-se que o sensor proporciona uma frequência de saída que varia de 2,33 kHz a 12,22 kHz, respectivamente, para uma superfície seca e outra molhada.

Com a intenção de averiguar o desempenho do sensor referente à variação do molhamento em sua superfície, realizou-se simulações de gotejamento, em que foi estabelecida uma relação entre a frequência de saída e a quantidade de água. Além disso, comparou-se a faixa de variação de capacitância admitida pelo *software* de simulações eletromagnéticas com a real.

Visando as aplicações designadas na detecção da DMF, aplicou-se os sensores desenvolvidos, o PHYTOS 31 e o de temperatura, DS18B20, em ambientes de manejo hortaliças, onde permaneceram por uma janela de aproximadamente 71 horas de monitoramento. Para que isto fosse possível, criou-se um sistema de aquisição de dados, formado por um Arduíno UNO, um módulo *Data Logger Shield* e um suporte de pilhas AA, responsável pela alimentação dos sensores, processamento e armazenamento dos dados coletados.

O sistema de aquisição de dados foi de suma importância para possibilitar o monitoramento dos dispositivos, pois, por meio deste, inseriu-se um código de programação que permite obter os dados de saída em intervalos de tempo pré-estabelecidos, permanecendo num estado de economia de energia no período restante, assim, otimizando o consumo das baterias.

Com o término do monitoramento, analisou-se os dados obtidos, no qual, evidenciou-se a ocorrência de diferentes eventos de molhamento em períodos alternados. Possibilitando caracterizar, com base na saída dos sensores, o estado da superfície destes, de acordo com a quantidade de água.

Desse modo, para verificar o adequado desempenho do sensor desenvolvido, comparou-se graficamente o comportamento deste com o PHYTOS 31, observando-se a concordância quanto a variação de saída durante a aplicação.

De forma geral, os sensores apresentaram semelhança em relação a detecção do molhamento, sendo todos os eventos averiguados pelo PHYTOS 31. Contudo, foi visto, em determinado período do monitoramento, que o dispositivo desenvolvido exibiu tendências na resposta que poderiam ser interpretadas como eventos relacionados a períodos de molhamento, não constatadas pelo sensor de referência.

Sendo assim, investigando a discrepância ocorrida, notou-se a presença um pico de variação de temperatura no mesmo período. Com isso fez-se medições com o intuito de verificar os efeitos da temperatura nos sensores.

Constatou-se, portanto, que a variação da temperatura influencia no comportamento do sensor proposto, o que pode ter ocasionado a detecção de um possível evento de molhamento não identificado pelo PHYTOS 31 que, por sua vez, apresentou uniformidade na faixa submetida, como esperado, por se tratar de um dispositivo de alta precisão, contemplando uma compensação de temperatura na sua resposta.

Baseando-se nas simulações e comparações realizadas, pode-se concluir que o sensor desenvolvido é adequado para as aplicações na detecção da DMF apresentando um baixo custo de produção. No entanto, deve-se levar em consideração, em aplicações futuras, a faixa de variação da temperatura na região, por conta dos efeitos causados no seu comportamento.

Como sugestões para trabalhos futuros, infere-se a implementação de um material na cobertura do sensor, que proporcione maior isolamento térmico para estabilização do dispositivo. Recomenda-se, também, o desenvolvimento de um circuito eletrônico de compensação, capaz de corrigir a variável de saída do dispositivo por meio de um algoritmo, relacionando-a por uma função dependente da temperatura e do molhamento contido na superfície do sensor.

Além disso, propõe-se realizar a aplicação do sensor em regiões que proporcionem a ocorrência de fenômenos meteorológicos como a neve ou geadas, para que seja possível verificar o comportamento do dispositivo nestas condições e concluir quanto a sua adequação.

Outro fator relevante para estudos, é a utilização de uma instrumentação mais confiável para as simulações de gotejamento, como o uso de micropipetas, de modo a fornecer um padrão de uniformidade das gotas, para relacionar com a saída do sensor e obter uma análise mais precisa. Ademais, é de valia, realizar simulações com diferentes dimensões das gotas, com o intuito de verificar a influência da variação desta no comportamento do dispositivo.

Em virtude do padrão utilizado para alocação dos eletrodos no sensor e da geometria foliar adotada para este, sugere-se a implementação de outros *layouts*, a fim de comparação de eficiência na detecção da DMF.

Quanto à camada isolante utilizada na superfície do sensor, que deve possuir das propriedades hidrofóbicas próximas às das folhas para que a permanência da água seja compatível entre as superfícies, é pertinente verificar os efeitos do material empregado, e de outros, no que condiz seus parâmetros térmicos, para inferir quanto a sua adequação e confiabilidade de resultados.

Ressalta-se ainda, a importância de realizar uma aproximação entre os parâmetros construtivos das simulações de gotejamento no sensor com os ensaios práticos, já que as estruturas cilíndricas desenvolvidas na interface do *software*, para representar as gotas de água, possuem dissemelhança com as adquiridas pela

instrumentação durante a prática, cuja forma da última se assemelha mais por semiesferas.

Recomenda-se também, para uma distribuição mais uniforme do campo elétrico do sensor nas simulações, um refinamento na malha computacional para a caixa de ar, para isso, sugere-se a utilização de mais uma dessa, porém com tamanho máximo de tetraedros gerados menor que a primeira, de modo que permaneça próxima da região de maior intensidade de campo, para a faixa de variação adotada. Deste modo, têm-se um melhor aproveitamento dos recursos computacionais disponíveis e uma aproximação mais fidedigna com os aspectos reais.

## REFERÊNCIAS

- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. **Fundamentos de Circuitos Elétricos**. 1. ed. Rio de Janeiro: Bookman Companhia, 2003.
- ANSOFT CORPORATION. **High Frequency Structure Simulator**. Pittsburgh, PA, USA, 2005. 801 p.
- ANSYS, Inc. **An introduction to HFSS**. Release 19.0. Canonsburg, PA, USA, 2017. 114 p.
- BALBINOT, A.; BRUSAMARELLO, V. J. **Instrumentação e Fundamentos de Medidas**. 3. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2019. v. 1. 360 p.
- BOHARE, A. **Study of timer ic 555**. College Roorkee, Índia, 2019.
- BOWICK, C.; BLYLER, J.; AJLUNI, C. **RF Circuit Design**. 2. ed. [S.l.]: Newnes, 2007.
- BOYLESTAD, R. L.; NASHELSKY, L. **Dispositivos Eletrônicos e Teoria dos Circuitos**. 11. ed. [S.l.]: Pearson Universidades, 2013.
- BRAGA, N. C.O **Circuito Integrado 555 Mágico**. 1. ed. [S.l.]: NCB, 2016. v. 1. ISBN 978-3-030-52359-6.
- COELHO, S. de L. **Desenvolvimento de um tensiômetro eletrônico para o monitoramento do potencial da água no solo**. 106 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal do Paraná, Fortaleza, 2003.
- DARJI, C. **Design of pulse width modulator using ne-555**. 2020.
- EVEREST, F. The characteristics and use of the 555 timer. **Electronics Education Autumn**, [s. l.], p. 34-40, 2000.
- FRASER, A. B. **Raindrops are Different Sizes**. 1999. Water Science School. Disponível em: [https://www.usgs.gov/special-topic/water-science-school/science/raindrops-are-different-sizes?qt-science\\_center\\_objects=0#qt-science\\_center\\_objects](https://www.usgs.gov/special-topic/water-science-school/science/raindrops-are-different-sizes?qt-science_center_objects=0#qt-science_center_objects). Acesso em: 04 jan. 2021.
- GAO, Z. *et al.* **Design and test of a soil profile moisture sensor based on sensitive soil layers**. **Sensors**, v. 18, p. 1648, 05 2018.
- GETZ, R. R. **Report on the measurement of leaf wetness agricultural meteorological observatory, poona**. WORLD METEOROLOGICAL ORGANIZATION, n. 38, 1992.
- GILLESPIE, T. J.; KIDD, G. E. **Sensing duration of leaf moisture retention using electrical impedance grids**, Canadian Journal of Plant Science, v. 58, n. 1, p. 179–187, 1978.
- HICKEY, J. H. V.; VILLINES, W. M. **Elements of Electronics**. 2. ed. [S.l.]: McGraw-Hill Book Co., 1961.

HOLTZER, T. O. *et al.* **Effects of microenvironment on the dynamics of spider-mite populations.** *Experimental Applied Acarology*, v. 4, n. 3, p. 247–264, 1998. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/BF01196189>. Acesso em: 27 dez. 2020.

HUBER, L.; GILLESPIE, T. J. **Modeling leaf wetness in relation to plant disease epidemiology.** *Annual Review of Phytopathology*, v. 30, n. 1, p. 553–577, 1992. Disponível em: <https://doi.org/10.1146/annurev.py.30.090192.003005>. Acesso em: 27 dez. 2020.

INSTITUTO NACIONAL DE METROLOGIA QUALIDADE E TECNOLOGIA. **Vocabulário Internacional de Metrologia - Conceitos fundamentais e gerais e termos associados (VIM).** INMETRO, 2012. 93 p.

JOHNSON, D. E.; HILBURN, J. L.; JOHNSON, J. R. **Fundamentos de Análise de Circuitos Elétricos.** 4.ed. [S.l.]: LTC, 1993.

JUNIOR, Almir. **Eletricidade e eletrônica básica.** 4. ed. [S. l.]: Alta Books, 2013. 320 p.

KALANTAR-ZADEH, K. **Sensors: An introductory course.** [S.l.: s.n.], 2013. 1-196 p. ISBN978-1-4614-5051-1.

KOJIMA, Y. *et al.* **Low-cost soil moisture profile probe using thin-film capacitors and a capacitive touchsensor.** *Sensors*, v. 16, p. 1292, 08 2016.

LIEROP, P. van *et al.* **Global forest area disturbance from fire, insect pests, diseases and severe weatherevents.** *Forest Ecology and Management*, v. 352, p. 78 – 88, 2015. ISSN 0378-1127. Changes in GlobalForest Resources from 1990 to 2015.

LIMA JUNIOR, A. W. **Eletricidade & Eletronica Básica.** 3ª. ed. Rio de Janeiro: Starlin Alta Con. Com. Ltda, 2009

LOPES, C.A.; SOARES, A.M.Q. Controle químico da mancha-bacteriana em tomateiro para processamento industrial. *Summa Phytopathologica*, v. 25, n.1, p.21-22, 1999

MAGAREY, R. *et al.* **Estimating surface wetness on plants.** 2005.

MAKDESSI, M.; SARI, A.; VENET, P. **Modeling of metallized polymer films capacitor's impedance.** In: [S.l.: s.n.], 2012. p. 4048–4053. ISBN 978-1-4673-2419-9.

METER, INC. **PHYTOS 31.** NE Hopkins Court Pullman, 2019. 20 p.

NAVES, R.; GARRIDO, L. **Míldio.** 2020. Agência Embrapa de Informação Tecnológica. Disponível em: [http://www.agencia.cnptia.embrapa.br/gestor/uva\\_para\\_processamento/arvore/CON\\_T000gpz3d3h02wx5ok0id7g9o6eaf19e.html](http://www.agencia.cnptia.embrapa.br/gestor/uva_para_processamento/arvore/CON_T000gpz3d3h02wx5ok0id7g9o6eaf19e.html). Acesso em: 10 nov. 2020.

NWANZE, K. F. *et al.* **Reduction of shoot fly damage in irrigated post-rainy season sorghum bymanipulating irrigation.** *Annals of Applied Biology*, v. 129, n. 3, p. 390–403, 1996.

OCAÑA, G. H. *et al.* **A novel low-cost smart leaf wetness sensor.** *Computers and Electronics in Agriculture*, v. 143, p. 286–292, 12 2017.

PARK, Y. **Determination of moisture and ash contents of foods.** handbook of food analysis. leo m.l. nollet (ed). marcel dekker, inc., new york. p. 59-92. In: [S.l.: s.n.], 1996. p. pp.59–92.

PROTIM GOSWAMI, M.; MONTAZER, B.; SARMA, U. **Design and characterization of a fringing field capacitive soil moisture sensor.** *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, v. 68, n. 3, p. 913–922, 2019.

RESNICK, R.; WALKER, J. **Fundamentos de Física - Eletromagnetismo.** 10. ed. [S.l.]: LTC, 2016. v. 3.

ROWLANDSON, T. *et al.* **Reconsidering leaf wetness duration determination for plant disease management.** *Plant Disease*, v. 99, n. 3, p. 310–319, 2015. PMID: 30699706. Disponível em: <https://doi.org/10.1094/PDIS-05-14-0529-FE>. Acesso em: 23 dez. 2020.

SBROGIO, F. **Caracterização de Parâmetros de Indutores e Capacitores Aplicados ao Modelamento de Resposta em Frequência de Fontes Chaveadas.** 97 p. — Universidade Estadual de Londrina, Londrina, 2018.

SCHURER, K.; WAL, A. F. van der. **An electronic leaf wetness recorder.** *Netherlands Journal of Plant Pathology*, v. 78, n. 1, p. 29–32, 1972. Disponível em: <https://doi.org/10.1007/BF01976380>. Acesso em: 25 dez. 2020.

SENTELHAS, P. C. *et al.* **Suitability of relative humidity as an estimator of leaf wetness duration.** *Agricultural and Forest Meteorology*, v. 148, n. 3, p. 392 – 400, 2008. ISSN 0168-1923.

SERWAY, R.; JEWETT, J. **Eletromagnetismo.** 2. ed. [S.l.]: Cengage Learning, 2014. v. 3.

SILVA, I. D. O. **Desenvolvimento de um sensor capacitivo para o monitoramento de umidade do solo.** 86 p. — UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ, FORTALEZA, 2005.

SINCLAIR, I. R. **Chapter 9 - instrumentation techniques.** In: **SINCLAIR, I. R. (Ed.). Sensors and Transducers (Third Edition).** Third edition. Oxford: Newnes, 2001. p. 206 – 232. ISBN 978-0-7506-4932-2. Disponível em: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780750649322500291>. Acesso em: 10 jan. 2021.

TNAU. **Relative Humidity and Plant Growth.** 2016. TNAU AGRITECH PORTAL. Disponível em: [http://www.agritech.tnau.ac.in/agriculture/agri\\_agrometeorology\\_relativehumidity.html](http://www.agritech.tnau.ac.in/agriculture/agri_agrometeorology_relativehumidity.html). Acesso em: 04 jan. 2021.

TOMASZ, M. **Modeling of metallized polymer films capacitor's impedance.** 2012. Disponível em:

<https://www.electronicdesign.com/technologies/analog/article/21796004/use-analog-techniques-to-measure-capacitance-in-capacitive-sensors>. Acesso em: 04 jan 2021.

VENKITESHWARAN, S. P.; VENKATARAMAN, R. **Measurement of dew at the central agricultural meteorological observatory, poona.** **Meteorological Office, 1956.**

YOUNG, H. D.; FREEDMAN, R. A. **Física III: eletromagnetismo.** 12. ed. [S.l.]: Pearson Universidades, 2008. v. 3.

ZOOK, J. D.; SCHROEDER, N. **Sensors as Information Transducers.** 2008.

## APÊNDICES

### APÊNDICE A – Código empregado no sistema de aquisição de dados para o monitoramento dos sensores

```
// SENSOR DE UMIDADE
```

```
const int pinoSensor = A0;
```

```
int valorLido;
```

```
// MODO ECONOMIA DE ENERGIA
```

```
#include <LowPower.h>
```

```
int t = 2; // Fator multiplicativo de 8s em modo economia de energia
```

```
// MÓDULO DATA LOGGER SHIELD
```

```
#include "RTClib.h" // Real Time Clock (RTC)
```

```
#include <SD.h> // Cartão SD
```

```
int Pino_CS = 10; // Pino CS do cartão SD (pino D10)
```

```
RTC_DS1307 rtc;
```

```
File file;
```

```
// SENSOR DE TEMPERATURA DS18B20
```

```
#include <OneWire.h>
```

```
#include <DallasTemperature.h>
```

```
#define DS18B20 7 // Define o pino digital utilizado pelo sensor (pino D7)
```

```
OneWire ourWire(DS18B20); // Configura uma instância onewire para se comunicar com o sensor
```

```
DallasTemperature sensors(&ourWire); // Biblioteca DallasTemperature
```

```
// FREQUENCÍMETRO 1 (NE555)
```

```
const int pulsePin1 = 5; // Sinal de entrada conectado ao pino D4 do arduíno
```

```
int pulseHigh1; // Variável para mensurar o tempo em estado alto do pulso recebido
```

```
int pulseLow1; // Variável para mensurar o tempo em estado baixo do pulso recebido
```

```
float pulseTotal1; // Variável para mensurar o tempo total do pulso recebido
float frequency1; // Frequência
float frequency_soma1;
float frequency_media1;
float aux = 0;

// FREQUENCÍMETRO 2 (NE555)
const int pulsePin2 = 2; // Sinal de entrada conectado ao pino D4 do Arduino
int pulseHigh2; // Variável para mensurar o tempo em estado alto do pulso recebido
int pulseLow2; // Variável para mensurar o tempo em estado baixo do pulso recebido
float pulseTotal2; // Variável para mensurar o tempo total do pulso recebido
float frequency2; // Frequência
float frequency_soma2;
float frequency_media2;

// FREQUENCÍMETRO 3 (NE555)
const int pulsePin3 = 3; // Sinal de entrada conectado ao pino D4 do Arduino
int pulseHigh3; // Variável para mensurar o tempo em estado alto do pulso recebido
int pulseLow3; // Variável para mensurar o tempo em estado baixo do pulso recebido
float pulseTotal3; // Variável para mensurar o tempo total do pulso recebido
float frequency3; // Frequência
float frequency_soma3;
float frequency_media3;

void setup( )

{
  pinMode(pulsePin1, INPUT); //Inicia o pulso (frequência)
  //pinMode(pulsePin2, INPUT); //Inicia o pulso (frequência)
  //pinMode(pulsePin3, INPUT); //Inicia o pulso (frequência)
```

```

Serial.begin(9600);
Serial.println("Iniciando SD"); // Inicia o cartão SD
delay(250);

if (!SD.begin(Pino_CS)) // Inicia o módulo data logger
{
  {
    Serial.println("Falha no SD!");
    return;
  }
  Serial.println("SD iniciado");
  Serial.println();
}

if (!rtc.begin( )) // Verifica as condições do RTC
{
  Serial.println("RTC nao encontrado");
  while (1);
}

if (! rtc.isrunning( ))
{
  Serial.println("RTC nao operante!");
  rtc.adjust(DateTime(F(__DATE__), F(__TIME__))); //Ajusta a data do RTC no
momento da compilação
  // DateTime(ano, mes, dia, hora, minuto, segundo) // Ajusta a data manualmente
  // rtc.adjust(DateTime(2020, 12, 21, 3, 0, 0)); // Inserir a data (exemplo)
}
}

void loop() {

```

```

for (aux = 0; aux<t; aux++)
{
// FREQUENCÍMETRO (NE555)
pulseHigh1 = pulseIn(pulsePin1, HIGH);
pulseLow1 = pulseIn(pulsePin1, LOW);
pulseTotal1 = pulseHigh1 + pulseLow1; // Período de tempo do pulso em
microsegundos
frequency1 = 1000000/ pulseTotal1; // Frequência em Hertz (Hz)
frequency_soma1 = frequency_soma1 + frequency1; // Soma das frequências
medidas

pulseHigh2 = pulseIn(pulsePin2, HIGH);
pulseLow2 = pulseIn(pulsePin2, LOW);
pulseTotal2 = pulseHigh2 + pulseLow2;
frequency2 = 1000000/ pulseTotal2;
frequency_soma2 = frequency_soma2 + frequency2;

pulseHigh3 = pulseIn(pulsePin3, HIGH);
pulseLow3 = pulseIn(pulsePin3, LOW);
pulseTotal3 = pulseHigh3 + pulseLow3;
frequency3 = 1000000/ pulseTotal3;
frequency_soma3 = frequency_soma3 + frequency3;
}

if (aux >= t)
{
frequency_media1 = frequency_soma1/t; // Realiza a média das frequência
frequency_media2 = frequency_soma2 / t; //
frequency_media3 = frequency_soma3 / t; //

valorLido = analogRead(pinoSensor); // Recebe os dados do sensor

```

```
sensors.requestTemperatures();// Solicita que a função retorne a temperatura do
sensor
```

```
DateTime now = rtc.now( ); //Lê as informações do RTC
```

```
//Serial monitor informações de hora
```

```
Serial.print(now.hour( ) < 10 ? "0" : "");
```

```
Serial.print(now.hour( ), DEC);
```

```
Serial.print(':');
```

```
Serial.print(now.minute( ) < 10 ? "0" : "");
```

```
Serial.print(now.minute( ), DEC);
```

```
Serial.print(':');
```

```
Serial.print(now.second( ) < 10 ? "0" : "");
```

```
Serial.print(now.second( ), DEC);
```

```
Serial.print(" ");
```

```
// Informa temperatura
```

```
Serial.print("Temperatura: ");
```

```
Serial.print(sensors.getTempCByIndex(0));
```

```
Serial.print("°C"); // Leitura da temperatura
```

```
Serial.print(" ");
```

```
// Informa a frequência
```

```
Serial.print(" "); Serial.print("Frequencia 1: "); Serial.print(frequency_media1);
```

```
Serial.print("Hz"); // Leitura da frequência
```

```
//Serial.print(" "); Serial.print("Frequencia 2: "); Serial.print(frequency_media2);
```

```
Serial.print("Hz");
```

```
//Serial.print(" "); Serial.print("Frequencia 3: "); Serial.print(frequency_media3);
```

```
Serial.println("Hz");
```

```
Serial.print(" "); Serial.print("Umidade: "); Serial.print(valorLido); Serial.println(""); //
```

```
Leitura da umidade
```

```
// Exporta os dados para o SD
```

```

file = SD.open("dados.csv", FILE_WRITE); //Abre arquivo no SD para gravacão
file.print(now.hour() < 10 ? "0" : ""); //Grava os dados no cartao SD
file.print(now.hour(), DEC);
file.print(':');
file.print(now.minute() < 10 ? "0" : "");
file.print(now.minute(), DEC);
file.print(':');
file.print(now.second() < 10 ? "0" : "");
file.print(now.second(), DEC);
file.print(";"); file.print(sensors.getTempCByIndex(0));
file.print(";"); file.print(frequency_media1);
file.print(";"); file.print(frequency_media2);
file.print(";"); file.print(frequency_media3);
file.print(";"); file.print(valorLido);
file.println( );
file.close( ); // Fecha arquivo
delay(250); // Delay até a próxima leitura

frequency_soma1 = 0;
frequency_soma2 = 0;
frequency_soma3 = 0;

}
for (int aux = 0; aux < t; aux++)
{
  LowPower.idle (SLEEP_8S, ADC_OFF, TIMER2_OFF, TIMER1_OFF,
TIMERO_OFF, SPI_OFF, USART0_OFF, TWI_OFF); // Economia de energia
}
}

```

**APÊNDICE B – Código para o Arduino exercer função de capacitômetro**

```
// Definição das entradas analógicas para inserção do capacitor
const int OUT_PIN = A1;
const int IN_PIN = A0;

// Variáveis de calibração para aplicação do método
const float CR = 24.38; // Capacitância parasita presente no Arduino
const int MAX_ADC = 1023; //Resolução

void setup()
{
  pinMode(OUT_PIN, OUTPUT);
  //digitalWrite(OUT_PIN, LOW); \\ Estado padrão para as saídas
  pinMode(IN_PIN, OUTPUT);
  //digitalWrite(IN_PIN, LOW);

  Serial.begin(9600); \\ Inicializa a comunicação serial
}

void loop()
{


  pinMode(IN_PIN, INPUT);
  digitalWrite(OUT_PIN, HIGH);
  int val = analogRead(IN_PIN);

  // Limpar para a próxima medição.
  digitalWrite(OUT_PIN, LOW);
  pinMode(IN_PIN, OUTPUT);
  // Executa o divisor de tensão
```

```
float capacitance = (float)val * CR/ (float)(MAX_ADC - val);  
Serial.print(F("Capacitância= "));  
Serial.print(capacitance, 3);  
Serial.print(F(" pF (")); \\ Em picofaradays  
Serial.print(val);  
Serial.println(F(" "));  
  
while (millis() % 500 != 0); \\ Delay de 500ms  
}
```

ANEXOS

ANEXO A – Datasheet do DSB120



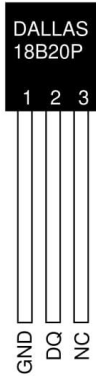

**DS18B20-PAR**  
1-Wire Parasite-Power  
Digital Thermometer

[www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com)

**FEATURES**

- Unique 1-Wire<sup>®</sup> interface requires only one port pin for communication
- Derives power from data line (“parasite power”)—does not need a local power supply
- Multi-drop capability simplifies distributed temperature sensing applications
- Requires no external components
- ±0.5°C accuracy from -10°C to +85°C
- Measures temperatures from -55°C to +100°C (-67°F to +212°F)
- Thermometer resolution is user-selectable from 9 to 12 bits
- Converts temperature to 12-bit digital word in 750 ms (max.)
- User-definable non-volatile temperature alarm settings
- Alarm search command identifies and addresses devices whose temperature is outside of programmed limits (temperature alarm condition)
- Software compatible with the DS1822-PAR
- Ideal for use in remote sensing applications (e.g., temperature probes) that do not have a local power source

**PIN ASSIGNMENT**

(BOTTOM VIEW)

TO-92  
(DS18B20-PAR)

**PIN DESCRIPTION**

GND - Ground  
DQ - Data In/Out  
NC - No Connect

**DESCRIPTION**

The DS18B20-PAR digital thermometer provides 9 to 12-bit centigrade temperature measurements and has an alarm function with nonvolatile user-programmable upper and lower trigger points. The DS18B20-PAR does not need an external power supply because it derives power directly from the data line (“parasite power”). The DS18B20-PAR communicates over a 1-Wire bus, which by definition requires only one data line (and ground) for communication with a central microprocessor. It has an operating temperature range of -55°C to +100°C and is accurate to ±0.5°C over a range of -10°C to +85°C.

Each DS18B20-PAR has a unique 64-bit identification code, which allows multiple DS18B20-PARs to function on the same 1-wire bus; thus, it is simple to use one microprocessor to control many DS18B20-PARs distributed over a large area. Applications that can benefit from this feature include HVAC environmental controls, temperature monitoring systems inside buildings, equipment or machinery, and process monitoring and control systems.

1-Wire is a registered trademark of Dallas Semiconductor.

1 of 19

101207

**DETAILED PIN DESCRIPTIONS** Table 1

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	GND	<b>Ground.</b>
2	DQ	<b>Data Input/Output pin.</b> Open-drain 1-Wire interface pin. Also provides power to the device when used in parasite power mode (see “Parasite Power” section.)
3	NC	<b>No Connect.</b> Doesn’t connect to internal circuit.

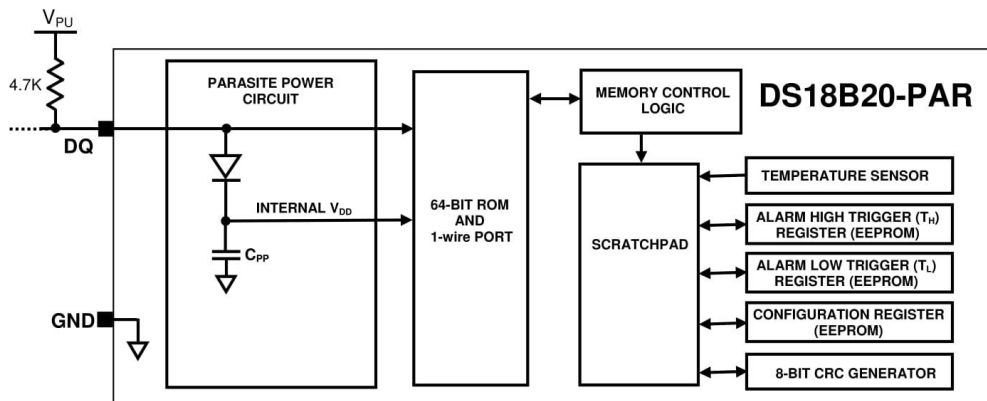
**OVERVIEW**

The DS18B20-PAR uses Dallas’ exclusive 1-Wire bus protocol that implements bus communication using one control signal. The control line requires a weak pullup resistor since all devices are linked to the bus via a 3-state or open-drain port (the DQ pin in the case of the DS18B20-PAR). In this bus system, the microprocessor (the master device) identifies and addresses devices on the bus using each device’s unique 64-bit code. Because each device has a unique code, the number of devices that can be addressed on one bus is virtually unlimited. The 1-Wire bus protocol, including detailed explanations of the commands and “time slots,” is covered in the 1-WIRE BUS SYSTEM section of this datasheet.

An important feature of the DS18B20-PAR is its ability to operate without an external power supply. Power is instead supplied through the 1-Wire pullup resistor via the DQ pin when the bus is high. The high bus signal also charges an internal capacitor ( $C_{PP}$ ), which then supplies power to the device when the bus is low. This method of deriving power from the 1-Wire bus is referred to as “parasite power.”

Figure 1 shows a block diagram of the DS18B20-PAR, and pin descriptions are given in Table 1. The 64-bit ROM stores the device’s unique serial code. The scratchpad memory contains the 2-byte temperature register that stores the digital output from the temperature sensor. In addition, the scratchpad provides access to the 1-byte upper and lower alarm trigger registers ( $T_H$  and  $T_L$ ). The  $T_H$  and  $T_L$  registers are nonvolatile (EEPROM), so they will retain their data when the device is powered down.

**DS18B20-PAR BLOCK DIAGRAM** Figure 1



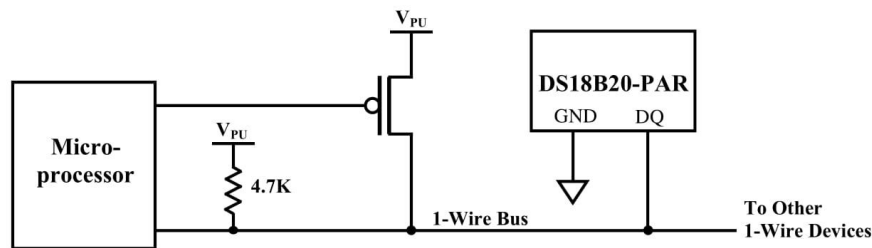
## PARASITE POWER

The DS18B20-PAR's parasite power circuit allows the DS18B20-PAR to operate without a local external power supply. This ability is especially useful for applications that require remote temperature sensing or that are very space constrained. Figure 1 shows the DS18B20-PAR's parasite-power control circuitry, which "steals" power from the 1-Wire bus via the DQ pin when the bus is high. The stolen charge powers the DS18B20-PAR while the bus is high, and some of the charge is stored on the parasite power capacitor ( $C_{PP}$ ) to provide power when the bus is low.

The 1-Wire bus and  $C_{PP}$  can provide sufficient parasite power to the DS18B20-PAR for most operations as long as the specified timing and voltage requirements are met (refer to the DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS and the AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS sections of this data sheet). However, when the DS18B20-PAR is performing temperature conversions or copying data from the scratchpad memory to EEPROM, the operating current can be as high as 1.5 mA. This current can cause an unacceptable voltage drop across the weak 1-Wire pullup resistor and is more current than can be supplied by  $C_{PP}$ . To assure that the DS18B20-PAR has sufficient supply current, it is necessary to provide a strong pullup on the 1-Wire bus whenever temperature conversions are taking place or data is being copied from the scratchpad to EEPROM. This can be accomplished by using a MOSFET to pull the bus directly to the rail as shown in Figure 2. The 1-Wire bus must be switched to the strong pullup within 10  $\mu$ s (max) after a Convert T [44h] or Copy Scratchpad [48h] command is issued, and the bus must be held high by the pullup for the duration of the conversion ( $t_{conv}$ ) or data transfer ( $t_{wr} = 10$  ms). No other activity can take place on the 1-Wire bus while the pullup is enabled.

## SUPPLYING THE DS18B20-PAR DURING TEMPERATURE CONVERSIONS

Figure 2



## OPERATION – MEASURING TEMPERATURE

The core functionality of the DS18B20-PAR is its direct-to-digital temperature sensor. The resolution of the temperature sensor is user-configurable to 9, 10, 11, or 12 bits, which corresponds to increments of 0.5°C, 0.25°C, 0.125°C, and 0.0625°C, respectively. The default resolution at power-up is 12-bit.

The DS18B20-PAR powers-up in a low-power idle state; to initiate a temperature measurement and A-to-D conversion, the master must issue a Convert T [44h] command. Following the conversion, the resulting thermal data is stored in the 2-byte temperature register in the scratchpad memory and the DS18B20-PAR returns to its idle state. The DS18B20-PAR output data is calibrated in degrees centigrade; for Fahrenheit applications, a lookup table or conversion routine must be used. The temperature data is stored as a 16-bit sign-extended two's complement number in the temperature register (see Figure 3). The sign bits (S) indicate if the temperature is positive or negative: for positive numbers  $S = 0$  and for negative numbers  $S = 1$ . If the DS18B20-PAR is configured for 12-bit resolution, all bits in the temperature register will contain valid data. For 11-bit resolution, bit 0 is undefined. For 10-bit

resolution, bits 1 and 0 are undefined, and for 9-bit resolution bits 2, 1 and 0 are undefined. Table 2 gives examples of digital output data and the corresponding temperature reading for 12-bit resolution conversions.

**TEMPERATURE REGISTER FORMAT** Figure 3

	bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
<b>LS Byte</b>	2 <sup>3</sup>	2 <sup>2</sup>	2 <sup>1</sup>	2 <sup>0</sup>	2 <sup>-1</sup>	2 <sup>-2</sup>	2 <sup>-3</sup>	2 <sup>-4</sup>
	bit 15	bit 14	bit 13	bit 12	bit 11	bit 10	bit 9	bit 8
<b>MS Byte</b>	S	S	S	S	S	2 <sup>6</sup>	2 <sup>5</sup>	2 <sup>4</sup>

**TEMPERATURE/DATA RELATIONSHIP** Table 2

TEMPERATURE	DIGITAL OUTPUT (Binary)	DIGITAL OUTPUT (Hex)
+85°C*	0000 0101 0101 0000	0550h
+25.0625°C	0000 0001 1001 0001	0191h
+10.125°C	0000 0000 1010 0010	00A2h
+0.5°C	0000 0000 0000 1000	0008h
0°C	0000 0000 0000 0000	0000h
-0.5°C	1111 1111 1111 1000	FFF8h
-10.125°C	1111 1111 0101 1110	FF5Eh
-25.0625°C	1111 1110 0110 1111	FE6Fh
-55°C	1111 1100 1001 0000	FC90h

\*The power-on reset value of the temperature register is +85°C

**OPERATION – ALARM SIGNALING**

After the DS18B20-PAR performs a temperature conversion, the temperature value is compared to the user-defined two’s complement alarm trigger values stored in the 1-byte T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub> registers (see Figure 4). The sign bit (S) indicates if the value is positive or negative: for positive numbers S = 0 and for negative numbers S = 1. The T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub> registers are nonvolatile (EEPROM) so they will retain data when the device is powered down. T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub> can be accessed through bytes 2 and 3 of the scratchpad as explained in the MEMORY section of this datasheet.

**T<sub>H</sub> AND T<sub>L</sub> REGISTER FORMAT** Figure 4

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
S	2 <sup>6</sup>	2 <sup>5</sup>	2 <sup>4</sup>	2 <sup>3</sup>	2 <sup>2</sup>	2 <sup>1</sup>	2 <sup>0</sup>

Only bits 11 through 4 of the temperature register are used in the T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub> comparison since T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub> are 8-bit registers. If the result of a temperature measurement is higher than or equal to T<sub>H</sub> or lower than or equal to T<sub>L</sub>, an alarm condition exists and an alarm flag is set inside the DS18B20-PAR. This flag is updated after every temperature measurement; therefore, if the alarm condition goes away, the flag will be turned off after the next temperature conversion.

The master device can check the alarm flag status of all DS18B20-PARs on the bus by issuing an Alarm Search [ECh] command. Any DS18B20-PARs with a set alarm flag will respond to the command, so the master can determine exactly which DS18B20-PARs have experienced an alarm condition. If an alarm condition exists and the  $T_H$  or  $T_L$  settings have changed, another temperature conversion should be done to validate the alarm condition.

**64-BIT LASERED ROM CODE**

Each DS18B20-PAR contains a unique 64-bit code (see Figure 5) stored in ROM. The least significant 8 bits of the ROM code contain the DS18B20-PAR’s 1-wire family code: 28h. The next 48 bits contain a unique serial number. The most significant 8 bits contain a cyclic redundancy check (CRC) byte that is calculated from the first 56 bits of the ROM code. A detailed explanation of the CRC bits is provided in the CRC GENERATION section. The 64-bit ROM code and associated ROM function control logic allow the DS18B20-PAR to operate as a 1-wire device using the protocol detailed in the 1-WIRE BUS SYSTEM section of this datasheet.

**64-BIT LASERED ROM CODE Figure 5**

8-BIT CRC		48-BIT SERIAL NUMBER				8-BIT FAMILY CODE (28h)	
MSB		LSB	MSB	LSB	MSB		LSB

**MEMORY**

The DS18B20-PAR’s memory is organized as shown in Figure 6. The memory consists of an SRAM scratchpad with nonvolatile EEPROM storage for the high and low alarm trigger registers ( $T_H$  and  $T_L$ ) and configuration register. Note that if the DS18B20-PAR alarm function is not used, the  $T_H$  and  $T_L$  registers can serve as general-purpose memory. All memory commands are described in detail in the DS18B20-PAR FUNCTION COMMANDS section.

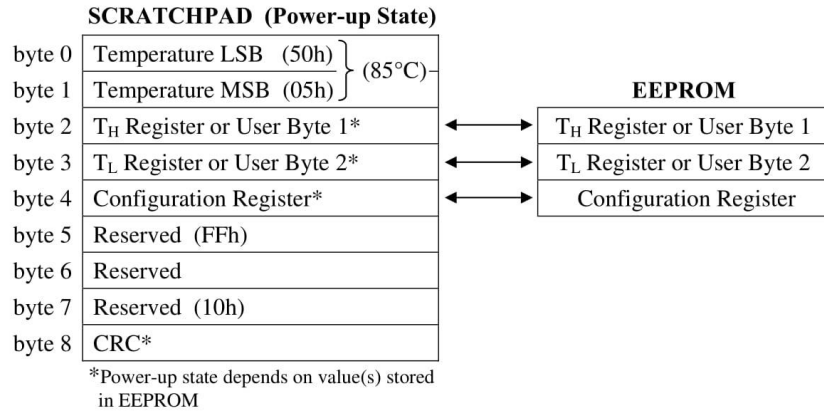
Byte 0 and byte 1 of the scratchpad contain the LSB and the MSB of the temperature register, respectively. These bytes are read-only. Bytes 2 and 3 provide access to  $T_H$  and  $T_L$  registers. Byte 4 contains the configuration register data, which is explained in detail in the CONFIGURATION REGISTER section of this datasheet. Bytes 5, 6 and 7 are reserved for internal use by the device and cannot be overwritten.

Byte 8 of the scratchpad is read-only and contains the cyclic redundancy check (CRC) code for bytes 0 through 7 of the scratchpad. The DS18B20-PAR generates this CRC using the method described in the CRC GENERATION section.

Data is written to bytes 2, 3, and 4 of the scratchpad using the Write Scratchpad [4Eh] command, and the data must be transmitted to the DS18B20-PAR starting with the least significant bit of byte 2. To verify data integrity, the scratchpad can be read (using the Read Scratchpad [BEh] command) after the data is written. When reading the scratchpad, data is transferred over the 1-Wire bus starting with the least significant bit of byte 0. To transfer the  $T_H$ ,  $T_L$  and configuration data from the scratchpad to EEPROM, the master must issue the Copy Scratchpad [48h] command.

Data in the EEPROM registers is retained when the device is powered down; at power-up the EEPROM data is reloaded into the corresponding scratchpad locations. Data can also be reloaded from EEPROM to the scratchpad at any time using the Recall  $E^2$  [B8h] command. The master can issue “read time slots” (see the 1-WIRE BUS SYSTEM section) following the Recall  $E^2$  command and the DS18B20-PAR will indicate the status of the recall by transmitting 0 while the recall is in progress and 1 when the recall is done.

**DS18B20-PAR MEMORY MAP** Figure 6



**CONFIGURATION REGISTER**

Byte 4 of the scratchpad memory contains the configuration register, which is organized as illustrated in Figure 7. The user can set the conversion resolution of the DS18B20-PAR using the R0 and R1 bits in this register as shown in Table 3. The power-up default of these bits is R0 = 1 and R1 = 1 (12-bit resolution). Note that there is a direct tradeoff between resolution and conversion time. Bit 7 and bits 0-4 in the configuration register are reserved for internal use by the device and cannot be overwritten.

**CONFIGURATION REGISTER** Figure 7

bit 7	bit 6	bit 5	bit 4	bit 3	bit 2	bit 1	bit 0
0	R1	R0	1	1	1	1	1

**THERMOMETER RESOLUTION CONFIGURATION** Table 3

R1	R0	Resolution	Max Conversion Time
0	0	9-bit	93.75 ms (t <sub>CONV</sub> /8)
0	1	10-bit	187.5 ms (t <sub>CONV</sub> /4)
1	0	11-bit	375 ms (t <sub>CONV</sub> /2)
1	1	12-bit	750 ms (t <sub>CONV</sub> )

**CRC GENERATION**

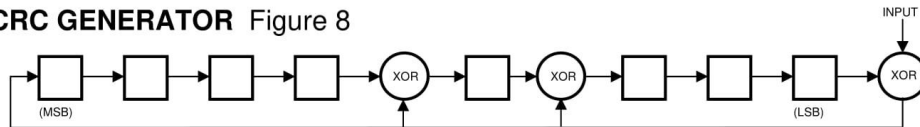
CRC bytes are provided as part of the DS18B20-PAR’s 64-bit ROM code and in the 9<sup>th</sup> byte of the scratchpad memory. The ROM code CRC is calculated from the first 56 bits of the ROM code and is contained in the most significant byte of the ROM. The scratchpad CRC is calculated from the data stored in the scratchpad, and therefore it changes when the data in the scratchpad changes. The CRCs provide the bus master with a method of data validation when data is read from the DS18B20-PAR. To verify that data has been read correctly, the bus master must re-calculate the CRC from the received data

and then compare this value to either the ROM code CRC (for ROM reads) or to the scratchpad CRC (for scratchpad reads). If the calculated CRC matches the read CRC, the data has been received error free. The comparison of CRC values and the decision to continue with an operation are determined entirely by the bus master. There is no circuitry inside the DS18B20-PAR that prevents a command sequence from proceeding if the DS18B20-PAR CRC (ROM or scratchpad) does not match the value generated by the bus master.

The equivalent polynomial function of the CRC (ROM or scratchpad) is:  $CRC = X^8 + X^5 + X^4 + 1$

The bus master can re-calculate the CRC and compare it to the CRC values from the DS18B20-PAR using the polynomial generator shown in Figure 8. This circuit consists of a shift register and XOR gates, and the shift register bits are initialized to 0. Starting with the least significant bit of the ROM code or the least significant bit of byte 0 in the scratchpad, one bit at a time should be shifted into the shift register. After shifting in the 56<sup>th</sup> bit from the ROM or the most significant bit of byte 7 from the scratchpad, the polynomial generator will contain the re-calculated CRC. Next, the 8-bit ROM code or scratchpad CRC from the DS18B20-PAR must be shifted into the circuit. At this point, if the re-calculated CRC was correct, the shift register will contain all 0s. Additional information about the Dallas 1-Wire cyclic redundancy check is available in Application Note 27 entitled “Understanding and Using Cyclic Redundancy Checks with Dallas Semiconductor Touch Memory Products.”

**CRC GENERATOR** Figure 8



### 1-WIRE BUS SYSTEM

The 1-Wire bus system uses a single bus master to control one or more slave devices. The DS18B20-PAR is always a slave. When there is only one slave on the bus, the system is referred to as a “single-drop” system; the system is “multi-drop” if there are multiple slaves on the bus.

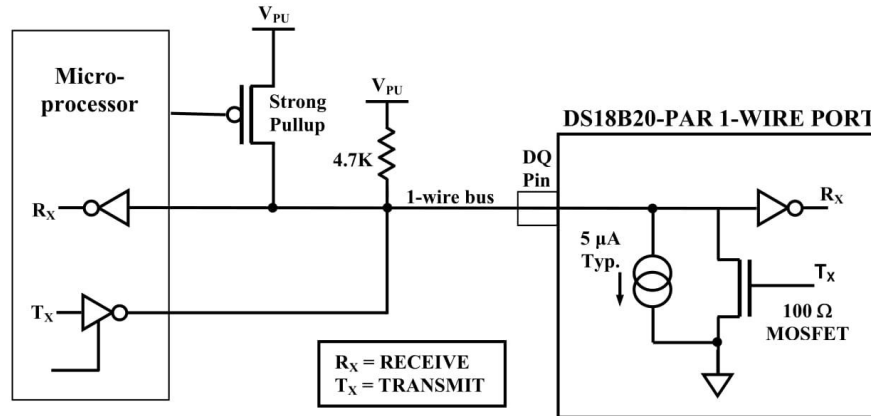
All data and commands are transmitted least significant bit first over the 1-Wire bus.

The following discussion of the 1-Wire bus system is broken down into three topics: hardware configuration, transaction sequence, and 1-Wire signaling (signal types and timing).

### HARDWARE CONFIGURATION

The 1-Wire bus has by definition only a single data line. Each device (master or slave) interfaces to the data line via an open drain or 3–state port. This allows each device to “release” the data line when the device is not transmitting data so the bus is available for use by another device. The 1-Wire port of the DS18B20-PAR (the DQ pin) is open drain with an internal circuit equivalent to that shown in Figure 9.

The 1-Wire bus requires an external pullup resistor of approximately 5 k $\Omega$ ; thus, the idle state for the 1-Wire bus is high. If for any reason a transaction needs to be suspended, the bus MUST be left in the idle state if the transaction is to resume. Infinite recovery time can occur between bits so long as the 1-Wire bus is in the inactive (high) state during the recovery period. If the bus is held low for more than 480  $\mu$ s, all components on the bus will be reset. In addition, to assure that the DS18B20-PAR has sufficient supply current during temperature conversions, it is necessary to provide a strong pullup (such as a MOSFET) on the 1-Wire bus whenever temperature conversions or EEPROM writes are taking place (as described in the PARASITE POWER section).

**HARDWARE CONFIGURATION** Figure 9**TRANSACTION SEQUENCE**

The transaction sequence for accessing the DS18B20-PAR is as follows:

Step 1. Initialization

Step 2. ROM Command (followed by any required data exchange)

Step 3. DS18B20-PAR Function Command (followed by any required data exchange)

It is very important to follow this sequence every time the DS18B20-PAR is accessed, as the DS18B20-PAR will not respond if any steps in the sequence are missing or out of order. Exceptions to this rule are the Search ROM [F0h] and Alarm Search [ECh] commands. After issuing either of these ROM commands, the master must return to Step 1 in the sequence.

**INITIALIZATION**

All transactions on the 1-Wire bus begin with an initialization sequence. The initialization sequence consists of a reset pulse transmitted by the bus master followed by presence pulse(s) transmitted by the slave(s). The presence pulse lets the bus master know that slave devices (such as the DS18B20-PAR) are on the bus and are ready to operate. Timing for the reset and presence pulses is detailed in the 1-WIRE SIGNALING section.

**ROM COMMANDS**

After the bus master has detected a presence pulse, it can issue a ROM command. These commands operate on the unique 64-bit ROM codes of each slave device and allow the master to single out a specific device if many are present on the 1-Wire bus. These commands also allow the master to determine how many and what types of devices are present on the bus or if any device has experienced an alarm condition. There are five ROM commands, and each command is 8 bits long. The master device must issue an appropriate ROM command before issuing a DS18B20-PAR function command. A flowchart for operation of the ROM commands is shown in Figure 10.

**SEARCH ROM [F0h]**

When a system is initially powered up, the master must identify the ROM codes of all slave devices on the bus, which allows the master to determine the number of slaves and their device types. The master learns the ROM codes through a process of elimination that requires the master to perform a Search ROM

cycle (i.e., Search ROM command followed by data exchange) as many times as necessary to identify all of the slave devices. If there is only one slave on the bus, the simpler Read ROM command (see below) can be used in place of the Search ROM process. For a detailed explanation of the Search ROM procedure, refer to the *iButton*<sup>®</sup> Book of Standards at [www.ibutton.com/ibuttons/standard.pdf](http://www.ibutton.com/ibuttons/standard.pdf). After every Search ROM cycle, the bus master must return to Step 1 (Initialization) in the transaction sequence.

#### **READ ROM [33h]**

This command can only be used when there is one slave on the bus. It allows the bus master to read the slave's 64-bit ROM code without using the Search ROM procedure. If this command is used when there is more than one slave present on the bus, a data collision will occur when all the slaves attempt to respond at the same time.

#### **MATCH ROM [55h]**

The match ROM command followed by a 64-bit ROM code sequence allows the bus master to address a specific slave device on a multi-drop or single-drop bus. Only the slave that exactly matches the 64-bit ROM code sequence will respond to the function command issued by the master; all other slaves on the bus will wait for a reset pulse.

#### **SKIP ROM [CCh]**

The master can use this command to address all devices on the bus simultaneously without sending out any ROM code information. For example, the master can make all DS18B20-PARs on the bus perform simultaneous temperature conversions by issuing a Skip ROM command followed by a Convert T [44h] command. Note, however, that the Skip ROM command can only be followed by the Read Scratchpad [BEh] command when there is one slave on the bus. This sequence saves time by allowing the master to read from the device without sending its 64-bit ROM code. This sequence will cause a data collision on the bus if there is more than one slave since multiple devices will attempt to transmit data simultaneously.

#### **ALARM SEARCH [ECh]**

The operation of this command is identical to the operation of the Search ROM command except that only slaves with a set alarm flag will respond. This command allows the master device to determine if any DS18B20-PARs experienced an alarm condition during the most recent temperature conversion. After every Alarm Search cycle (i.e., Alarm Search command followed by data exchange), the bus master must return to Step 1 (Initialization) in the transaction sequence. Refer to the OPERATION – ALARM SIGNALING section for an explanation of alarm flag operation.

### **DS18B20-PAR FUNCTION COMMANDS**

After the bus master has used a ROM command to address the DS18B20-PAR with which it wishes to communicate, the master can issue one of the DS18B20-PAR function commands. These commands allow the master to write to and read from the DS18B20-PAR's scratchpad memory, initiate temperature conversions and determine the power supply mode. The DS18B20-PAR function commands, which are described below, are summarized in Table 4 and illustrated by the flowchart in Figure 11.

#### **CONVERT T [44h]**

This command initiates a single temperature conversion. Following the conversion, the resulting thermal data is stored in the 2-byte temperature register in the scratchpad memory and the DS18B20-PAR returns to its low-power idle state. Within 10  $\mu$ s (max) after this command is issued the master must enable a strong pullup on the 1-Wire bus for the duration of the conversion ( $t_{conv}$ ) as described in the PARASITE POWER section.

#### **WRITE SCRATCHPAD [4Eh]**

This command allows the master to write 3 bytes of data to the DS18B20-PAR's scratchpad. The first data byte is written into the  $T_H$  register (byte 2 of the scratchpad), the second byte is written into the  $T_L$  register (byte 3), and the third byte is written into the configuration register (byte 4). Data must be

DS18B20-PAR

transmitted least significant bit first. All three bytes MUST be written before the master issues a reset, or the data may be corrupted.

**READ SCRATCHPAD [BEh]**

This command allows the master to read the contents of the scratchpad. The data transfer starts with the least significant bit of byte 0 and continues through the scratchpad until the 9<sup>th</sup> byte (byte 8 – CRC) is read. If only part of the scratchpad contents is required, the master may issue a reset to terminate reading at any time.

**COPY SCRATCHPAD [48h]**

This command copies the contents of the scratchpad T<sub>H</sub>, T<sub>L</sub> and configuration registers (bytes 2, 3 and 4) to EEPROM. Within 10 μs (max) after this command is issued the master must enable a strong pullup on the 1-Wire bus for at least 10 ms as described in the PARASITE POWER section.

**RECALL E<sup>2</sup> [B8h]**

This command recalls the alarm trigger values (T<sub>H</sub> and T<sub>L</sub>) and configuration data from EEPROM and places the data in bytes 2, 3, and 4, respectively, in the scratchpad memory. The master device can issue “read time slots” (see the 1-WIRE BUS SYSTEM section) following the Recall E<sup>2</sup> command and the DS18B20-PAR will indicate the status of the recall by transmitting 0 while the recall is in progress and 1 when the recall is done. The recall operation happens automatically at power-up, so valid data is available in the scratchpad as soon as power is applied to the device.

**DS18B20-PAR Function Command Set Table 4**

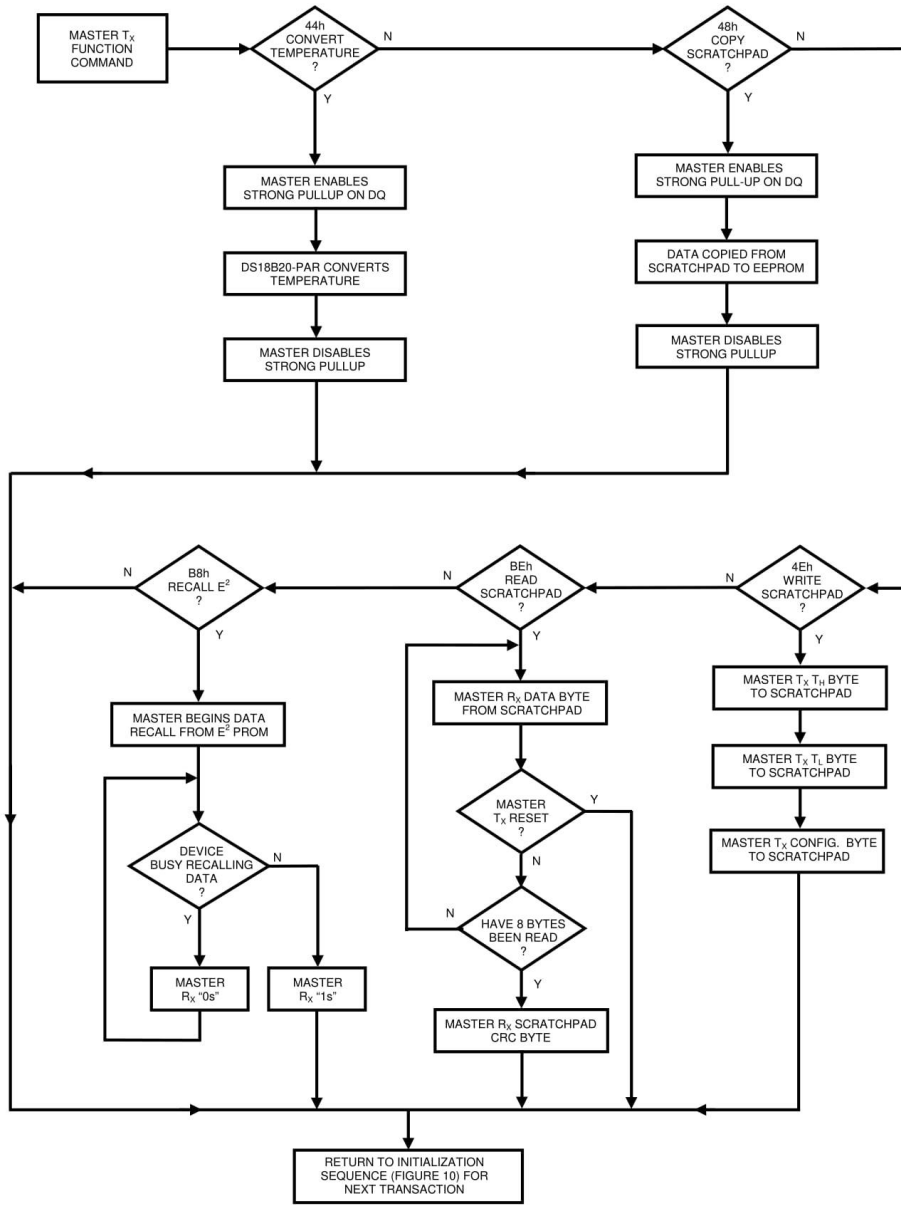
Command	Description	Protocol	1-Wire Bus Activity After Command is Issued	Notes
<b>TEMPERATURE CONVERSION COMMANDS</b>				
Convert T	Initiates temperature conversion.	44h	None	1
<b>MEMORY COMMANDS</b>				
Read Scratchpad	Reads the entire scratchpad including the CRC byte.	BEh	DS18B20-PAR transmits up to 9 data bytes to master.	2
Write Scratchpad	Writes data into scratchpad bytes 2, 3, and 4 (T <sub>H</sub> , T <sub>L</sub> , and configuration registers).	4Eh	Master transmits 3 data bytes to DS18B20-PAR.	3
Copy Scratchpad	Copies T <sub>H</sub> , T <sub>L</sub> , and configuration register data from the scratchpad to EEPROM.	48h	None	1
Recall E <sup>2</sup>	Recalls T <sub>H</sub> , T <sub>L</sub> , and configuration register data from EEPROM to the scratchpad.	B8h	DS18B20-PAR transmits recall status to master.	

**NOTES:**

1. The master must enable a strong pullup on the 1-Wire bus during temperature conversions and copies from the scratchpad to EEPROM. No other bus activity may take place during this time.
2. The master can interrupt the transmission of data at any time by issuing a reset.
3. All three bytes must be written before a reset is issued.



DS18B20-PAR FUNCTION COMMANDS FLOW CHART Figure 11



**1-WIRE SIGNALING**

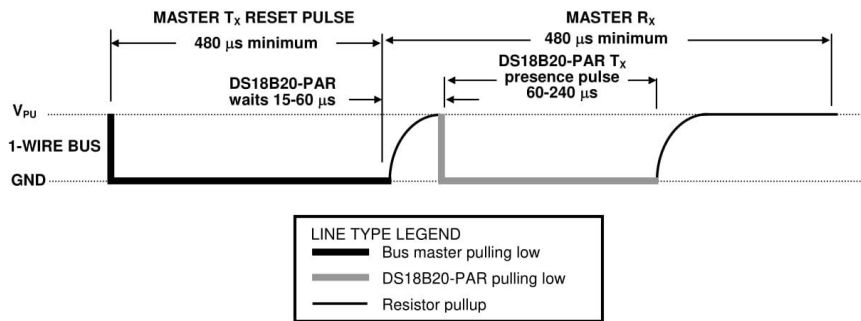
The DS18B20-PAR uses a strict 1-Wire communication protocol to insure data integrity. Several signal types are defined by this protocol: reset pulse, presence pulse, write 0, write 1, read 0, and read 1. All of these signals, with the exception of the presence pulse, are initiated by the bus master.

**INITIALIZATION PROCEDURE: RESET AND PRESENCE PULSES**

All communication with the DS18B20-PAR begins with an initialization sequence that consists of a reset pulse from the master followed by a presence pulse from the DS18B20-PAR. This is illustrated in Figure 12. When the DS18B20-PAR sends the presence pulse in response to the reset, it is indicating to the master that it is on the bus and ready to operate.

During the initialization sequence the bus master transmits (Tx) the reset pulse by pulling the 1-Wire bus low for a minimum of 480  $\mu$ s. The bus master then releases the bus and goes into receive mode (Rx). When the bus is released, the 5k pullup resistor pulls the 1-Wire bus high. When the DS18B20-PAR detects this rising edge, it waits 15–60  $\mu$ s and then transmits a presence pulse by pulling the 1-Wire bus low for 60–240  $\mu$ s.

**INITIALIZATION TIMING** Figure 12



**READ/WRITE TIME SLOTS**

The bus master writes data to the DS18B20-PAR during write time slots and reads data from the DS18B20-PAR during read time slots. One bit of data is transmitted over the 1-Wire bus per time slot.

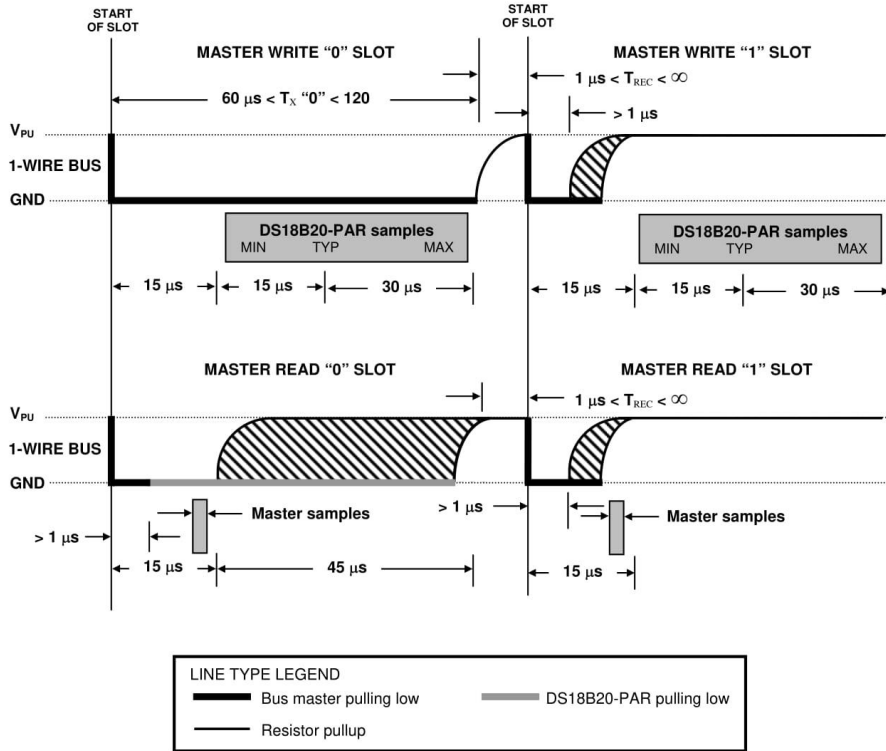
**WRITE TIME SLOTS**

There are two types of write time slots: “Write 1” time slots and “Write 0” time slots. The bus master uses a Write 1 time slot to write a logic 1 to the DS18B20-PAR and a Write 0 time slot to write a logic 0 to the DS18B20-PAR. All write time slots must be a minimum of 60  $\mu$ s in duration with a minimum of a 1  $\mu$ s recovery time between individual write slots. Both types of write time slots are initiated by the master pulling the 1-Wire bus low (see Figure 13).

To generate a Write 1 time slot, after pulling the 1-Wire bus low, the bus master must release the 1-Wire bus within 15  $\mu$ s. When the bus is released, the 5k pullup resistor will pull the bus high. To generate a Write 0 time slot, after pulling the 1-Wire bus low, the bus master must continue to hold the bus low for the duration of the time slot (at least 60  $\mu$ s).

The DS18B20-PAR samples the 1-Wire bus during a window that lasts from 15  $\mu\text{s}$  to 60  $\mu\text{s}$  after the master initiates the write time slot. If the bus is high during the sampling window, a 1 is written to the DS18B20-PAR. If the line is low, a 0 is written to the DS18B20-PAR.

**READ/WRITE TIME SLOT TIMING DIAGRAM Figure 13**



**READ TIME SLOTS**

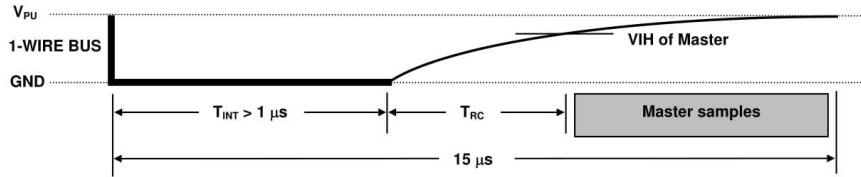
The DS18B20-PAR can only transmit data to the master when the master issues read time slots. Therefore, the master must generate read time slots immediately after issuing a Read Scratchpad [BEh] command, so that the DS18B20-PAR can provide the requested data. In addition, the master can generate read time slots after issuing a Recall E<sup>2</sup> [B8h] command to find out the recall status as explained in the DS18B20-PAR FUNCTION COMMAND section.

All read time slots must be a minimum of 60  $\mu\text{s}$  in duration with a minimum of a 1  $\mu\text{s}$  recovery time between slots. A read time slot is initiated by the master device pulling the 1-Wire bus low for a minimum of 1  $\mu\text{s}$  and then releasing the bus (see Figure 13). After the master initiates the read time slot, the DS18B20-PAR will begin transmitting a 1 or 0 on bus. The DS18B20-PAR transmits a 1 by leaving the bus high and transmits a 0 by pulling the bus low. When transmitting a 0, the DS18B20-PAR will release the bus by the end of the time slot, and the bus will be pulled back to its high idle state by the pullup resistor. Output data from the DS18B20-PAR is valid for 15  $\mu\text{s}$  after the falling edge that initiated

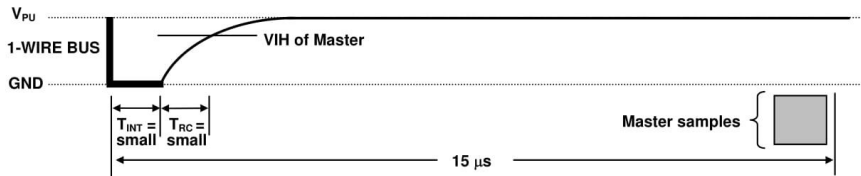
the read time slot. Therefore, the master must release the bus and then sample the bus state within 15  $\mu$ s from the start of the slot.

Figure 14 illustrates that the sum of  $T_{INIT}$ ,  $T_{RC}$ , and  $T_{SAMPLE}$  must be less than 15  $\mu$ s for a read time slot. Figure 15 shows that system timing margin is maximized by keeping  $T_{INIT}$  and  $T_{RC}$  as short as possible and by locating the master sample time during read time slots towards the end of the 15  $\mu$ s period.

**DETAILED MASTER READ 1 TIMING Figure 14**



**RECOMMENDED MASTER READ 1 TIMING Figure 15**



LINE TYPE LEGEND	
	Bus master pulling low
	Resistor pullup

**DS18B20-PAR OPERATION EXAMPLE 1**

In this example there are multiple DS18B20-PARs on the bus. The bus master initiates a temperature conversion in a specific DS18B20-PAR and then reads its scratchpad and recalculates the CRC to verify the data.

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18B20-PARs respond with presence pulse.
TX	55h	Master issues Match ROM command.
TX	64-bit ROM code	Master sends DS18B20-PAR ROM code.
TX	44h	Master issues Convert T command.
TX	DQ line held high by strong pullup	Master applies strong pullup to DQ for the duration of the conversion ( $t_{conv}$ ).
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18B20-PARs respond with presence pulse.
TX	55h	Master issues Match ROM command.
TX	64-bit ROM code	Master sends DS18B20-PAR ROM code.
TX	BEh	Master issues Read Scratchpad command.

## DS18B20-PAR

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
RX	9 data bytes	Master reads entire scratchpad including CRC. The master then recalculates the CRC of the first eight data bytes from the scratchpad and compares the calculated CRC with the read CRC (byte 9). If they match, the master continues; if not, the read operation is repeated.

**DS18B20-PAR OPERATION EXAMPLE 2**

In this example there is only one DS18B20-PAR on the bus. The master writes to the  $T_H$ ,  $T_L$ , and configuration registers in the DS18B20-PAR scratchpad and then reads the scratchpad and recalculates the CRC to verify the data. The master then copies the scratchpad contents to EEPROM.

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18B20-PAR responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	4Eh	Master issues Write Scratchpad command.
TX	3 data bytes	Master sends three data bytes to scratchpad ( $T_H$ , $T_L$ , and config).
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18B20-PAR responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	BEh	Master issues Read Scratchpad command.
RX	9 data bytes	Master reads entire scratchpad including CRC. The master then recalculates the CRC of the first eight data bytes from the scratchpad and compares the calculated CRC with the read CRC (byte 9). If they match, the master continues; if not, the read operation is repeated.
TX	Reset	Master issues reset pulse.
RX	Presence	DS18B20-PAR responds with presence pulse.
TX	CCh	Master issues Skip ROM command.
TX	48h	Master issues Copy Scratchpad command.
TX	DQ line held high by strong pullup	Master applies strong pullup to DQ for at least 10 ms while copy operation is in progress.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS\***

Voltage on any pin relative to ground	-0.5V to +6.0V
Operating temperature	-55°C to +100°C
Storage temperature	-55°C to +125°C
Soldering temperature	See J-STD-020A Specification

\*These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

**DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (-55°C to +100°C;  $V_{PU}=3.0V$  to 5.5V)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Pullup Supply Voltage	$V_{PU}$		3.0		5.5	V	1,2
Thermometer Error	$t_{ERR}$	-10°C to +85°C			$\pm\frac{1}{2}$	°C	3
		-55°C to +100°C			$\pm 2$		
Input Logic Low	$V_{IL}$		-0.3		+0.8	V	1,4,5
Input Logic High	$V_{IH}$		3.0		5.5	V	1,6
Sink Current	$I_L$	$V_{I/O}=0.4V$	4.0			mA	1
Active Current	$I_{DQA}$			1	1.5	mA	7
DQ Input Current	$I_{DQ}$			5		$\mu A$	8
Drift				$\pm 0.2$		°C	9

**NOTES:**

- All voltages are referenced to ground.
- The Pullup Supply Voltage specification assumes that the pullup device (resistor or transistor) is ideal, and therefore the high level of the pullup is equal to  $V_{PU}$ . In order to meet the  $V_{IH}$  spec of the DS18B20-PAR, the actual supply rail for the strong pullup transistor must include margin for the voltage drop across the transistor when it is turned on; thus:  $V_{PU\_ACTUAL} = V_{PU\_IDEAL} + V_{TRANSISTOR}$ .
- See typical performance curve in Figure 16.
- Logic low voltages are specified at a sink current of 4 mA.
- To always guarantee a presence pulse under low voltage parasite power conditions,  $V_{ILMAX}$  may have to be reduced to as low as 0.5V.
- Logic high voltages are specified at a source current of 1 mA.
- Active current refers to supply current during active temperature conversions or EEPROM writes.
- DQ line is high ("hi-Z" state).
- Drift data is based on a 1000 hour stress test at 125°C.

**AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS: NV MEMORY**(-55°C to +100°C;  $V_{PU}=3.0V$  to 5.5V)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS
NV Write Cycle Time	$t_{wr}$			2	10	ms
EEPROM Writes	$N_{EEWR}$	-55°C to +55°C	50k			writes
EEPROM Data Retention	$t_{EEDR}$	-55°C to +55°C	10			years

DS18B20-PAR

**AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (-55°C to +100°C;  $V_{PU}=3.0V$  to 5.5V)

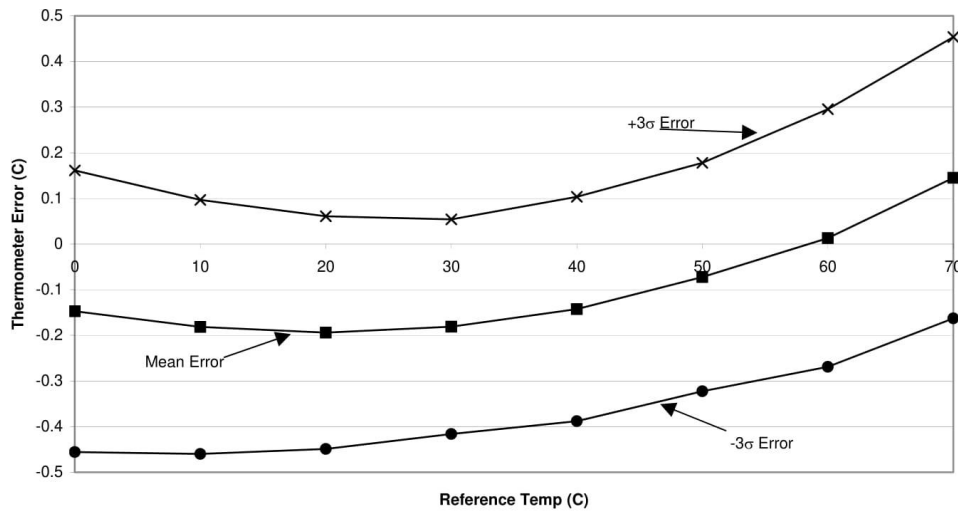
PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Temperature Conversion Time	$t_{CONV}$	9-bit resolution			93.75	ms	1
		10-bit resolution			187.5	ms	1
		11-bit resolution			375	ms	1
		12-bit resolution			750	ms	1
Time to Strong Pullup On	$t_{SPON}$	Start Convert T or Copy Scratchpad Command Issued			10	$\mu s$	
Time Slot	$t_{SLOT}$		60		120	$\mu s$	1
Recovery Time	$t_{REC}$		1			$\mu s$	1
Write 0 Low Time	$t_{LOW0}$		60		120	$\mu s$	1
Write 1 Low Time	$t_{LOW1}$		1		15	$\mu s$	1
Read Data Valid	$t_{RDV}$				15	$\mu s$	1
Reset Time High	$t_{RSTH}$		480			$\mu s$	1
Reset Time Low	$t_{RSTL}$		480		960	$\mu s$	1,2
Presence Detect High	$t_{PDHIGH}$		15		60	$\mu s$	1
Presence Detect Low	$t_{PDLow}$		60		240	$\mu s$	1
Capacitance	$C_{IN/OUT}$				25	pF	

**NOTES:**

1. Refer to timing diagrams in Figure 17.
2. If  $t_{RSTL} > 960 \mu s$ , a power on reset may occur.

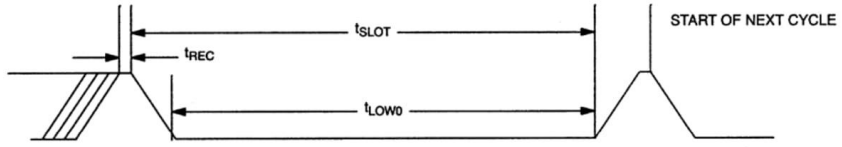
**TYPICAL PERFORMANCE CURVE** Figure 16

DS18B20-PAR Typical Error Curve

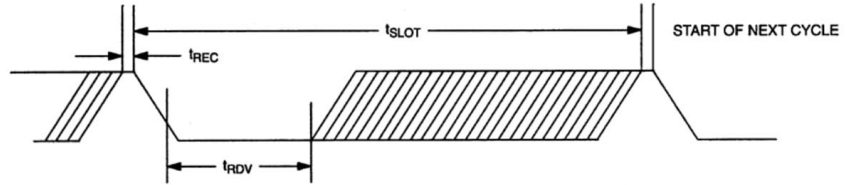


**TIMING DIAGRAMS** Figure 17

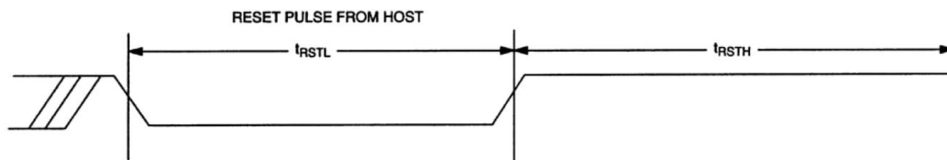
**1-WIRE WRITE ZERO TIME SLOT**



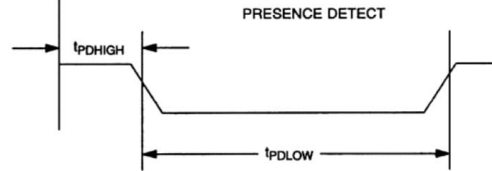
**1-WIRE READ ZERO TIME SLOT**



**1-WIRE RESET PULSE**



**1-WIRE PRESENCE DETECT**



## ANEXO B – Datasheet do CI NE555



## NE555/SA555/NA555

### PRECISION TIMERS

#### Description

These devices are precision timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle can be controlled independently with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels normally are two-thirds and one-third, respectively, of  $V_{CC}$ . These levels can be altered by use of the control-voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set, and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. The reset (RESET) input can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset, and the output goes low. When the output is low, a low-impedance path is provided between discharge (DISCH) and ground.

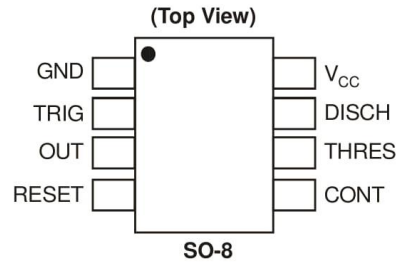
The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200mA. Operation is specified for supplies of 5V to 15V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

#### Features

- Timing from microseconds to hours
- Astable or monostable operation
- Adjustable duty cycle
- TTL compatible output can source or sink up to 200mA
- "Green" Molding Compound (No Br, Sb)
- Lead Free Finish/ RoHS Compliant (Note 1)

Notes: 1. EU Directive 2002/95/EC (RoHS). All applicable RoHS exemptions applied. Please visit our website at [http://www.diodes.com/products/lead\\_free.html](http://www.diodes.com/products/lead_free.html).

#### Pin Assignments



NEW PRODUCT



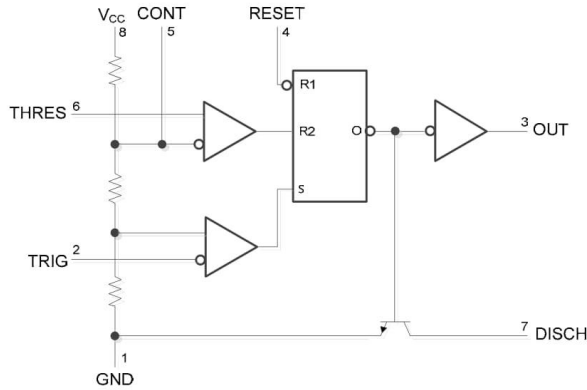
**NE555/SA555/NA555**  
PRECISION TIMERS

NEW PRODUCT

**Pin Descriptions**

Pin Name	Pin Number	Description
GND	1	Ground
TRIG	2	Trigger set $1/3V_{CC}$
OUT	3	Timer output
RESET	4	Reset active low
CONT	5	External adjustment of internal threshold and trigger voltages
THRES	6	Threshold set to $2/3 V_{CC}$
DISCH	7	Low impedance discharge path
$V_{CC}$	8	Chip supply voltage

**Functional Block Diagram**



**RESET can override TRIG, which can override THRESH**

**Functional Table**

Pin Name	Nominal Trigger Voltage	Threshold Voltage	Output	Discharge Switch
GND	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
TRIG	$<1/3V_{CC}$	Irrelevant	High	Off
OUT	$<1/3V_{CC}$	$<2/3V_{CC}$	Low	On
RESET	$<1/3V_{CC}$	$<2/3V_{CC}$	As previously established	



**NE555/SA555/NA555**  
PRECISION TIMERS

NEW PRODUCT

**Absolute Maximum Ratings (Note 2) @ T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise stated**

Symbol	Parameter	Rating	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply voltage (Note 3)	18	V
V <sub>I</sub>	Input voltage	CONT, RESET, THRES, TRIG	V <sub>CC</sub>
I <sub>O</sub>	Output current	±225	mA
θ <sub>JA</sub>	Package thermal resistance Junction-to-Ambient (Note 4)	130	°C/W
θ <sub>JC</sub>	Package thermal resistance Junction-to-Case (Note 5)	15	°C/W
T <sub>J</sub>	Junction temperature	150	°C
T <sub>STG</sub>	Storage temperature	-65 to 150	°C

**Recommended Operating Conditions (T<sub>A</sub> = 25°C)**

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V <sub>CC</sub>	Supply voltage	4.5	16	V	
V <sub>I</sub>	Input voltage	CONT, RESET, THRES, TRIG	V <sub>CC</sub>	V	
I <sub>O</sub>	Output current		±200	mA	
T <sub>A</sub>	Operating Ambient Temperature	NE555	0	70	°C
		SA555	-40	85	
		NA555	-40	105	

- Notes:
- Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only. Functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.
  - All voltage values are with respect ground.
  - Maximum power dissipation is a function of T<sub>J</sub>(max), θ<sub>JA</sub>, and T<sub>A</sub>. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P<sub>D</sub> = (T<sub>J</sub>(max) - T<sub>A</sub>)/θ<sub>JA</sub>. Operating at the absolute maximum T<sub>J</sub> of 150°C can affect reliability.
  - Maximum power dissipation is a function of T<sub>J</sub>(max), θ<sub>JC</sub>, and T<sub>A</sub>. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is P<sub>D</sub> = (T<sub>J</sub>(max) - T<sub>C</sub>)/θ<sub>JC</sub>. Operating at the absolute maximum T<sub>J</sub> of 150°C can affect reliability.

**Electrical Characteristics (V<sub>CC</sub> = 5V to 15V, T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise stated)**

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ.	Max	Unit
V <sub>TH</sub>	Threshold voltage level	V <sub>CC</sub> = 15V	8.8	10	11.2	V
		V <sub>CC</sub> = 5V	2.4	3.3	4.2	
I <sub>TH</sub>	Threshold current (Note 6)			30	250	nA
V <sub>TR</sub>	Trigger voltage level	V <sub>CC</sub> = 15V	4.5	5	5.6	V
		V <sub>CC</sub> = 5V	1.1	1.67	2.2	
I <sub>TR</sub>	Trigger current	TRIG at 0V		0.5	2	µA
V <sub>RST</sub>	RESET voltage level		0.3	0.7	1	V
I <sub>RST</sub>	RESET current	RESET at V <sub>CC</sub>		0.1	0.4	mA
		RESET at 0V		-0.4	-1.5	
I <sub>DIS</sub>	DISCH switch off-state current			20	100	nA
V <sub>DIS</sub>	DISCH saturation voltage with output low (Note 7)	V <sub>CC</sub> = 15V, I <sub>DIS</sub> = 15mA		180	480	mV
		V <sub>CC</sub> = 5V, I <sub>DIS</sub> = 4.5mA		80	200	
V <sub>CON</sub>	CONT voltage (open circuit)	V <sub>CC</sub> = 15V	9	10	11	V
		V <sub>CC</sub> = 5V	2.6	3.3	4	



## NE555/SA555/NA555

### PRECISION TIMERS

#### Electrical Characteristics ( $V_{CC} = 5V$ to $15V$ , $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise stated)

Symbol	Parameter	Test conditions	Min	Typ.	Max	Unit
$V_{OL}$	Low level output voltage	$V_{CC} = 15V, I_{OL} = 10mA$		0.1	0.25	V
		$V_{CC} = 15V, I_{OL} = 50mA$		0.4	0.75	
		$V_{CC} = 15V, I_{OL} = 100mA$		2	2.5	
		$V_{CC} = 15V, I_{OL} = 200mA$		2.5		
		$V_{CC} = 5V, I_{OL} = 5mA$		0.1	0.35	
		$V_{CC} = 5V, I_{OL} = 8mA$		0.15	0.4	
$V_{OH}$	High level output voltage	$V_{CC} = 15V, I_{OH} = -100mA$	12.75	13.3		V
		$V_{CC} = 15V, I_{OH} = -200mA$		12.5		
		$V_{CC} = 5V, I_{OH} = -100mA$	2.75	3.3		
$I_{CC}$	Supply current	Output low, no load	$V_{CC} = 15V$	10	15	mA
			$V_{CC} = 5V$	3	6	
		Output high, no load	$V_{CC} = 15V$	9	13	
			$V_{CC} = 5V$	2	5	
$T_{ER}$	Initial error of timing interval (Note 8)	Each time, monostable (Note 9)		1	3	%
		Each time, astable (Note 10)		2.25		
$T_{TC}$	Temperature coefficient of timing interval	Each time, monostable (Note 9)	$T_A = \text{full range}$	50		ppm/ $^\circ C$
		Each time, astable (Note 10)		150		
$T_{VCC}$	Supply voltage sensitivity of timing interval	Each time, monostable (Note 9)		0.1	0.5	%/V
		Each time, astable (Note 10)		0.3		
$T_{RI}$	Output pulse rise time	$C_L = 15pF$		100	300	ns
$T_{FA}$	Output pulse fall time	$C_L = 15pF$		100	300	ns

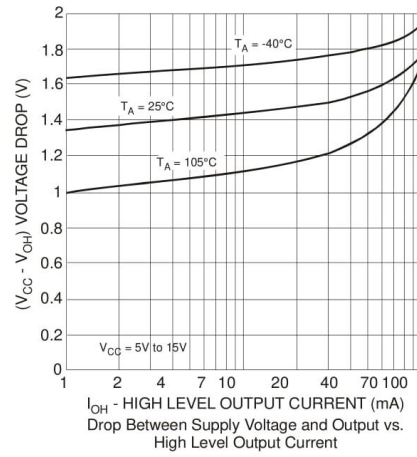
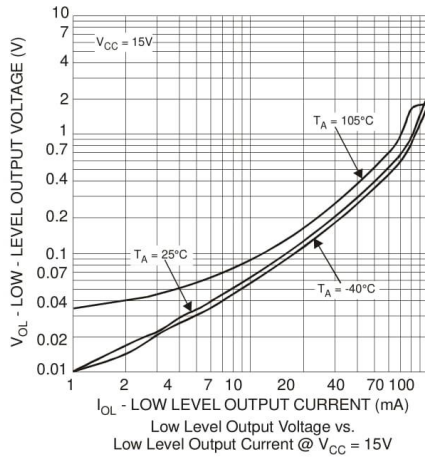
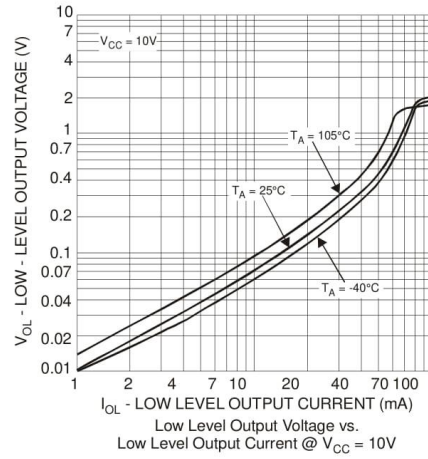
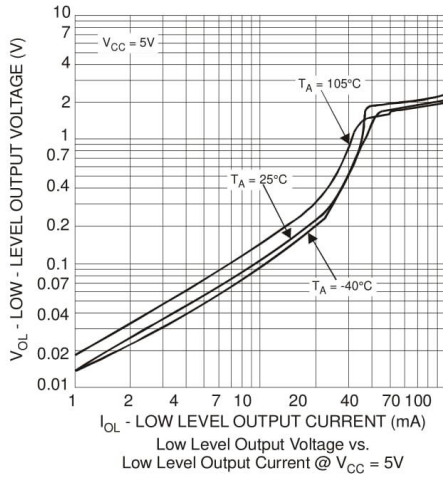
- Notes:
- This parameter influences the maximum value of the timing resistors  $R_A$  and  $R_B$  in the circuit of Figure 12. For example, when  $V_{CC} = 5V$ , the maximum value is  $R = R_A + R_B \approx 3.4M\Omega$ , and for  $V_{CC} = 15V$ , the maximum value is  $10M\Omega$ .
  - No protection against excessive pin 7 current is necessary providing package dissipation rating is not exceeded.
  - Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.
  - Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with the following component values:  $R_A = 2k\Omega$  to  $100k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$ .
  - Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with the following component values:  $R_A = 1k\Omega$  to  $100k\Omega$ ,  $C = 0.1\mu F$ .



**NE555/SA555/NA555**  
PRECISION TIMERS

**Typical Performance Characteristics**

NEW PRODUCT

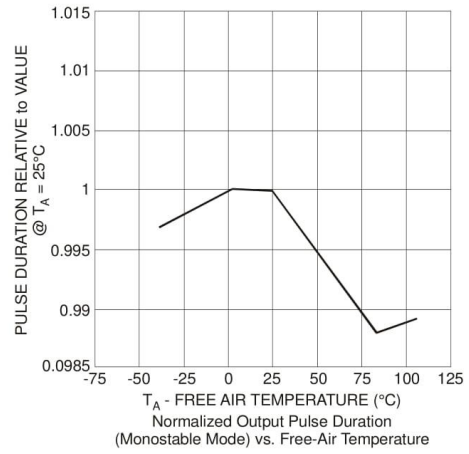
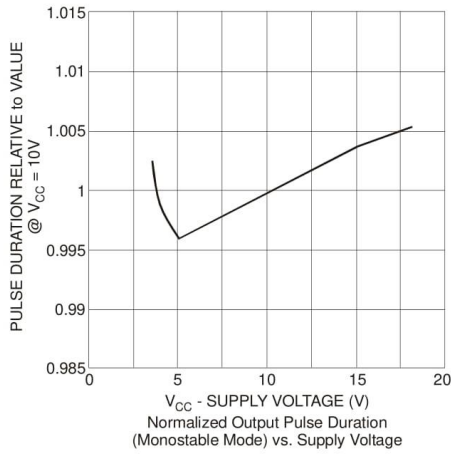
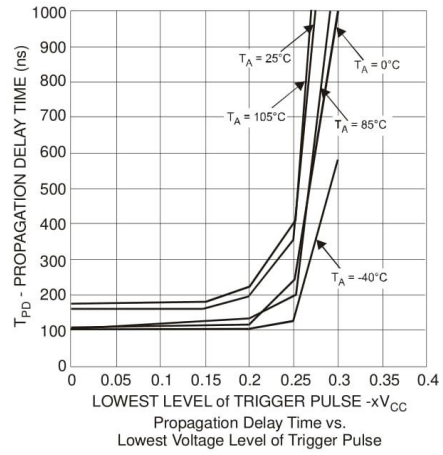
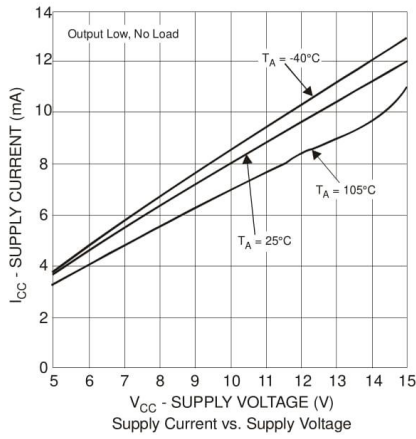




**NE555/SA555/NA555**  
PRECISION TIMERS

NEW PRODUCT

**Typical Performance Characteristics (cont.)**

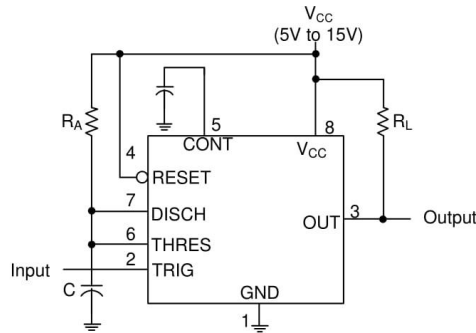


NEW PRODUCT

**Typical Applications Characteristics**

**Monostable Operation**

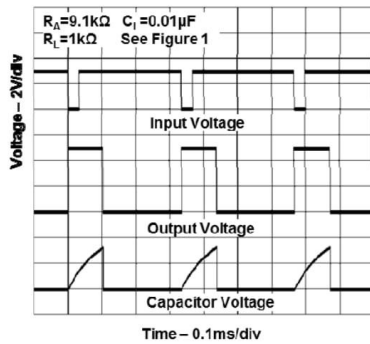
For monostable operation, any of the '555 timers can be connected as shown in Figure 1. If the output is low, application of a negative-going pulse to the trigger (TRIG) sets the internal flip-flop and drives the output high. Capacitor C is then charged through  $R_A$  until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of the threshold (THRES) input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator resets the internal flip-flop, drives the output low, and discharges C.



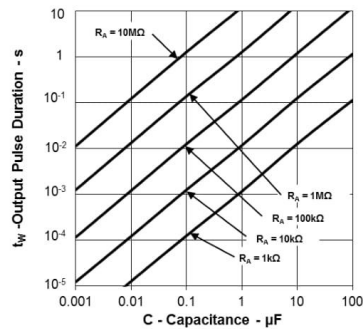
**Fig 1. Monostable operation**

Monostable operation is initiated when TRIG falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high for at least 10 $\mu$ s before the end of the timing interval. When the trigger is grounded, the comparator storage time can be as long as 10 $\mu$ s, which limits the minimum monostable pulse width to 10 $\mu$ s. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately  $t_w = 1.1R_A C$ . Figure 3 is a plot of the time constant for various values of  $R_A$  and C. The threshold levels and charge rates both are directly proportional to the supply voltage,  $V_{CC}$ . The timing interval is, therefore, independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and reinitiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to  $V_{CC}$ .



**Fig. 2 Typical Monostable Waveforms**



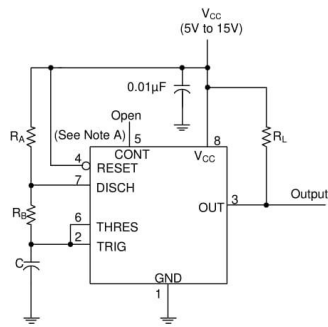
**Fig. 3 Output Pulse Duration vs. Capacitance**

**Typical Applications Characteristics (cont.)**

**Astable Operation**

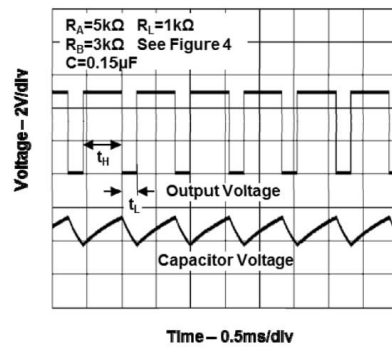
As shown in Figure 4, adding a second resistor,  $R_B$ , to the circuit of Figure 1 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor  $C$  charges through  $R_A$  and  $R_B$  and then discharges through  $R_B$ . Therefore, the duty cycle is controlled by the values of  $R_A$  and  $R_B$ .

This astable connection results in capacitor  $C$  charging and discharging between the threshold-voltage level ( $\approx 0.67V_{CC}$ ) and the trigger-voltage level ( $\approx 0.33V_{CC}$ ). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and, therefore, the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor can improve operation. This should be evaluated for individual applications.

**Fig. 4 Circuit for Astable Operation**



**Fig. 5 Typical Astable Waveforms**

Figure 5 shows typical waveforms generated during astable operation. The output high-level duration  $t_H$  and low-level duration  $t_L$  can be calculated as follows:

$$t_H = 0.693(R_A + R_B)C$$

$$t_L = 0.693(R_B)C$$

Other useful equations are:

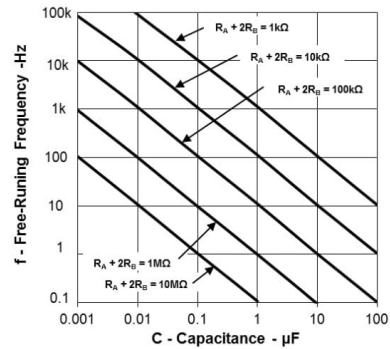
$$\text{period} = t_H + t_L = 0.693(R_A + 2R_B)C$$

$$\text{frequency} = 1.44/(R_A + 2R_B)C$$

$$\text{output driver duty cycle} = t_L/(t_H + t_L) = R_B/(R_A + 2R_B)$$

$$\text{output waveform duty cycle} = t_H/(t_H + t_L) = 1 - R_B/(R_A + 2R_B)$$

$$\text{low to high ratio} = t_L/t_H = R_B/(R_A + R_B)$$



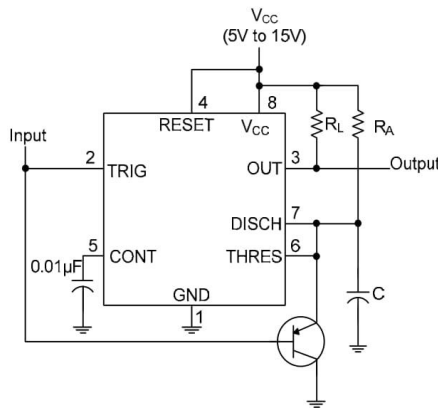
**Fig. 6 Free Running Frequency**

NEW PRODUCT

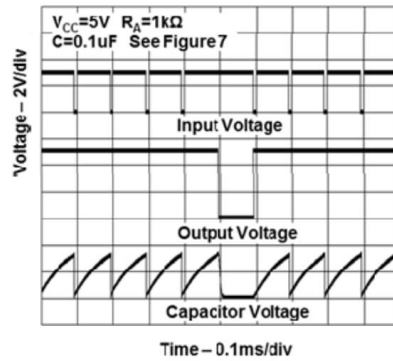
**Typical Applications Characteristics (cont.)**

**Missing Pulse Detector**

The circuit shown in Figure 7 can be used to detect a missing pulse or abnormally long spacing between consecutive pulses in a train of pulses. The timing interval of the monostable circuit is retriggered continuously by the input pulse train as long as the pulse spacing is less than the timing interval. A longer pulse spacing, missing pulse, or terminated pulse train permits the timing interval to be completed, thereby generating an output pulse as shown in Figure 8.



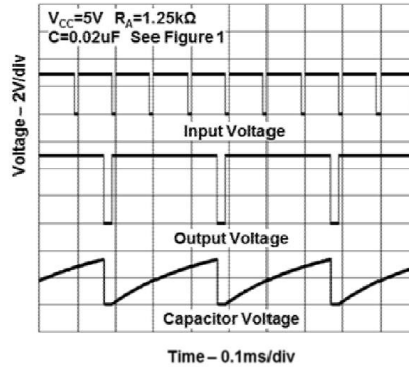
**Fig. 7 Circuit for Missing Pulse Detector**



**Fig. 8 Timing Waveforms for Missing Pulse Detector**

**Frequency Divider**

By adjusting the length of the timing cycle, the basic circuit of Figure 1 can be made to operate as a frequency divider. Figure 9 shows a divide-by-three circuit that makes use of the fact that retriggering cannot occur during the timing cycle.

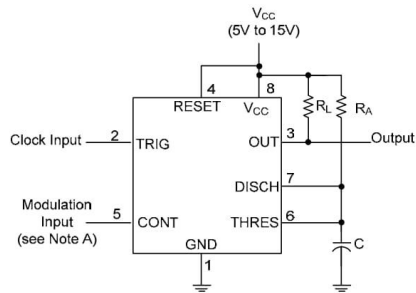


**Fig. 9 Divide by Three Circuit Waveforms**

**Typical Applications Characteristics (cont.)**

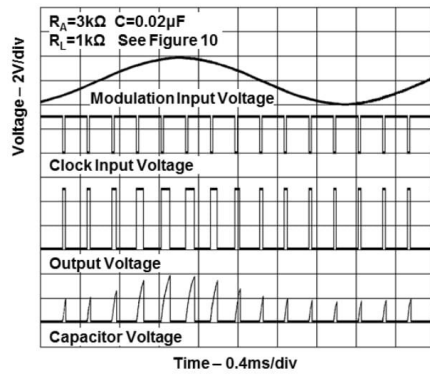
**Pulse Width Modulation**

The operation of the timer can be modified by modulating the internal threshold and trigger voltages, which is accomplished by applying an external voltage (or current) to CONT. Figure 10 shows a circuit for pulse-width modulation. A continuous input pulse train triggers the monostable circuit, and a control signal modulates the threshold voltage. Figure 11 shows the resulting output pulse-width modulation. While a sine-wave modulation signal is shown, any wave shape could be used.



The modulating signal can be directly or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

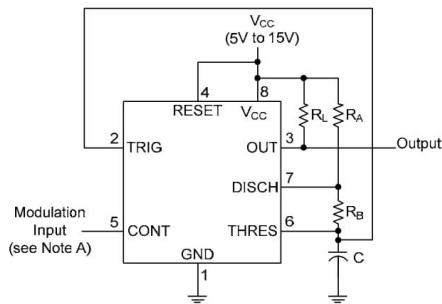
**Fig 10. Circuit for Pulse width modulation**



**Fig 11. Pulse width modulation timing diagrams**

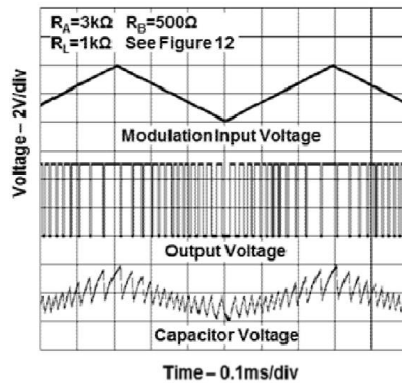
**Pulse Position Modulation**

As shown in Figure 12, any of these timers can be used as a pulse-position modulator. This application modulates the threshold voltage and, thereby, the time delay, of a free-running oscillator. Figure 13 shows a triangular-wave modulation signal for such a circuit; however, any wave shape could be used.



The modulating signal can be directly or capacitively coupled to CONT. For direct coupling, the effects of modulation source voltage and impedance on the bias of the timer should be considered.

**Fig 12. Circuit for pulse position modulation**



**Fig 13. Pulse position modulation timing diagrams**

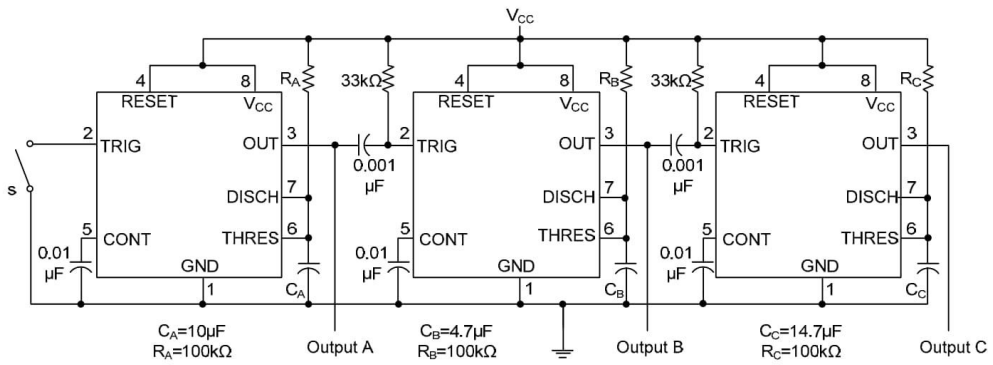
NEW PRODUCT

**Typical Applications Characteristics (cont.)**

**Sequential Timer**

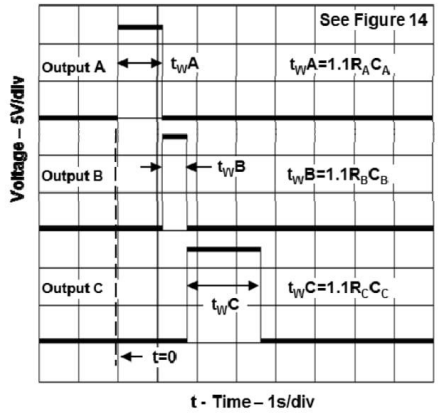
Many applications, such as computers, require signals for initializing conditions during start-up. Other applications, such as test equipment, require activation of test signals in sequence. These timing circuits can be connected to provide such sequential control. The timers can be used in various combinations of astable or monostable circuit connections, with or without modulation, for extremely flexible waveform control. Figure 14 shows a sequencer circuit with possible applications in many systems, and Figure 15 shows the output waveforms.

NEW PRODUCT



Note A: S closes momentarily at t=0.

**Fig 14. Circuit for Sequential Timer**



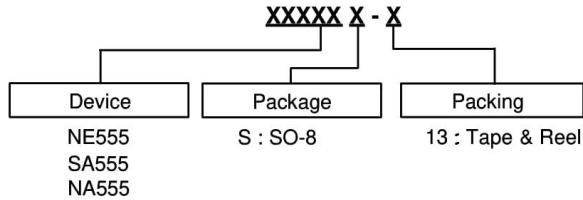
**Fig 15. Sequential timer waveforms**



# NE555/SA555/NA555

PRECISION TIMERS

## Ordering Information



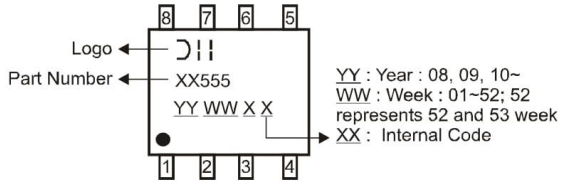
Device	Operating Temperature	Package Code	Packaging (Note 10)	13" Tape and Reel	
				Quantity	Part Number Suffix
NE555S-13	0 to 70°C	S	SO-8	2500/Tape & Reel	-13
SA555S-13	-40 to 85°C	S	SO-8	2500/Tape & Reel	-13
NA555S-13	-40 to 105°C	S	SO-8	2500/Tape & Reel	-13



Notes: 10. Pad layout as shown on Diodes Inc. suggested pad layout document AP02001, which can be found on our website at <http://www.diodes.com/datasheets/ap02001.pdf>.

## Marking Information

SO-8



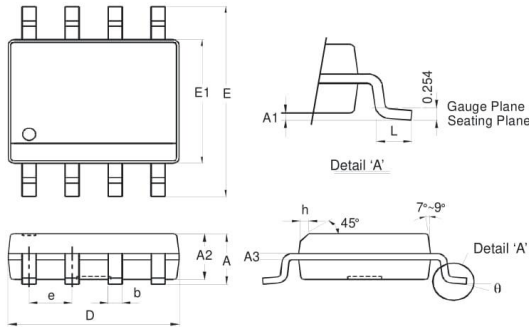
NEW PRODUCT



**NE555/SA555/NA555**  
PRECISION TIMERS

**Package Outline Dimensions (All Dimensions in mm)**

**SO-8**

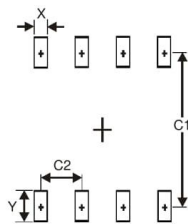


SO-8		
Dim	Min	Max
A	-	1.75
A1	0.10	0.20
A2	1.30	1.50
A3	0.15	0.25
b	0.3	0.5
D	4.85	4.95
E	5.90	6.10
E1	3.85	3.95
e	1.27 Typ	
h	-	0.35
L	0.62	0.82
θ	0°	8°
All Dimensions in mm		

NEW PRODUCT

**Suggested Pad Layout**

**SO-8**



Dimensions	Value (in mm)
X	0.60
Y	1.55
C1	5.4
C2	1.27



## NE555/SA555/NA555

### PRECISION TIMERS

NEW PRODUCT

#### IMPORTANT NOTICE

DIODES INCORPORATED MAKES NO WARRANTY OF ANY KIND, EXPRESS OR IMPLIED, WITH REGARDS TO THIS DOCUMENT, INCLUDING, BUT NOT LIMITED TO, THE IMPLIED WARRANTIES OF MERCHANTABILITY AND FITNESS FOR A PARTICULAR PURPOSE (AND THEIR EQUIVALENTS UNDER THE LAWS OF ANY JURISDICTION).

Diodes Incorporated and its subsidiaries reserve the right to make modifications, enhancements, improvements, corrections or other changes without further notice to this document and any product described herein. Diodes Incorporated does not assume any liability arising out of the application or use of this document or any product described herein; neither does Diodes Incorporated convey any license under its patent or trademark rights, nor the rights of others. Any Customer or user of this document or products described herein in such applications shall assume all risks of such use and will agree to hold Diodes Incorporated and all the companies whose products are represented on Diodes Incorporated website, harmless against all damages.

Diodes Incorporated does not warrant or accept any liability whatsoever in respect of any products purchased through unauthorized sales channel.

Should Customers purchase or use Diodes Incorporated products for any unintended or unauthorized application, Customers shall indemnify and hold Diodes Incorporated and its representatives harmless against all claims, damages, expenses, and attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized application.

Products described herein may be covered by one or more United States, international or foreign patents pending. Product names and markings noted herein may also be covered by one or more United States, international or foreign trademarks.

#### LIFE SUPPORT

Diodes Incorporated products are specifically not authorized for use as critical components in life support devices or systems without the express written approval of the Chief Executive Officer of Diodes Incorporated. As used herein:

A. Life support devices or systems are devices or systems which:

1. are intended to implant into the body, or
2. support or sustain life and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

B. A critical component is any component in a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or to affect its safety or effectiveness.

Customers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their life support devices or systems, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of Diodes Incorporated products in such safety-critical, life support devices or systems, notwithstanding any devices- or systems-related information or support that may be provided by Diodes Incorporated. Further, Customers must fully indemnify Diodes Incorporated and its representatives against any damages arising out of the use of Diodes Incorporated products in such safety-critical, life support devices or systems.

Copyright © 2012, Diodes Incorporated

[www.diodes.com](http://www.diodes.com)