

ESTE EXEMPLAR CORRESPONDE A REDAÇÃO FINAL DA
TESE DEFENDIDA POR *Edmar Gosi*
Camargo..... E APROVADA
PELA COMISSÃO JULGADORA EM *29/07/11*.....



.....
ORIENTADOR

UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

Edmar Gosi Camargo

Desenvolvimento de um Pedal de Acelerador Capacitivo para Aplicações Automotivas

Campinas, 2011.

Edmar Gosi Camargo

Desenvolvimento de um Pedal de Acelerador Capacitivo para Aplicações Automotivas

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional da Faculdade de Engenharia Mecânica da Universidade Estadual de Campinas, como requisito para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Automobilística.

Área de Concentração: Eletrônica

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho

Campinas
2011

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

C14d Camargo, Edmar Gosi
Desenvolvimento de um pedal de acelerador capacitivo para aplicações automotivas / Edmar Gosi Camargo. --Campinas, SP: [s.n.], 2011.

Orientador: Carlos Alberto dos Reis Filho.
Dissertação de Mestrado (Profissional) -
Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica.

1. Modulação angular. 2. Automóveis - Peças. 3. Automóveis - Projetos e construção. I. Reis Filho, Carlos Alberto dos. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Mecânica. III. Título.

Título em Inglês: Development of an capacitive accelerator pedal to automotive applications

Palavras-chave em Inglês: Frequency mudlation, Automobile parts, Automobile - Design and construction

Área de concentração: Eletrônica

Titulação: Mestre em Engenharia Automobilística

Banca examinadora: Carlos Eduardo Capovilla, Benedito René Fischer

Data da defesa: 29-07-2011

Programa de Pós Graduação: Engenharia Mecânica

**UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA MECÂNICA
COMISSÃO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA**

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO PROFISSIONAL

**Desenvolvimento de um Pedal de Acelerador Capacitivo para Aplicações
Automotivas**

Autor: Edmar Gosi Camargo

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho

A Banca Examinadora composta pelos membros abaixo aprovou esta Dissertação:



Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis Filho, Presidente

Instituição: UFABC / Santo André



Prof. Dr. Carlos Eduardo Capovilla

Instituição: UFABC / Santo André



Prof. Dr. Benedito René Fischer

Instituição: UNESP / Rio Claro

Campinas, 29 de julho de 2011.

Dedicatória

Dedico este trabalho ao meu pai Daniel Camargo por ter me despertado a paixão pela eletrônica e á minha mãe Iracema Gosi Camargo que com muita dedicação está sempre me incentivando. Ambos me ensinaram os primeiros passos e apontaram o caminho da direção correta;

Dedico a minha amada esposa Tatiana Leiko Sakuma Camargo pelo apoio e companheirismo nos momentos que tanto precisei, me apoiando e me incentivando;

Dedico também a todos que direta ou indiretamente me apoiaram e tem me apoiado durante a minha carreira.

A todos Muito Obrigado!

Agradecimentos

A MWM International pela oportunidade de vivenciar momentos tão extremos.

A meu orientador Prof. Dr. Carlos Alberto dos Reis filho, pela transferência de conhecimento, paciência e comprometimento com a orientação.

Aos amigos que conquistei durante o Mestrado, que também colaboraram para a conclusão deste trabalho.

A todos Muito Obrigado.

*Se não existissem os problemas,
não teríamos o prazer de desenvolver as soluções.
(Própria autoria)*

Resumo

CAMARGO, Edmar Gosi, Desenvolvimento de um Pedal de Acelerador Capacitivo para Aplicações Automotivas, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2011. 91p. Dissertação de Mestrado Profissional.

O conceito *drive by wire*, resultado da evolução tecnológica, introduziu a comunicação entre sensores e atuadores através de sinais elétricos, substituindo acoplamentos mecânicos como cabos flexíveis e varetas de aço. Destaca-se neste conceito o mecanismo de aceleração de um veículo, no qual a posição angular é convertida em um sinal elétrico que após o devido processamento aciona o motor elétrico que por sua vez posiciona a borboleta de admissão de ar. Sendo assim a ECU tem total autonomia para buscar o melhor desempenho do veículo, seja em percurso ou em partida a frio.

A maior parte dos pedais de acelerador utilizados em sistemas de injeção eletrônica de motores de combustão interna existentes no mercado, atualmente é baseada em sensores resistivos (potenciômetros). Estes pedais utilizam tecnologia consagrada e barata, porém esta tecnologia possui alguns inconvenientes com relação a desgastes e variações de resistência com a temperatura.

Novos desenvolvimentos estão sendo realizados baseados em sensores sem contato mecânico entre as partes internas. Dentre estes desenvolvimentos, destacam-se os sensores magnéticos de relutância variável (principalmente os LVDTs) e os de efeito Hall. Os pedais que se baseiam nestas tecnologias, no entanto são caros e por isto mesmo, menos difundido no mercado.

Nesse trabalho é proposto utilizar outro conceito para implementação de pedais. Este conceito é baseado em um sensor capacitivo, formado por capacitores de placas paralelas e conectado a um circuito adequado de condicionamento, que gera um sinal analógico semelhante ao sinal gerado pelos pedais atuais existentes no mercado. Como a tecnologia capacitiva é relativamente barata, será possível construir pedais sem contato, com baixo custo e atendendo a todos os critérios e normas de segurança e confiabilidade da indústria automotiva.

Palavras-chave: Sensor de Posição Angular, Sensor Capacitivo, Pedal de Acelerador

Abstract

CAMARGO, Edmar Gosi, Development of a Capacitive Accelerator Pedal to Automotive Applications, Campinas, Faculdade de Engenharia Mecânica, Universidade Estadual de Campinas, 2011. 91p. Dissertação de Mestrado.

The concept drive by wire, results from technologic increases, introduced the communication between sensor and actuators by electrical signals, replacing mechanical couplings as flexible cables and steel rods. Also in the concept, the mechanism of the vehicle acceleration. This angular position is converted into an electrical signal that after due process drives the electric motor that positions the throttle, so the ECU has full autonomy to get the best performance of the vehicle, either in route or cold start.

Most of the accelerator pedal systems used in electron injection internal combustion engines (when there is the existence of cable) available today is based on resistive sensors (potentiometers). These pedals use technology knoed and cheaper, but this technology has some problems with respect to wear and resistance change according to temperature.

New developments are being made based sensors without mechanical contact between the internal parts. Among these developments, we highlight the magnetic sensors of variable reluctance (especially LVDTs) and the Hall effect, which makes it difficult to accept the market as the technology hall is much more expensive than the already accepted on the resistive pedal.

In this paper we proposed to use another concept of technology. This concept is based on a capacitive sensor, consisting of parallel plate capacitors and connected to a circuit of conditioning, the conditioning circuit generates an analog signal similar to that generated by the pedals on the market nowadays. As the capacitive technology is relatively cheaper, you can build pedals contactless, low cost and meeting all the criteria and standards of safety and reliability in the automotive industry.

Key-words: Angle Position Sensor, Capacitive Sensor, Accelerator Pedal

Lista de Figuras

Figura 1 - Sistema de ignição eletrônica	2
Figura 2 - Placa com trilhas resistivas de um pedal de acelerador	4
Figura 3 - Mecanismo de um Pedal de Acelerador	6
Figura 4 - Curva característica de um sensor potenciométrico simples	7
Figura 5 - Curva característica de um sensor com duplo potenciômetro	8
Figura 6 - Curva característica de um pedal com saída PWM	9
Figura 7 - Válvula borboleta com sensor potenciométrico.....	10
Figura 8 - Sensor linear com tecnologia LVDT	12
Figura 9 - Exemplo de pedal de acelerador utilizando sensor do tipo LVDT	13
Figura 10 - Sensor angular com célula HALL	14
Figura 11 - Exemplo de Pedal de Acelerador Utilizando Sensor Hall	15
Figura 12 - Sensor capacitivo para detecção de proximidade (Baxter, 1996).....	16
Figura 13 - Comportamento da Capacitância com relação à variação da distância	17
Figura 14 - Comportamento da capacitância com relação à variação da área.....	17
Figura 15 - Capacitor de placas paralelas com formato de sanduíche.....	18
Figura 16 - Geometria utilizada no sensor capacitivo	21
Figura 17 - Vista lateral do modelo de blindagem aplicado.....	22
Figura 18 - Gráfico do erro calculado relativo da capacitância em relação à temperatura	23
Figura 19 - Gráfico do erro calculado da capacitância em relação a umidade relativa do ar.....	24
Figura 20 - Capacitor com dois tipos de dielétrico.....	25
Figura 21 - Gráfico do erro relativo calculado em relação a proporção do dielétrico.....	26
Figura 22 - Estrutura básica de oscilação RC.....	28
Figura 23 - Conversor Capacitor - frequência (Krummenacher)	29
Figura 24 - Circuito diferencial para medir capacitâncias (M. R. Haider, 2008).....	30
Figura 25 - Fluxo de cargas com resistor (Reis Filho, 2006)	31
Figura 26 - Fluxo de carga com capacitor chaveado (Reis Filho, 2006).....	32
Figura 27 - Configuração da fonte senoidal	35

Figura 28 - Amplificador Capacitivo.....	35
Figura 29 - Circuito Eletrônico.....	36
Figura 30 - Resultado transiente do circuito de condicionamento	37
Figura 31 - Análise de ruído sem interferência	38
Figura 32 - Circuito com fonte de ruído VG2	39
Figura 33 - Análise de ruído com VG2 em 1KHz.....	40
Figura 34 - Análise de ruído com VG2 em 100KHz.....	40
Figura 35 - Análise de ruído com VG2 em 1MHz	41
Figura 36 - Resultado da análise de ruído em frequência.....	41
Figura 37 - Ambiente de desenvolvimento Maxwell 3D	44
Figura 38 - Modelo do sensor angular capacitivo	45
Figura 39 - Resultado da simulação do campo elétrico.....	45
Figura 40 - Influência de um elemento energizado com 5Vcc face superior	46
Figura 41 - Influência de um elemento energizado com 10Vcc face superior	46
Figura 42 - Influência de um elemento energizado com 10Vcc na lateral do sensor.....	47
Figura 43 - Influência de um elemento energizado face lateral	47
Figura 44 - Campo elétrico no “gap” do sensor	48
Figura 45 - Ambiente de desenvolvimento Comsol.....	49
Figura 46 - Efeito de bordas de um capacitor.....	49
Figura 47 - Campo elétrico obtido a partir da simulação	50
Figura 48 - Campo elétrico formado entre uma barra metálica e o capacitor	51
Figura 49 - Influência da barra energizada no campo elétrico formado pelo capacitor	51
Figura 50 - Desenho do protótipo desenvolvido	54
Figura 51 - Protótipo do sensor capacitivo.....	54
Figura 52 - Película de PVC.....	55
Figura 53 - Sensor capacitivo e capacitor de referência.....	56
Figura 54 - Cabo utilizado para interligar o circuito ao sensor capacitivo.....	56
Figura 55 - Foto da placa protótipo para o circuito de condicionamento.....	57
Figura 56 - Ponte RLC utilizada nas medições	59
Figura 57 - Resultados das diferentes frequências aplicadas ao capacitor	61
Figura 58 - Mapa de calibração de um pedal de acelerador	62

Figura 59 - Erro relativo da análise em frequência	62
Figura 60 - Câmara climática Thermotron	64
Figura 61 - Resultado do ensaio de temperatura realizado na câmara climática.....	66
Figura 62 - Análise de erro referente aos ensaios de temperatura.....	66
Figura 63 - Resultado do ensaio de umidade relativa do ar realizado na câmara climática.....	68
Figura 64 - Erro Relativo referente aos ensaios de umidade relativa do ar.....	68

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Variação da capacitância em função da frequência.....	60
Tabela 2 - Resultados do ensaio de temperatura realizado na camara climática.....	65
Tabela 3 - Resultados dos ensaios de umidade relativa do ar realizados na câmara climática	67

Lista de Constantes

$$\epsilon_0 = 8,85 \quad [\text{pF/m}]$$

$$\epsilon_{r(ar)} = 0,00059 \quad []$$

$$\epsilon_{r(PVC)} = 7 \quad []$$

$$\epsilon_{r(v\u00e1cuo)} = 1 \quad []$$

Lista de Abreviações

Letras Latinas

C – Capacitância	[F]
A – Área	[m ²]
d – Distância entre as placas de um capacitor	[m]
F – Força	[N]
E – Energia	[J]
T – Temperatura	[K]
RH – Umidade Relativa	[%]
P – Pressão Atmosférica	[atm]
D – Diâmetro	[cm]

.....

Letras Gregas

ϵ_0 – Permissividade elétrica do vácuo	[F/m]
ϵ_r - Constante dielétrica	[]

.....

Abreviações

ECU – Unidade de Controle Eletrônico	[]
PCI – Placa de Circuito Impresso	[]
PWM – Modulação por Largura de Pulso	[]
LVDT – <i>Linear Variable Diferencial Transformer</i>	[]
CAN – <i>Controller Area Network</i>	[]

.....

Índice

Lista de Figuras	ix
Lista de Tabelas	xii
Lista de Constantes	xiii
Lista de Abreviações	xiv
Índice	xv
1 – Introdução	1
2 – Pedais de Acelerador e Válvula Borboleta	6
2.1 – Potenciômetro simples.	7
2.2 – Duplo potenciômetro.	8
2.3 – Pedal Global.	9
2.4 – Borboleta eletrônica.	10
3 – Sensores sem Contato	12
3.1 – O LVDT	12
3.2 – Sensor HALL	14
3.3 – Sensor Capacitivo	15
3.4 – Discussão	19
4 – Pedal de Acelerador Capacitivo	20
4.1 – Geometria	20
4.2 – Blindagem	22
4.3 – Dielétrico	22
5 – Métodos de medição de um capacitor	27
5.1 – Capacitância para Frequência.	27

5.2 – Amplificador Capacitivo	29
5.3 – Capacitor Chaveado	30
5.4 – Discussão	32
6 – Desenvolvimento do Circuito	34
6.1 – Simulação	34
6.2 – Análise de Ruído	38
7 – Simulação Eletrostática	43
7.1 – Modelo no Maxwell 3D	43
7.2 – Modelo no Comsol Multiphysics	48
8 – Construção do Protótipo	53
8.1 – Sensor Capacitivo	53
8.2 – Circuito de Condicionamento	57
9 – Testes e Medições	59
10 – Conclusões	70
11 – Recomendações para Trabalhos Futuros	72
12 – Referências	73

1 – Introdução

Os sistemas eletrônicos embarcados atualmente nos veículos, estão se tornando cada vez mais complexos, o que exige maior confiabilidade de seus componentes. O sensor de posição, que é o foco deste trabalho e uma contribuição neste sistema. Destinando-se em particular a implementação do pedal de acelerador. O modelo que aqui está sendo proposto destaca-se pela robustez e pelo baixo custo de fabricação, tornando o produto competitivo, já que o mercado automotivo é tão exigente no que diz respeito ao preço.

Com o objetivo de aperfeiçoar a proporção da mistura ar / combustível e associada ao sistema de injeção, os sistemas eletrônicos passaram a fazer parte dos controles básicos dos veículos, iniciado pelo que era chamado de ignição eletrônica, que apesar de não estar diretamente ligado a relação ar / combustível, determina com maior precisão o momento do faiscamento, ou como é conhecido, ponto de ignição, pois o sistema eletromecânico que era constituído por um platinado para acionar a bobina de ignição, sofria um desgaste natural em seu corpo causado por atrito. Além do desgaste do contato elétrico causado pelo chaveamento da corrente elétrica fornecida para bobina de ignição, todo este atrito fazia com que o ponto de ignição se alterasse de acordo com o desgaste do veículo.

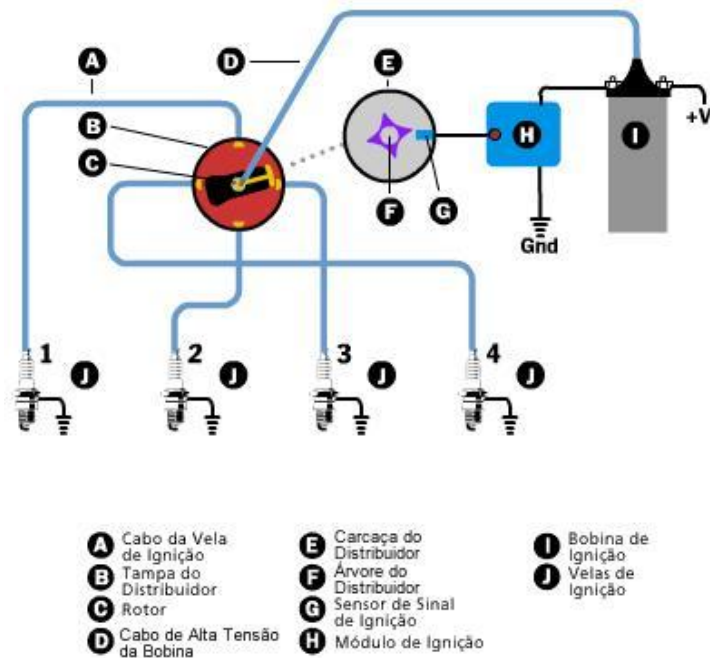


Figura 1 - Sistema de ignição eletrônica

Como pode ser verificado, no sistema de ignição eletrônica da Figura 1, a bobina de ignição já é acionada por um módulo eletrônico que recebe a informação do ponto de ignição de um sensor hall, instalado no distribuidor do veículo. Este sensor não fica em contato com a área móvel do distribuidor, sendo assim, não sofre desgaste por atrito, garantindo sempre o mesmo ajuste do ponto de ignição durante a vida do veículo. Contudo, este talvez tenha sido apenas o começo, ou o incentivo, para um novo conceito de controle de ignição que ainda estava por vir.

Com o aumento da precisão do ponto de ignição, os veículos ganharam maior rendimento e a relação ar / combustível passou a ser a maior vilã do sistema, pois apesar da ignição ser dada no momento certo, a relação ar / combustível quase sempre não era a ideal, já que o carburador, responsável por realizar a mistura, possuía uma calibração fixa e independente do torque e rotação do veículo. O combustível era injetado na forma líquida, tornando a mistura heterogênea, dificultando a sua combustão.

Com o objetivo de resolver este problema surgiram os primeiros sistemas de injeção eletrônica, chamados de monoponto. Esses sistemas basicamente substituíam o carburador por um bico injetor, controlado por um módulo eletrônico, que hoje é chamado de ECU (*Electronic Control Unit*). As grandes vantagens de tal sistema são o controle da dosagem e a vaporização do combustível, o que possibilitou o maior controle da relação ar / combustível. Esta mistura passou

a ser mais homogênea, o que melhorou a qualidade da combustão, mas para que tudo isso pudesse ser controlado pela ECU, algumas variáveis passaram a serem monitoradas, das quais, a posição da borboleta do coletor de admissão que utiliza um sensor resistivo semelhante aos utilizados nos atuais pedais de acelerador.

Em uma segunda etapa, os sistemas de injeção eletrônica passaram a ser multiponto, o que significa que o controle de injeção é individual por cilindro. Muito mais complexa, a injeção tornou o processo mais preciso, reduziu o consumo de combustível e a emissão de poluentes dos gases de escape. Porém o número de sensores e atuadores eletrônicos também aumentou muito, dando espaço para novas tecnologias.

Para fazer parte desse conjunto de melhorias eletrônicas que facilitam a vida do motorista, criou-se o conceito de *drive-by-wire* (Or. Gemot Spiegelberg, May 8-10,2002), que possui como função substituir os sistemas mecânicos por eletrônicos, diminuir o peso e melhorar a segurança e o desempenho do veículo, além de garantir uma interface com as outras partes eletrônicas do automóvel. Tais aplicativos estão presentes nos automóveis há algum tempo visando tornar mais fácil o gerenciamento de todas as funções do veículo por uma unidade central de processamento. Esses sistemas podem ser aplicados para aperfeiçoar funções básicas do veículo como aceleração, direção e frenagem.

Na verdade, *drive-by-wire* é apenas uma aplicação da tecnologia conhecida como *X-by-wire*, sendo que a letra “X” simboliza as diversas aplicações deste sistema e a quantidade quase infinita de ações que podem ser feitas *by wire*. O *X-by-wire* consiste em substituir um comando essencialmente mecânico por um eletromecânico, que é gerenciado por uma unidade de processamento para executar as tarefas solicitadas.

No primeiro acelerador eletrônico, os cabos que transmitem o comando do pedal até o motor são substituídos por um circuito com um potenciômetro, que envia sinais elétricos de maneira diretamente proporcional à intensidade com que o motorista pisa no acelerador, este sinal é processado de forma a controlar a posição da borboleta eletrônica e a quantidade de combustível a ser injetado. Em sua grande maioria, o sensor de posição a ser utilizado é de origem resistiva, ou seja, um potenciômetro acoplado ao pedal de acelerador. Os valores das resistências que perfazem o potenciômetro são ajustados através de uma técnica chamada *Lazer Trimming*.

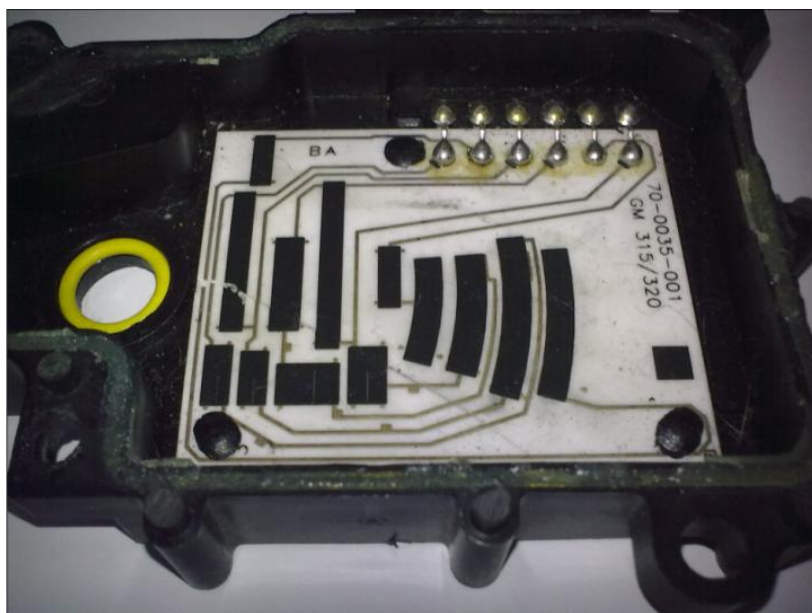


Figura 2 - Placa com trilhas resistivas de um pedal de acelerador

A placa onde se encontram as resistências como mostrado na Figura 2, é parte da estrutura fixa do pedal, sobre estas resistências desliza uma escova metálica que é acionada por uma haste, de tal modo que a posição angular do pedal seja convertida na tensão que resulta do divisor de tensão que o potenciômetro implementa. Este processo possui atrito entre o ponteiro e a trilha gerando um desgaste natural e indesejado. Com uma constante busca por durabilidade e confiabilidade nos sistemas eletrônicos embarcados, estão surgindo outros tipos de sensores de posição visando eliminar o contato entre as trilhas, evitando o atrito entre as partes e prolongando a vida útil destes sensores, já que seu funcionamento está condicionado a um condutor que percorre uma trilha resistiva, o que gera atrito entre as partes, portanto, o desgaste do potenciômetro resistivo é inevitável.

Este problema que vem gerando muitos retrabalhos, principalmente em veículos comerciais como caminhões e ônibus, pois tem maior frequência de utilização e como consequência a diminuição da vida útil do componente. Com a constatação do problema, foram realizadas algumas pesquisas em busca de uma solução que aumente a vida útil deste componente. Assim surgiram os pedais de acelerador sem contato, mais conhecidos pelo termo em inglês *contactless*, que utilizam sensores LVDT e HALL. Estes vêm tentando ganhar espaço no mercado automotivo que apesar de ter em muitos casos que arcar com o custo de uma garantia além da insatisfação do cliente está tendo dificuldades em absorver estas novas tecnologias, pois seu preço chega a ser

três vezes maior que o do atual pedal resistivo. A utilização de um sensor capacitivo aplicado a um pedal de acelerador está sendo o foco deste trabalho não apenas pelo seu baixo custo de fabricação, mas porque os sensores capacitivos possuem características compatíveis com a evolução tecnológica que estamos vivenciando no meio automotivo.

2 – Pedais de Acelerador e Válvula Borboleta

O pedal de acelerador apresentado na Figura 3, principal dispositivo utilizado para transmitir a informação de velocidade desejada pelo motorista, tem como princípio de funcionamento converter a posição do angular pedal em um sinal elétrico, para que assim possa ser gerenciado pela unidade central de processamento também conhecida como ECU. Este sinal elétrico pode ser transmitido de varias formas, fornecendo um sinal DC com amplitude proporcional a posição do pedal; do tipo PWM (*Pulse Width Modulation*), com a largura de pulso proporcional a posição do pedal, mas que possui uma amplitude fixa, o que descarta a utilização de um conversor A/D para o condicionamento do sinal; do tipo CAN (*Controller Area Network*), que é um tipo de protocolo de comunicação muito utilizado no meio automotivo.

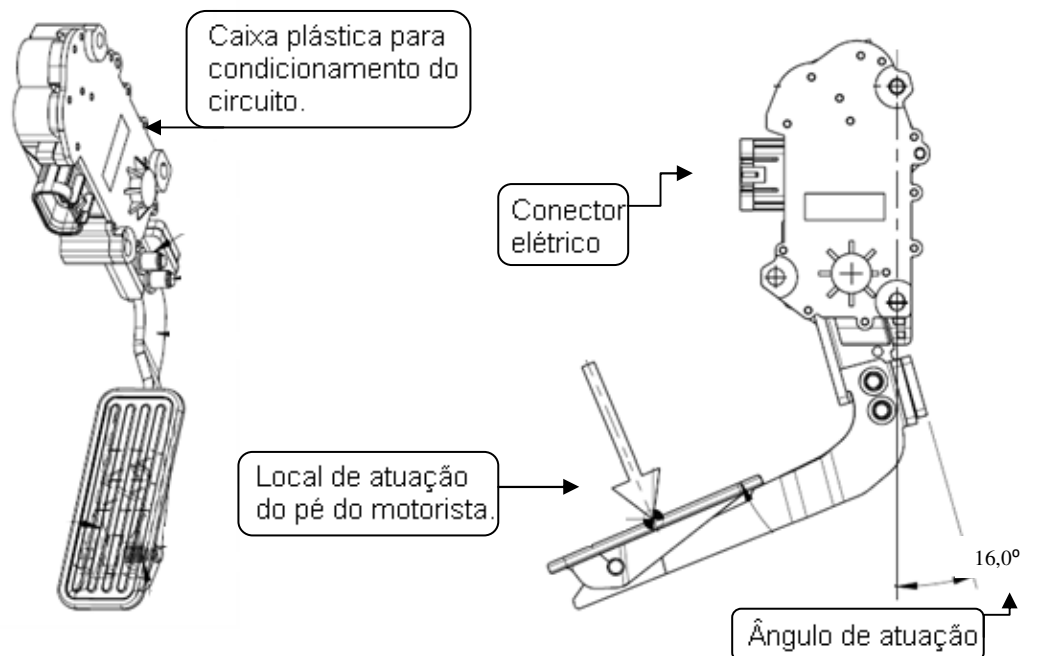


Figura 3 - Mecanismo de um Pedal de Acelerador

O tipo de pedal mais utilizado nos dias de hoje é o resistivo, que por ter sido um dos primeiros a surgirem e pelo seu processo de funcionamento bastante simples, pois apesar de ser chamado de pedal eletrônico não possui nenhum circuito de condicionamento incorporado, utilizando apenas um potenciômetro, que em geral é alimentado por 5V e seu cursor disponibiliza um sinal analógico proporcional a sua posição angular, a amplitude do sinal fornecido para a ECU pode variar conforme o fabricante, assim como as configurações mostradas a seguir.

2.1 – Potenciômetro simples.

Este tipo de pedal não tem mais sido utilizado nos veículos. Por ter um único potenciômetro não é possível garantir que o sinal enviado esteja correto, apesar de possuir um método para diagnosticar possíveis falhas de funcionamento, método este baseado em um interruptor que indica quando o pedal está em 0% (pedal solto), porém não garante que em outras posições o sinal esteja correto.

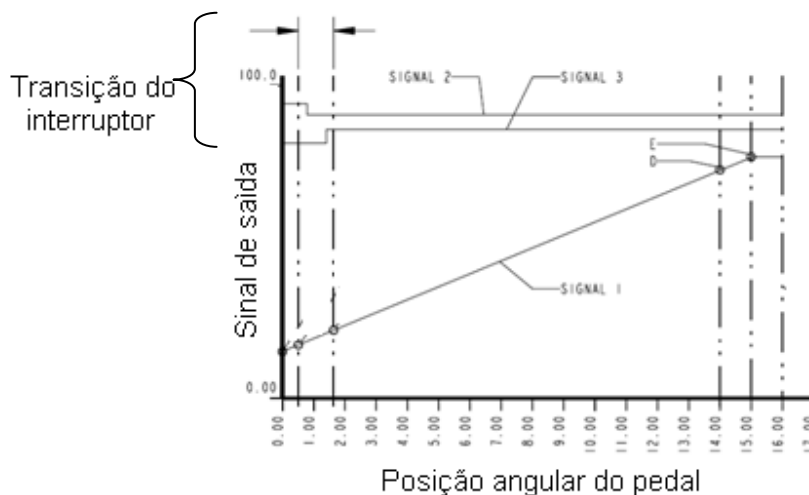


Figura 4 - Curva característica de um sensor potenciométrico simples

Pode-se verificar na Figura 4 que existem dois tipos de interruptores, um de transição positiva e outro de transição negativa, estes sinais são chaveados nos primeiros dois graus de atuação do pedal, isto ocorre para que seja comparado pela ECU do motor onde é feito um monitoramento para garantir que o pedal de acelerador esteja funcionando corretamente.

2.2 – Duplo potenciômetro.

Como o próprio nome diz, este pedal possui dois potenciômetros operando de forma concomitante, fornecendo sinais de amplitude diferentes embora proporcionais entre si, quando o pedal é pressionado a amplitude do potenciômetro um varia proporcionalmente ao movimento do pedal, já o potenciômetro dois tem sua amplitude variando em uma proporção menor, ambos os sinais são enviados à ECU onde é feita uma verificação entre eles, para garantir que a informação de posição enviada esteja correta e possa diagnosticar possíveis falhas.

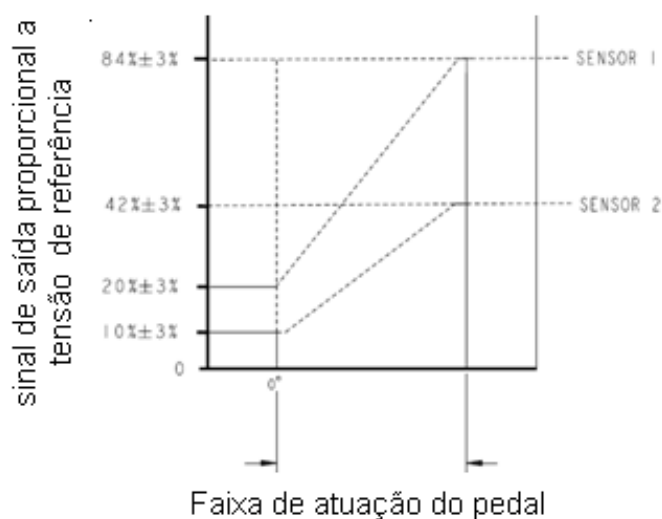


Figura 5 - Curva característica de um sensor com duplo potenciômetro

Pode-se verificar na Figura 5 que as curvas são proporcionais, apesar de possuírem amplitudes diferentes. Em toda faixa de atuação do pedal, iniciado em 0% (pedal solto) até 100% (pedal pressionado), o sensor 2 (nomenclatura utilizada para representar o potenciômetro dois), tem sua amplitude fixa em 50% do sensor 1 (nomenclatura utilizada para representar o potenciômetro um), isto acontece para que a ECU possa identificar possíveis falhas durante todo o curso do pedal. Nota-se também que o fabricante assume um erro de +/-3% no sinal de saída, erro associado à imprecisão do pedal.

2.3 – Pedal Global.

O pedal global, nomenclatura utilizada pela indústria para se referir a esta aplicação, pois se trata de um pedal configurável, onde o tipo de sinal de saída a ser utilizado pode ser selecionado. Diferentemente dos pedais apresentados, esta aplicação possui uma eletrônica de condicionamento do sinal integrada ao pedal, o qual torna possível a configuração do sinal de saída, além de tornar configurável a faixa de trabalho dos sinais analógicos mostrados anteriormente, é possível configurar sinais de saída mais complexos como, por exemplo: o PWM e o CAN.

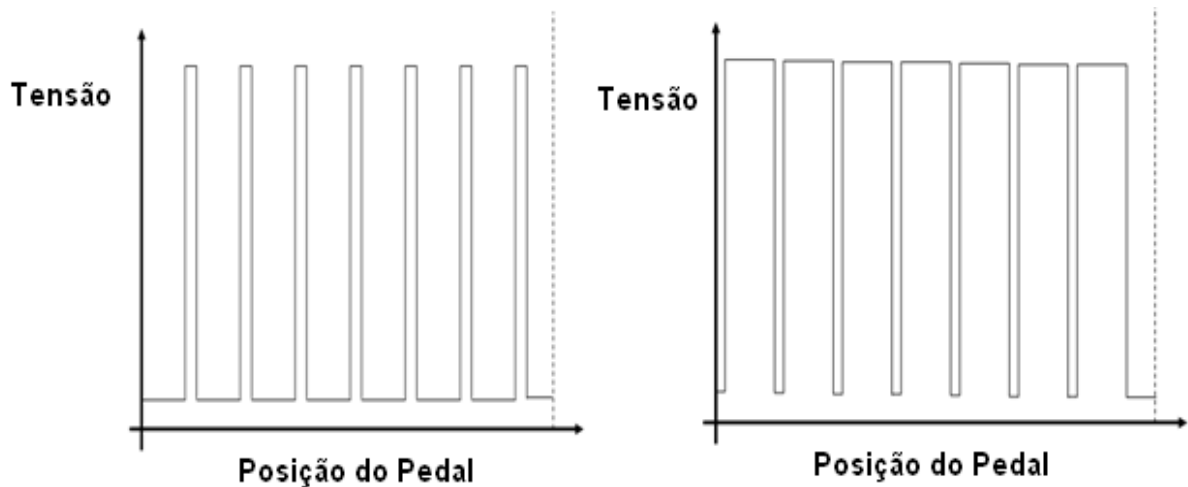


Figura 6 - Curva característica de um pedal com saída PWM

Na Figura 6, é possível observar a saída PWM, um tipo de modulação onde a largura do pulso varia de acordo com a posição angular do pedal, apesar de ser transmitido em pulsos, semelhante à um sinal digital, sua largura de pulso é considerada um sinal analógico. O sinal de saída PWM destaca-se pela facilidade de ser condicionado pela ECU, pois dispensa a utilização de conversores A/D, já que sua amplitude é fixa pode e ser lida por um microcontrolador.

O sinal PWM tem uma faixa de trabalho entre 20% e 80% para que seja possível distinguir o sinal válido de um eventual curto circuito ao negativo ou ao positivo.

2.4 – Borboleta eletrônica.

Apesar de ser de um sensor que está sendo desenvolvido com o objetivo de ser aplicado em pedais de acelerador, existem outras aplicações dentro do ambiente automotivo onde este tipo de sensor é utilizado, como por exemplo, a borboleta eletrônica, que é um dos maiores avanços dos sistemas embarcados dentro do conceito *drive by wire*. A borboleta eletrônica é formada por um conjunto eletromecânico, responsável por controlar a quantidade de ar a ser admitida pelo motor, as válvulas borboleta possuem sensores de posição semelhantes aos utilizados pelos pedais de acelerador.

Com o objetivo de substituir o cabo de aço dos pedais de acelerador, a borboleta eletrônica concedeu à ECU total controle da mistura ar-combustível, independente da condição na qual o veículo é submetido ou da vontade do motorista, a ECU consegue controlar a quantidade de ar a ser admitida pelo motor em cada condição.

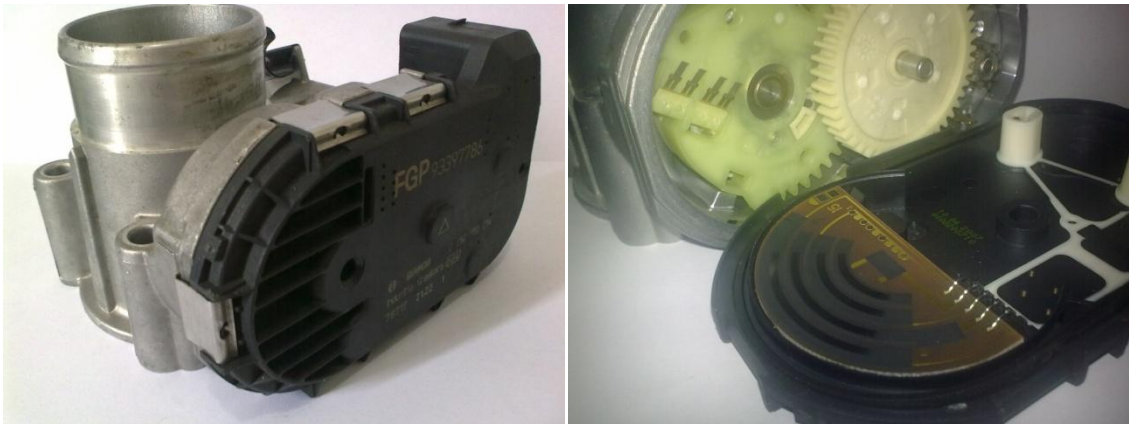


Figura 7 - Válvula borboleta com sensor potenciométrico

É possível verificar na Figura 7, que a aplicação é muito semelhante ao duplo potenciômetro mencionado anteriormente no caso do pedal de acelerador, neste caso, no lugar do pé do motorista controlando o pedal, nós temos o motor DC que movimenta a borboleta do coletor de admissão, que por sua vez percorre as trilhas dos potenciômetros com um ponteiro, indicando a posição da borboleta para o módulo de controle. Note na Figura 7, que o desgaste formado pelos condutores metálicos que ficam em atrito com as trilhas resistivas, é de fácil

visualização, o que está fazendo com que a indústria procure soluções alternativas à utilização de sensores potenciométricos.

3 – Sensores sem Contato

São chamados de sensores todos os dispositivos que convertem algum tipo de informação em sinal elétrico. Os sensores possuem inúmeras e distintas aplicações, muitos dos quais são na área automotiva, nos quais neste capítulo são apresentados alguns sensores de posição que se destacam pela ausência de contato, característica muito requisitada pela indústria, pois reduz o desgaste e aumenta a vida útil do componente. A seguir serão apresentados alguns tipos de sensores de posição utilizados em pedais de acelerador dentro do conceito *drive by wire*.

3.1 – O LVDT

O LVDT (*Linear Variable Diferencial Transformer*) uma patente de G. B. Hoadley de 1940 (NYCE, 2004), tem como princípio de funcionamento a variação da relutância magnética, formado por três bobinas e um núcleo ferromagnético, sendo uma bobina chamada de primária e as duas demais de secundárias. A bobina primária fica localizada em uma posição intermediária do núcleo ferromagnético do sensor e as duas chamadas de secundárias localizam-se nas extremidades do sistema. A bobina primária é excitada com um sinal alternado de frequência e amplitude fixa, um núcleo de ferrite que se desloca entre as bobinas, faz com que o sinal de excitação seja transferido para as bobinas secundárias de forma proporcional ao movimento do núcleo, caracterizando assim um sensor de posição.

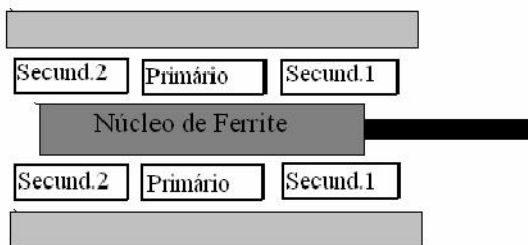


Figura 8 - Sensor linear com tecnologia LVDT

Na Figura 8, pode-se observar a influência do deslocamento do núcleo na relação de transformação, tornando este deslocamento um sensor de posição linear e preciso. Por se tratar de um transformador, é utilizado um invólucro metálico para que seja feita a blindagem dos campos elétricos e magnéticos gerados, pois além de ser uma fonte de ruído, não pode ser exposta a campos eletromagnéticos externos.

Este tipo de sensor possui outras aplicações, inclusive em ambiente industrial, mas seu princípio de funcionamento pode causar alguns inconvenientes nas aplicações automotivas, pois demanda certa corrente de excitação, com a amplitude do sinal constante para não influenciar no sinal de saída, além da complexa eletrônica de condicionamento que deve prever compensações térmicas e ser imune aos campos gerados pelo próprio sensor.



Figura 9 - Exemplo de pedal de acelerador utilizando sensor do tipo LVDT

O exemplo mostrado na Figura 9 tem um princípio de funcionamento muito similar ao LVDT, apesar de ter sido desenvolvido com uma geometria diferente, podemos observar a presença do núcleo ferroso variável envolvido por um tipo de polímero na cor amarela, as bobinas estão na própria placa de circuito impresso localizada na tampa do pedal (Hella Technical Information Electronics).

3.2 – Sensor HALL

O sensor de efeito Hall é um dispositivo, normalmente semicondutor onde se verifica uma diferença de potencial quando é atravessado por um campo magnético perpendicular ao mesmo (Wilson, 2005), este efeito foi descoberto por Edwin H. Hall em 1879 e possui diversas aplicações no ambiente automotivo. De um modo geral, o sensor HALL converte linearmente a intensidade de campo magnético em tensão. Na maioria das aplicações o campo magnético é gerado por ímãs permanentes, que se deslocam em relação ao elemento sensor fixo na estrutura.

Chamadas de células Hall, elas detectam a posição do pedal com a interpolação dos sinais lidos pelas várias células, pois com uma única célula seria possível detectar a distância que existe entre o ímã e a célula, mas como se trata de uma posição angular, a interpolação dos sinais é essencial para que seja possível determinar a posição do pedal, trazendo ainda robustez ao sistema.

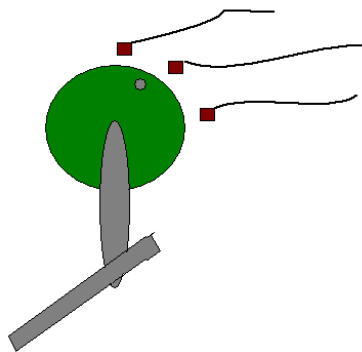


Figura 10 - Sensor angular com célula HALL

Este tipo de arquitetura, como a mostrada na Figura 10, garante maior confiabilidade ao sistema, pois é feita uma interpolação entre as células para identificar a posição do pedal, esta interpolação é muito importante para verificar possíveis falhas de componente e evitar o envio de informação errada de posição. As células Hall são bastante robustas e podem ser aplicadas em ambientes bastante agressivos, o que desperta o interesse do mercado automotivo, hoje os sensores HALL são utilizados em sistemas que exigem alta confiabilidade, tais como, sistemas de ignição e pedais de acelerador.



Figura 11 - Exemplo de Pedal de Acelerador Utilizando Sensor Hall

Na Figura 11, é possível visualizar um exemplo de pedal de acelerador utilizando célula Hall, este pedal utiliza uma geometria um pouco diferente das mostradas anteriormente, pois é um pedal de fixação em piso, geralmente utilizado em ônibus e caminhões. Seu sensor de posição fica posicionado na lateral do pedal, formando uma estrutura blindada que não faz parte do conjunto mecânica, podendo ser desacoplado da estrutura mecânica do pedal.

3.3 – Sensor Capacitivo

Um capacitor é uma estrutura formada por condutores elétricos separados por um dielétrico, no qual se verifica que a relação entre a carga “Q” e a diferença de potencial “V” aplicada aos condutores resulta na capacitância “C”, onde $C=Q/V$. Esta capacitância depende do arranjo geométrico “G” dos condutores e do material dielétrico “ ϵ ” utilizado, portanto, $C=C(\epsilon,G)$. Para um capacitor formado por “n” placas paralelas, onde “n” representa o número de placas, separados pela distância “d” com a mesma área “A”, a capacitância é dada pela expressão:

$$C \cong \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} (n - 1) \quad [3.1]$$

Onde não são considerados os efeitos de borda formados pelas linhas de campo elétrico do capacitor em questão. Qualquer variação em “ ϵ_r ”, “A” ou “d” causará uma variação na

capacitância medida C e pode ser utilizado como princípio de sensoriamento. Baxter (Baxter, 1996) reporta exemplos de geometrias e arranjos que são utilizados para estes tipos de sensoriamento, as três variáveis citadas anteriormente são respectivamente utilizadas para detecção das propriedades do material, sensor de posição e detecção da proximidade de condutores ou objetos dielétricos. Sendo que dependendo da geometria utilizada, a variação da distância “ d ” também pode ser utilizada como sensor de posição.

Para detecção de proximidade, Baxter (Baxter, 1996) utiliza uma placa condutora de diâmetro D , que por sua vez forma um capacitor com o plano terra, com quem segundo Baxter uma placa redonda de 1cm de diâmetro formaria uma capacitância de aproximadamente 0,354pF levando em conta o vácuo ou ar como dielétrico a uma distância “ d ” do plano terra que ele chama de muito distante. O valor inicial desta capacitância não é o mandatório e pode variar de acordo com o ambiente em que é aplicado, porém essa capacitância inicial tende a crescer quando se aproximam condutores ou dielétricos da placa sensora, caracterizando assim um detector de proximidade baseado na variação da distância “ d ”.



Figura 12 - Sensor capacitivo para detecção de proximidade (Baxter, 1996)

Os sensores capacitivos, em geral são formados por duas placas, seja utilizado para medição de posição ou propriedade dielétrica. Um detector de posição, utilizando a variação da distância entre as placas “ d ”, utiliza a média da distância “ d ” para o cálculo de sua capacitância, já que este tipo de movimento dificilmente é uniforme.

Como é mostrado na Figura 13, a relação entre a variação na distância “ d ” e o valor da capacitância “ C ” não é linear, porém como em geral os capacitores são medidos pela sua impedância característica podemos observar que neste caso a relação entre a variação da distância “ d ” e a capacitância “ C ” é linear e diretamente proporcional.

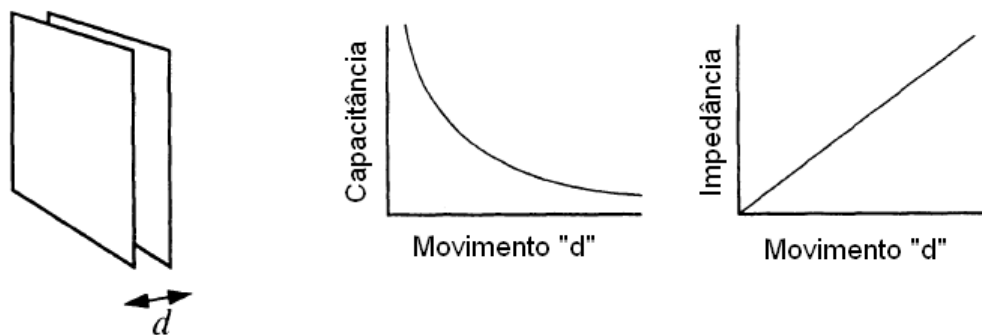


Figura 13 - Comportamento da Capacitância com relação à variação da distância

Para movimentos transversais onde temos a área móvel, a variação da área é linear e proporcional aos valores de capacitância obtida, já a impedância deixa de ser linear, como mostra a Figura 14.

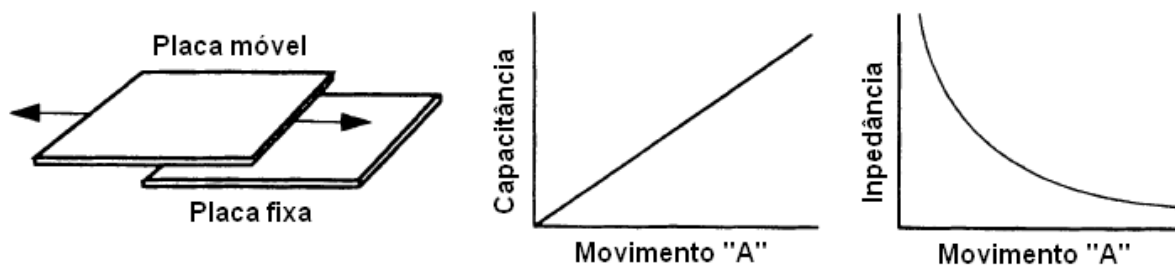


Figura 14 - Comportamento da capacitância com relação à variação da área

Sensores de duas placas que utilizam variação da área como princípio de funcionamento, possuem uma indesejável sensibilidade há variações da distância “d” além de possíveis inclinações.

Os sensores capacitivos possuem diversos modelos, formas e aplicações, apesar de não serem muito utilizados em monitoramento de posição linear ou angular, sensores capacitivos têm potencial para serem utilizados nas mais diversas aplicações. Para o sensor de posição angular proposto neste trabalho, utilizamos um modelo em formato de sanduiche. Desenvolvido contendo três placas, sendo duas fixas e uma móvel, o objetivo de utilizar esta arquitetura é atingir alta confiabilidade em relação as vibração, pois a placa central se desloca no sentido radial de maneira angular e se fosse utilizado uma montagem com apenas duas placas, pequenas vibrações poderiam causar grandes variações no valor da capacitância, pois causariam variação na distância

entre as placas “d”, no modelo proposto as placas fixas recebem um potencial elétrico alternado de amplitude e frequência fixa, este sinal é utilizado para excitar o capacitor possibilitando medir sua impedância através da corrente induzida, a placa móvel é aterrada para que seja garantido 0V, evitando assim a influência de capacitâncias parasitas no elemento sensor. Para que o campo elétrico formado entre as placas do capacitor, não seja alterado por campos elétricos parasitas, foi criado um sistema de blindagem nas placas fixas, garantindo assim a integridade do sinal aplicado.

Sensores capacitivos de movimento linear são comumente encontrados na literatura, modelos como o mostrado na Figura 15, podem ser convertidos por um movimento rotativo, substituindo o familiar sistema de coordenadas cartesianas X-Y pelo sistema de coordenadas cilíndricas $\rho - \theta$. No caso do modelo proposto, as placas retangulares foram substituídas por placas em forma de semicírculos. Esta geometria foi utilizada para que se obtenha uma linearidade entre a capacitância medida e o movimento angular realizado pelo sensor.

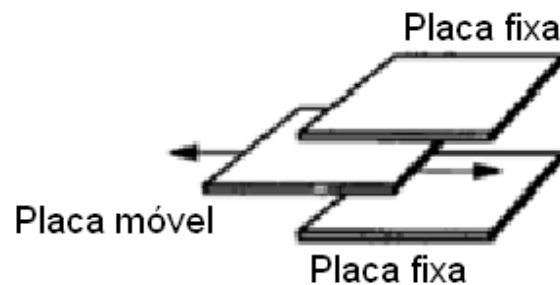


Figura 15 - Capacitor de placas paralelas com formato de sanduíche

Este tipo de configuração é menos sensível a movimentos axiais indesejados. Uma placa móvel se desloca entre duas outras placas fixas, portanto, os movimentos axiais indesejados da placa móvel em relação às placas fixas são neutralizados automaticamente, pois a capacitância é dada pela área sobreposta e a distância entre as placas, o que leva em consideração a face superior e inferior da placa móvel, se um movimento indesejado diminuir a distância entre a placa fixa superior e a placa móvel, automaticamente o distância em relação à placa inferior aumentará de maneira proporcional, mantendo assim a capacitância medida.

3.4 – Discussão

Dados os sensores sem contato que foram apresentados anteriormente, podemos tirar algumas conclusões, se compararmos os mesmos quanto à precisão e velocidade de medição o modelo utilizando LVDT possui histerese, sua eletrônica de condicionamento é complexa e ainda por se tratar de um sensor indutivo é um grande gerador de campos elétricos e principalmente magnéticos, o que pode interferir no funcionamento de outros componentes do veículo, o Sensor Hall com um princípio de funcionamento bastante rápido e preciso, pode ser aplicado em sistemas de alta frequência de aquisição, como um sensor de rotação, mas o que talvez fuja do nosso foco que são sensores de posição, possui uma eletrônica muito cara o que causam grandes problemas de aceitação no mercado automotivo.

O sensor Capacitivo também possui grande precisão e pode ser adaptado facilmente as mais diversas geometrias, o que poderia ser um problema para os sensores de posição. Sensor Hall atende as características construtivas, pois tem um tamanho bastante reduzido e pode ser aplicado as mais diferentes e agressivas aplicações, porém seu preço não é algo muito agradável podendo chegar a quase três vezes o preço de fabricação se comparado ao pedal resistivo, já o sensor capacitivo tem baixo custo de fabricação e não emite campos magnéticos e o nível de emissões de campos elétricos é muito baixo já que o mesmo é alimentado com apenas 5V e não possui etapas de transformação internas em seu circuito de condicionamento.

Com os estudos demonstrados neste trabalho, pode-se concluir que os sensores capacitivos podem ser tão imunes as interferências eletromagnéticas quanto o sensor Hall, o sensor Hall é uma tecnologia que já está no mercado automotivo assim como o LVDT que também tem suas aplicações.

O sensor capacitivo está sendo estudado neste trabalho, pois tem o potencial de proporcionar grande confiabilidade e robustez, muitas vezes superando as soluções existentes no mercado, pois assim como os sensores Hall e LVDT é um sensoramento sem contato, e é o que está sendo proposto neste trabalho que tem como propósito controlar a influências das variáveis que possam afetar o funcionamento do sensor capacitivo, de tal modo que o mesmo se torne robusto o suficiente para ser utilizado nas aplicações veiculares.

4 – Pedal de Acelerador Capacitivo

Com o objetivo de proporcionar uma solução robusta aos problemas encontrados nas aplicações que utilizam sensores resistivos e com um preço competitivo, neste capítulo é apresentado um modelo inovador de pedal de acelerador, no qual foi utilizado um sensor capacitivo formado por placas paralelas.

Capacitores variáveis, se destacam pela simplicidade de sua geometria, e não exige um circuito de condicionamento complexo para medir os valores da capacitância. Qualidades que tornam seu preço competitivo com as soluções disponíveis no mercado.

4.1 – Geometria

A geometria utilizada neste tipo de sensoriamento é sem sombra de dúvidas a etapa mais importante, pois sensores capacitivos são baseados na variação geométrica da sua própria estrutura, seja pela variação da área ou distância entre as placas.

Para obter uma geometria adequada foi realizado um estudo baseado nas informações encontradas na literatura. Com a atenção voltada para as aplicações automotivas, o modelo geométrico que melhor atende a aplicação é o capacitor formado por três placas paralelas, pois representa dois capacitores em paralelo, sendo assim, torna possível obter valores de capacitância duas vezes maior que os modelos que utilizam capacitores formados por duas placas.

A robustez que este modelo proporciona, por ser composto de três placas onde a do meio é móvel, a qual forma a capacitância com as duas externas que são fixas, sendo assim qualquer vibração provocada na placa móvel não causa variação na capacitância final, pois esta geometria se comporta de modo diferencial. Veja na Figura 16 a estrutura modelada.

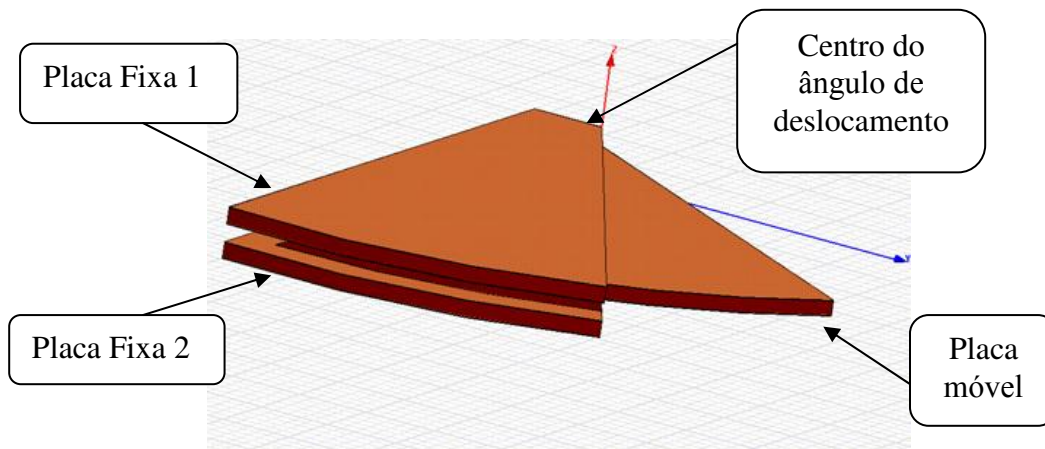


Figura 16 - Geometria utilizada no sensor capacitivo

A distância entre a Placa Fixa 1 e a Placa Fixa 2 é fixa, a placa móvel percorre entre as placas fixas provocando uma variação na área do sensor, o modelo possui um formato de semi-círculo para que a capacitância resultante da variação da área seja linear ao deslocamento angular do sensor.

Sensores capacitivos possuem vantagens que o torna bastante atrativo para muitas aplicações, diferente dos potenciômetros, os sensores capacitivos não possuem contato, atrito, ou erro por histerese.

Diferente dos sensores indutivos no qual o campo magnético interage com o elemento móvel, não é necessária grande força para deslocar a placa móvel de um capacitor, segundo John (Pallàs-Areny & Webster, 2001) a força “F” necessária para se deslocar a placa móvel de um capacitor “C” é dada pela equação 3.2.

$$F \cong \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{d^2} V^2 \quad [4.1]$$

Considerando as medidas aproximadas do modelo, a força necessária para movimentar a placa móvel do sensor seria de aproximadamente 161µN, o que é considerado desprezível, diferente do LVDT e do sensor Hall onde temos um campo magnético permanente que interage com o movimento do sensor.

4.2 – Blindagem

A blindagem consiste em proteger o pedal capacitivo contra a influência de campos elétricos externos. Esta proteção foi construída com uma blindagem que envolve as placas fixas e um anel de guarda, que contorna a face interna das placas fixas, este método serviu para evitar o surgimento de capacitâncias desconhecidas que poderiam eventualmente tornar o modelo proposto impreciso.

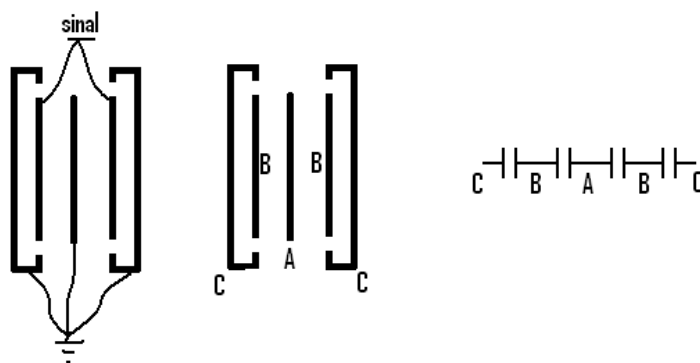


Figura 17 - Vista lateral do modelo de blindagem aplicado

Observando a Figura 17 é possível entender melhor o que é blindagem e o que é o capacitor propriamente dito, basicamente o ponto “C” serve apenas como blindagem, note que o ponto “B” onde é aplicado o sinal fica completamente envolvido pela blindagem “C”, a capacitância formada pelo ponto “B” com a blindagem “C” é fixa e foi considerada no modelo. O ponto “A” é a placa móvel, que tem o mesmo potencial da blindagem “C” e é quem sobrepõem o ponto “B” formando o elemento sensor com base na variação da área.

4.3 – Dielétrico

O sensor capacitivo que está sendo estudado, foi inicialmente projetado para funcionar com o dielétrico ar. Altamente estáveis e fácil de ser produzido com repetibilidade, uma vez que sua capacitância não depende da condutividade elétrica das placas e o dielétrico também não sofre grande variação com relação à unidade relativa do ar, o único fator que não é desprezível, porém que não causa grandes variações nas propriedades do dielétrico é a temperatura, segundo John

(Pallàs-Areny & Webster, 2001) as variações do dielétrico ar em relação as variações do ambiente são dadas pela equação 4.2:

$$\varepsilon_r(ar) = 1 + \frac{P}{T} \left[28 + \frac{HR * P_w}{P} \left(\frac{135}{T} - 0,0039 \right) \right] \quad [4.2]$$

Onde P é a pressão, T é a temperatura absoluta, RH é a umidade relativa e Pw é a pressão de vapor da água para temperatura T, Pw também pode ser calculado a partir da equação 4.3:

$$\log P_w = 7,45 \frac{T-273}{T-28,3} + 2,78 \quad [4.3]$$

Muitos materiais sofrem alterações em sua permissividade com a variação da temperatura, mas em geral a resistência ôhmica dos materiais é mais sensível as mudanças de temperaturas, o que torna os sensores resistivos mais sensíveis as variações térmicas do que os sensores capacitivos.

Baseado nas equações de John (Pallàs-Areny & Webster, 2001), foi possível realizar o estudo a seguir onde pode-se calcular a influência da temperatura no dielétrico ar.

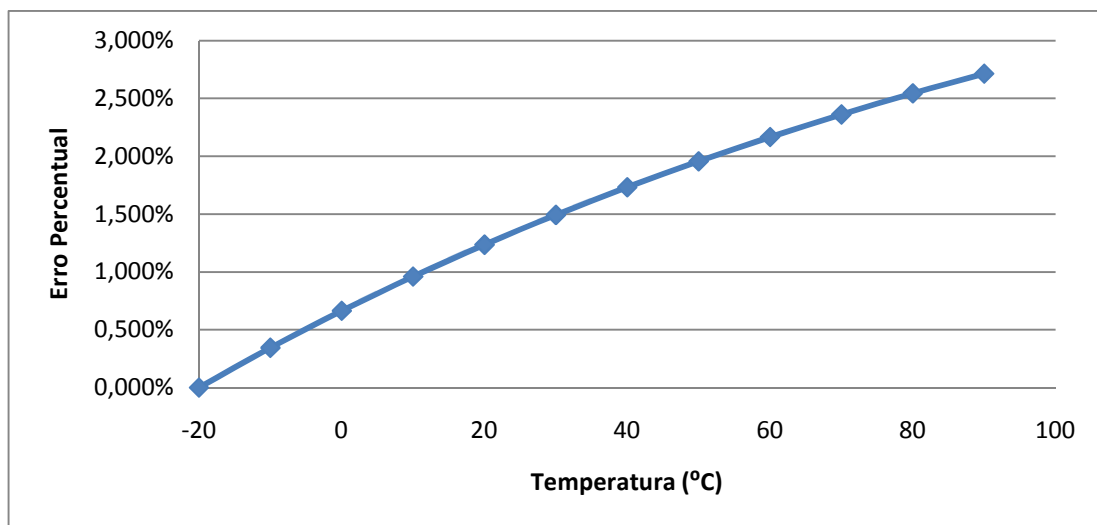


Figura 18 - Gráfico do erro calculado relativo da capacitância em relação à temperatura

O gráfico da Figura 18 demonstra o erro em relação à primeira medida da capacitância em função da variação do dielétrico ar, foi utilizada uma escala de -20°C a 90°C , que é uma faixa utilizada nas indústrias automotivas para validação dos componentes instalados nos veículos, pode-se observar no gráfico da Figura 18 uma variação de 2,713%, o que não é considerado uma grande variação para este tipo de aplicação, pois os fabricantes de pedais com sensores resistivos, utilizam uma margem de erro de aproximadamente $\pm 3\%$ no seu sinal de saída.

O mesmo estudo foi realizado com relação à umidade relativa do ar, para este cálculo fixamos a temperatura em 28°C e variamos a umidade relativa do ar entre uma faixa de 0% a 100%, veja no gráfico da Figura 19 o resultado do erro relativo.

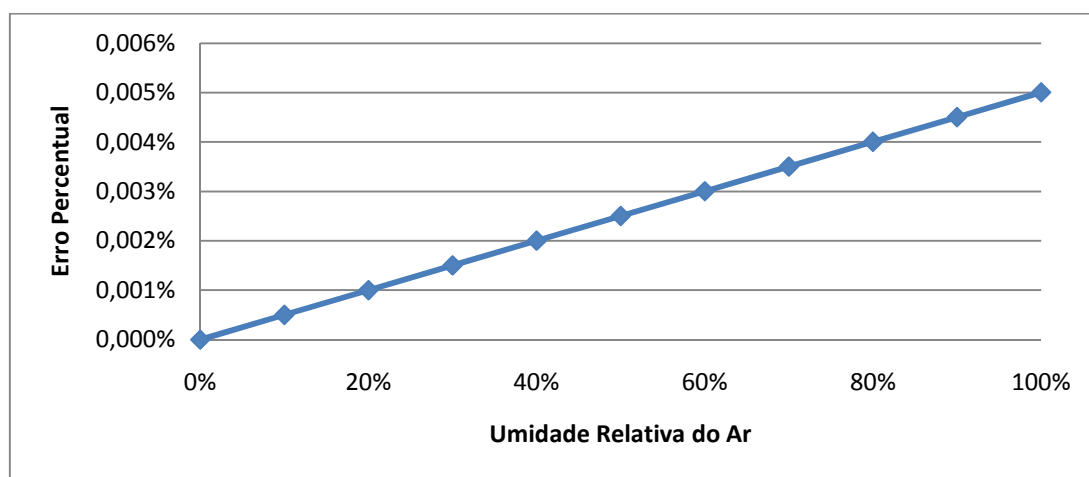


Figura 19 - Gráfico do erro calculado da capacitância em relação a umidade relativa do ar

O gráfico da Figura 19 demonstra que, como havia sido dito anteriormente, a umidade relativa não tem grandes influências na variação do dielétrico, com um erro máximo de 0,005% no valor da capacitância, o dielétrico ar não sofre importantes mudanças nas suas características, o que causaria um erro diretamente proporcional a capacitância medida pelo sensor. O que geralmente ocorre é que a umidade relativa do ar em contato com as placas do capacitor formam impedâncias em paralelo com o capacitor, podendo influenciar na impedância do mesmo.

Se o método para medir a capacitância do sensor tiver como princípio de medição sua impedância, a umidade relativa pode acrescentar um erro de leitura, o que não significa que a umidade relativa tenha alterado o valor da capacitância.

Com o objetivo de isolar eletricamente as placas do sensor capacitivo, foi utilizado um filme de PVC entre as placas, o que passou a fazer parte do dielétrico. A seguir, é apresentado o resultado de uma análise que foi realizada para verificar a influência do filme de PVC fazendo parte do dielétrico.

A proposta de utilizar dois dielétricos, sendo que 10% é constituído de ar e 90% é constituído de PVC. Como o PVC tem uma constante dielétrica de aproximadamente sete vezes maior que a do ar, este teve grande influência no valor da capacitância.

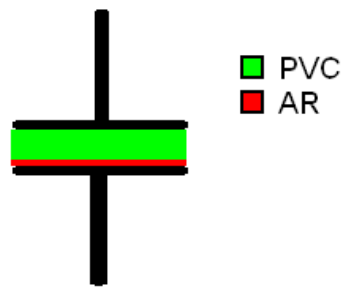


Figura 20 - Capacitor com dois tipos de dielétrico

A Figura 20 demonstra o sensor capacitivo composto por dois dielétricos, onde o PVC é representado pela cor verde e o ar pela cor vermelha, este tipo de configuração é entendida como o acoplamento de dois capacitores em série, um feito de ar e outro de PVC, onde a capacitância total é dada pela equação:

$$C(total) = \frac{C(ar)*C(pvc)}{C(ar)+C(pvc)} \quad [4.4]$$

O gráfico da Figura 21 demonstra o erro resultante das possíveis proporções destes dielétricos:

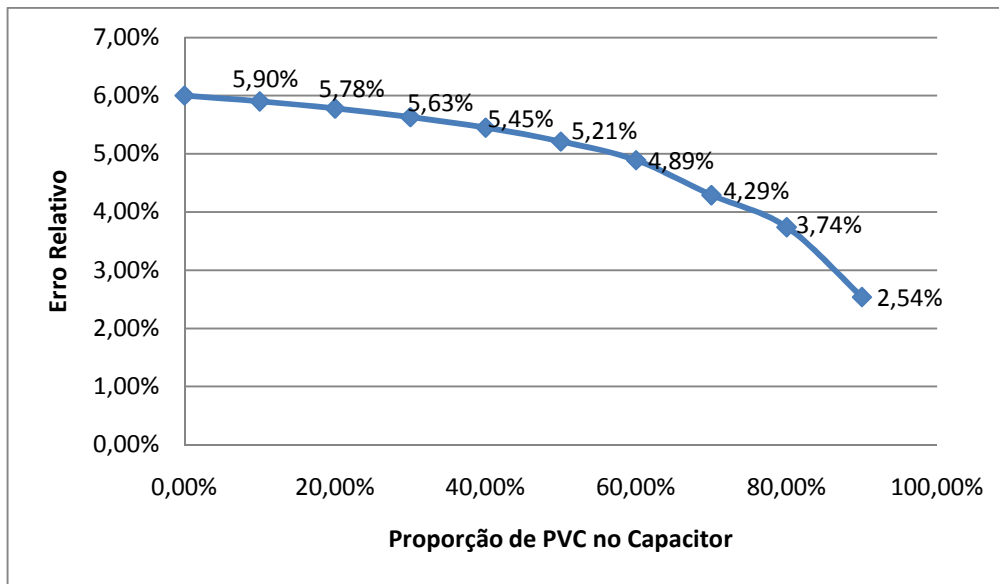


Figura 21 - Gráfico do erro relativo calculado em relação a proporção do dielétrico

Pode-se observar no gráfico da Figura 21, foi introduzido um erro de 6% no dielétrico ar de nosso sensor o erro será reduzido para 2,54% devido à utilização de dois dielétricos em nosso capacitor, ou seja, quanto maior a proporção de PVC menor é o erro. Como o capacitor sensor possui uma placa móvel, um deslocamento axial na placa central poderia causar curto circuito entre as placas, mas com a utilização do PVC que é um material isolante este problema é eliminado, reduzindo assim as chances de falha de funcionamento por curto circuito entre as placas.

5 – Métodos de medição de um capacitor

Muitos métodos para o condicionamento de um sensor capacitivo podem ser encontrados na literatura, ambos utilizados para converter os valores de capacitância em um sinal elétrico, possuindo vantagens e desvantagens.

Sensores capacitivos são precisos e possuem relativamente um baixo custo de fabricação, mas para que possamos utilizar este recurso, um circuito eletrônico tem que ser desenvolvido de forma a transformar os valores de capacitância em um sinal elétrico, este circuito pode disponibilizar sinais de forma analógica ou discreta. Sinais analógicos irão demandar a utilização de um conversor A/D dentro da ECU, já os sinais discretos podem ser lidos diretamente no microcontrolador, diminuindo uma etapa dentro do circuito de condicionamento da ECU.

Os circuitos de condicionamento de um sensor capacitivo não são nada triviais, pois em geral os capacitores são extremamente susceptíveis a ruídos, existem muitas opções de circuitos a serem utilizados no condicionamento de um sensor capacitivo. Serão mostradas a seguir as vantagens e desvantagens de alguns destes métodos.

5.1 – Capacitância para Frequência.

A conversão de capacitância em frequência é um atrativo método de medir pequenos valores de capacitância com precisão. O objetivo deste método é utilizar o capacitor sensor como base para constante de tempo de um oscilador, de tal forma que teremos uma relação entre a frequência de oscilação e o valor da capacitância.

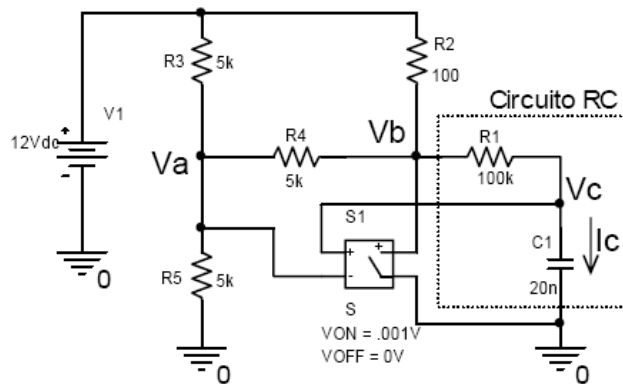


Figura 22 - Estrutura básica de oscilação RC

A estrutura básica de um oscilador mostrado na Figura 22, a qual utiliza um circuito RC como base de tempo de oscilação, no momento em que o circuito é alimentado o relé S1 está desligado e o capacitor C1 descarregado, o rele R1 só é energizado quando o capacitor C1 atinge um potencial elétrico mínimo para o acionamento do rele R1, assim que o rele R1 é acionado seu contato aterra o resistor R1 iniciando o processo de descarga do capacitor C1, até que fique abaixo do potencial mínimo para manter o rele R1 ligado. Este processo se repete continuamente em uma frequência determinada por R1 e C1, componentes que definem o tempo de carga deste capacitor. Claro que este exemplo é meramente ilustrativo, pois os reles são extremamente lentos, porém note que a frequência de oscilação deste rele depende do valor da capacitância C1, portanto, se substituirmos C1 pelo sensor capacitivo, teremos a frequência deste oscilador variando de acordo com a posição angular do sensor capacitivo.

Krummenacher (Krummenacher) desenvolveu uma estrutura integrada que baseia sua constante de tempo em um capacitor externo αC , utilizando algumas técnicas de capacitor chaveado, a estrutura apresentada pela Figura 23 é capaz de ler capacitâncias da ordem de 0,1pF até 20pF com bastante precisão. O autor utiliza dois circuitos amplificadores configurados com integradores que geram um sinal senoidal na saída V2.

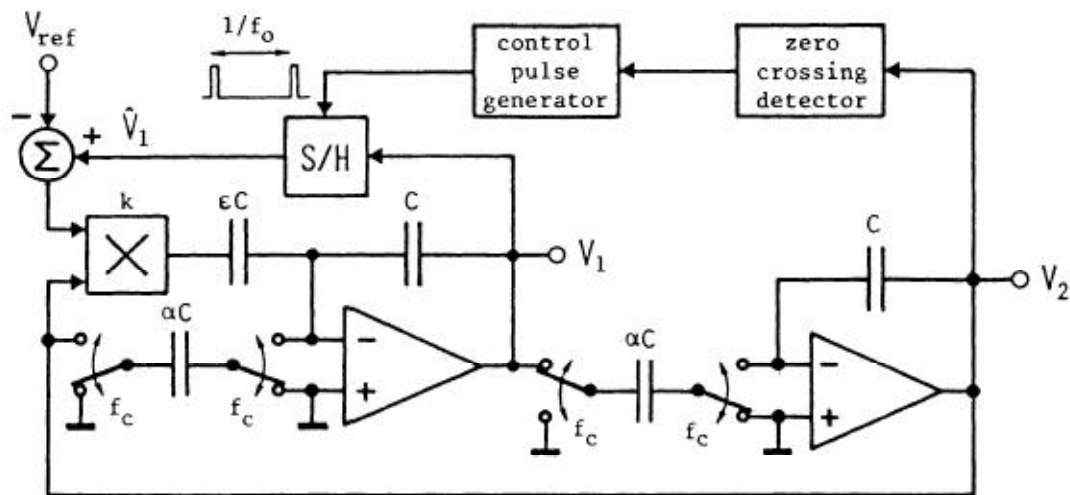


Figura 23 - Conversor Capacitor - frequência (Krummenacher)

O método de conversão capacitância para frequência em geral proporciona um sinal discreto em onda quadrada, o que torna fácil sua leitura em um microcontrolador, diferente do que é mostrado por Krummenacher (Krummenacher), que fornece um sinal senoidal em V_2 , seu circuito de condicionamento nem sempre é tão simples, portanto, sua utilização depende da aplicação proposta.

5.2 – Amplificador Capacitivo

Este método possui além de uma simples estrutura, o que nos ajuda a entender o que está acontecendo em cada ponto do circuito, uma estrutura diferencial para medição da capacitância, tornando o circuito imune a inúmeras influências indesejadas.

Constituído basicamente de quatro etapas, este circuito trabalha em malha aberta. A primeira etapa deste método é constituída de um oscilador senoidal, utilizado com fonte de excitação do sensor capacitivo, o oscilador deve ter frequência e amplitude fixa para não influenciar nas medições. Por outro lado, pequenas oscilações são toleradas, pois a segunda etapa deste método possui dois amplificadores de corrente, que utiliza um capacitor de referência amplificando de forma proporcional as variações e influências indesejadas no circuito oscilador, de tal modo, que após a etapa de retificação, o quarto estágio constituído por um amplificador de instrumentação recebe os dois sinais e modo diferencial anula os sinais indesejados do circuito.

Fazendo uma relação direta e linear entre os valores de capacitância lidos e a amplitude do sinal analógico fornecido pelo circuito, este método é um ótimo condicionador de sinal para sensores capacitivos, apesar de que o sinal fornecido não seja tão robusto quanto um sinal discreto ou em forma de frequência, ele se assemelha aos sinais fornecidos pelo pedal resistivo existente no mercado, além de que o método diferencial o torna robusto a variações de temperatura, umidade, tensão e frequência do oscilador de excitação, (M. R. Haider, 2008).

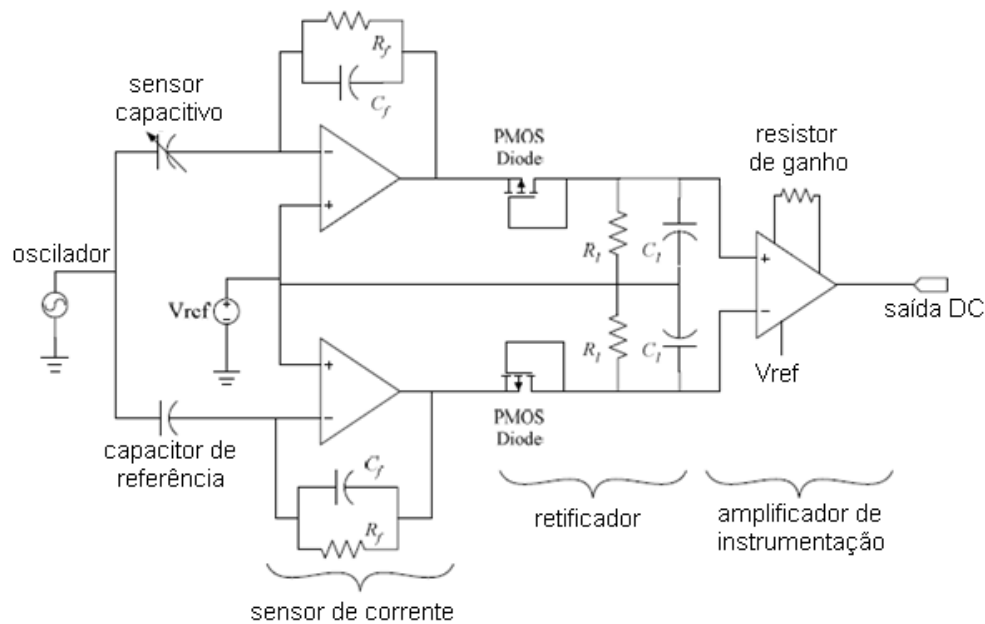


Figura 24 - Circuito diferencial para medir capacitâncias (M. R. Haider, 2008)

Como podemos perceber na Figura 24 temos dois capacitores, um sensor e outro de referência, ambos devem ter as mesmas características construtivas, serem montados próximos um do outro para que sofram a mesma influência de temperatura, umidade e etc.. A fonte de alimentação é comum para os dois capacitores de tal forma que na etapa diferencial as variações da fonte de excitação são canceladas e os amplificadores de corrente tem seu ganho ajustado para garantir a proporção dos capacitores medidos.

5.3 – Capacitor Chaveado

A técnica de capacitor chaveado surgiu como solução ao problema de implementar constantes de tempo de alta precisão para a construção de filtros ativos totalmente integrados sem a necessidade de componentes passivos ajustáveis, (Reis Filho, 2006).

Os elementos cruciais para a construção de circuitos que se baseiam nesta técnica são capacitores e chaves analógicas. A tecnologia mais adequada para a implementação destes elementos é a tecnologia CMOS, que, nos dias de hoje, é predominante, pois é mais apropriada para a implementação de sistemas integrados que englobam circuitos digitais e analógicos, que a tecnologia bipolar.

Segundo (Reis Filho, 2006) a definição de constantes de tempo precisas só era possível através de ajustes dos componentes passivos envolvidos, principalmente resistores. A quantidade de carga transportada através de um resistor R_x durante um intervalo de tempo T corresponde à área sombreada na Figura 25.

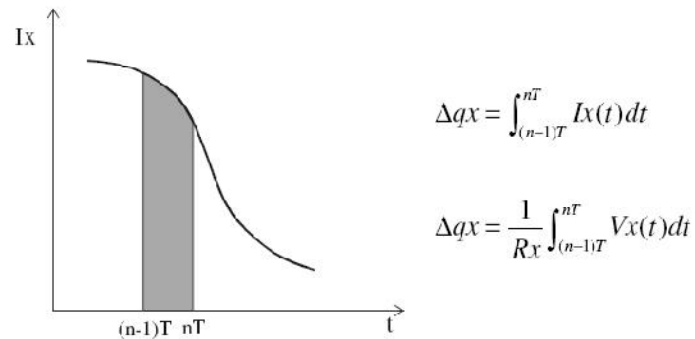


Figura 25 - Fluxo de cargas com resistor (Reis Filho, 2006)

Na técnica de capacitor chaveado, o transporte de cargas é realizado de forma quantizada. Ou seja, o transporte de carga no tempo é realizado de forma intermitente, “em pacotes” e não da forma contínua como ocorre no caso de um resistor. Num dado instante, um capacitor é carregado até que a diferença de potencial nos seus terminais se iguale à tensão externa aplicada. Em seguida, toda a carga deste capacitor é transferida para outro capacitor e o ciclo de carga e descarga se repete. Como se pode perceber, a quantidade de carga transferida num determinado intervalo de tempo, depende da frequência com que o ciclo de carga e descarga se repete e da capacitância do primeiro capacitor. Considerando que uma dada quantidade de carga é transferida num certo intervalo de tempo, o circuito que realiza esta função se comporta como um resistor pelo qual flui uma corrente que tem como valor médio a razão entre a carga total transferida e o intervalo de tempo considerado. Normalmente, um “resistor” em capacitores chaveados é citado na literatura, através de uma denominação que o associa ao método de integração numérica a cujo comportamento se aproxima.

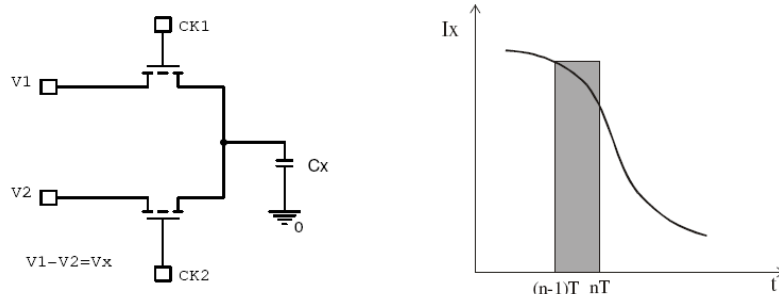


Figura 26 - Fluxo de carga com capacitor chaveado (Reis Filho, 2006)

Com a sequência de clock iniciando com $CK1=1$ e $CK2=0$, o capacitor C_x é carregado com a quantidade de carga Q_x , no momento em que o clock muda de estado onde $CK1=0$ e $CK2=1$ a carga Q_x é transmitida para direção de V_2 , este processo se repete consecutivamente caracterizando uma transferência de carga semelhante a um resistor, sendo que a quantidade de carga transmitida depende da capacitância, portanto, temos um resistor que varia seu fluxo de cargas em função de C_x .

5.4 – Discussão

Ambos os métodos possuem pontos positivos e negativos, iniciando nossa discussão do ponto de vista do sinal entregue e da facilidade de se trabalhar com ele, o método de conversão de capacitância para frequência, possui uma grande facilidade de se realizar complexas operações, pois o sinal de saída pode ser enviado diretamente a um microcontrolador, evitando assim a utilização de um conversor A/D, a transmissão deste tipo de sinal é robusta e imune a pequenos ruídos, mas em algumas aplicações os sinais analógicos podem ser melhor empregados, por não demandar uma eletrônica complexa para leitura do sinal, levando em conta que muitas vezes temos como objetivo substituir algo já existente no mercado.

Quanto à precisão do circuito de condicionamento, temos que considerar a confiabilidade do que estamos lendo e a que influências o sistema está sendo submetido, no caso de capacitâncias, um dos elementos sensores mais sensíveis a variações do ambiente e seu próprio circuito de excitação pode alterar suas características, o métodos de capacitância para frequência assim como de capacitor chaveado, possuem grande eficiência na leitura da capacitância, mas talvez, seja necessário algumas alterações para que tenham um comportamento semelhante ao apresentado pelo amplificador capacitivo, que por possuir um capacitor de referência, que de

modo diferencial é utilizado para que todas as perturbações e variações sofridas pelo capacitor variável sejam canceladas pelas mesmas sofridas pelo capacitor de referência.

6 – Desenvolvimento do Circuito

Após o estudo apresentado no capítulo anterior, podemos iniciar as etapas de desenvolvimento do circuito de condicionamento. Um circuito de condicionamento para um sensor capacitivo não é nada trivial, devemos considerar as possíveis variações que podem ser causadas por inúmeras fontes. O circuito desenvolvido aqui é um circuito protótipo, portanto, tem suas limitações, principalmente no que diz respeito ao seu tamanho, mas apesar de ser um protótipo tem que contemplar a eficiência de um circuito industrializado e para isso foi utilizado um simulador da Texas Instruments para realizar as etapas de simulação.

A simulação é um dos primeiros passos no desenvolvimento de qualquer produto, no caso dos circuitos eletrônicos é uma forma de garantir que o mesmo irá funcionar antes mesmo de montá-los. Montar circuitos eletrônicos demanda tempo, alterá-los na maioria dos casos significa construí-los novamente, pois requer alteração de *Layout* e confecção de uma PCI (Placa de Circuito Impresso) nova, porém se um erro for encontrado antes mesmo da montagem do circuito, nos pouparia tempo e reduziria os custos de desenvolvimento e é isso que é feito na etapa de simulação, testar o circuito antes mesmo de montá-lo.

6.1 – Simulação

Para esta etapa de simulação foi utilizado um software da Texas Instruments chamado TINA, é um software gratuito que pode ser baixado livremente do site do fabricante. Basicamente nosso circuito é composto de quatro etapas: gerador de onda senoidal, amplificador capacitivo, um circuito de retificação e um comparador diferencial.

O circuito gerador de onda senoidal, utilizado para excitar o sensor capacitivo para que seja possível ler sua impedância característica, foi utilizado um gerador de sinais existentes na biblioteca do simulador, uma fonte configurável onde foi possível gerar um sinal senoidal de 10KHz, com amplitude de 2Vpp e um nível DC de 2,5V. Este nível DC que também é chamado de Offset tem a função de fazer com que a senóide não alcance valores de tensão negativos em seu semi-ciclo negativo, pois já que estamos tratando de um circuito há ser utilizado em um

ambiente veicular, sua alimentação está limitada a bateria do veículo, onde não existem fontes simétricas.

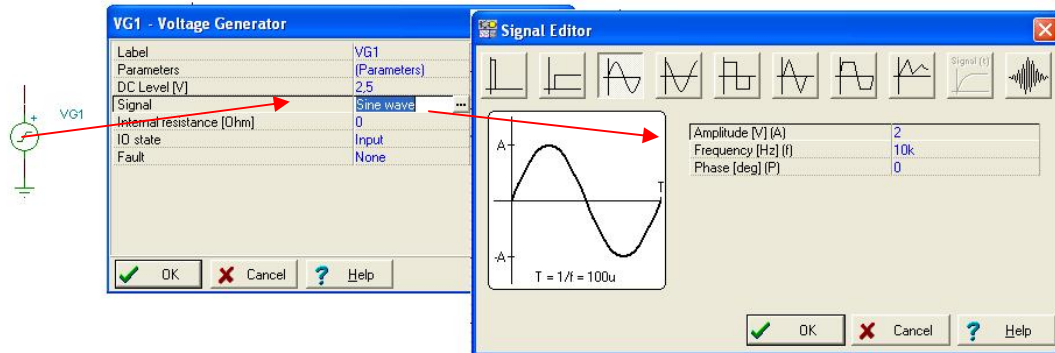


Figura 27 - Configuração da fonte senoidal

O circuito de amplificação é utilizado para receber o sinal senoidal após passar pelo elemento sensor, este sinal é amplificado por um amplificador operacional, em geral os amplificadores operacionais utilizam resistores em sua malha obtendo seu ganho característico.

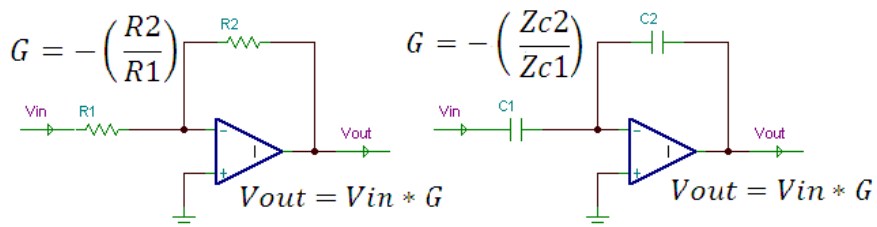


Figura 28 - Amplificador Capacitivo

Como podemos verificar na Figura 28, foram utilizados capacitores em sua malha de realimentação ao invés de resistores, os capacitores $C2/C1$ representam uma impedância que é dada pela equação 5.1:

$$Z_C = \frac{1}{2\pi \cdot f \cdot C} \quad [6.1]$$

Onde Z_c é a impedância em um capacitor C na frequência f , conforme variamos a posição do elemento sensor, sua capacitância muda de valor, e de forma proporcional a sua impedância também. Conforme vimos na Figura 28, o ganho de um circuito amplificador é dado pelos

resistores de sua malha, neste caso o ganho varia com a capacitância, portanto, temos o sinal amplificado e variando de acordo com a capacitância do sensor, o que já contemplaria um circuito de condicionamento, porém como já havia sido citado anteriormente medir capacitância não é algo tão trivial assim, pois pequenas variações na unidade relativa do ar, temperatura ambiente, ou até mesmo uma pequena variação no circuito oscilador pode implicar em grandes variações no valor da capacitância medida. Como podemos ver na Figura 29 a etapa de amplificação e retificação do sinal foi duplicada, onde o **C3** representa o sensor capacitivo e o **C4** um capacitor de referência que foi construído com as mesmas características do sensor capacitivo, sendo assim toda alteração que o sensor capacitivo sofrer, o capacitor de referência sofrerá de forma proporcional, seja ela causada pela variação na temperatura ambiente, por um ruído ou interferência eletromagnética no circuito oscilador, estes dois sinais são retificados e comparados por um amplificador diferencial que mede a diferença de amplitude entre os dois sinais, causada pela variação da capacitância do sensor capacitivo.

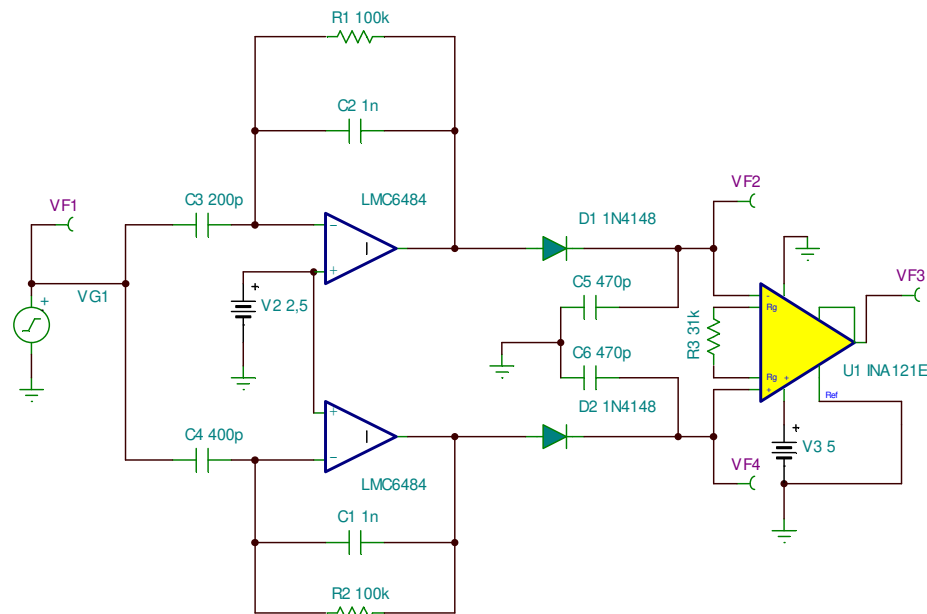


Figura 29 - Circuito Eletrônico

Os resistores **R1** e **R2** não têm o objetivo de interferir na malha de ganho dos amplificadores, o objetivo destes resistores é limitar o ganho de malha aberta dos amplificadores, pois caso a fonte **VG1** pare de oscilar os capacitores representariam uma chave aberta, levando o ganho de malha ao infinito.

Existem três pontos de medição que foram colocados do circuito, nomeados de **VF1**, **VF2** e **VF3**, estes pontos são utilizados para aquisição de dados durante a simulação, facilitando a análise e entendimento do circuito. Na simulação podemos configurar o tempo de análise, estado inicial das variáveis, os sinais a serem aquisitados além de outros parâmetros.

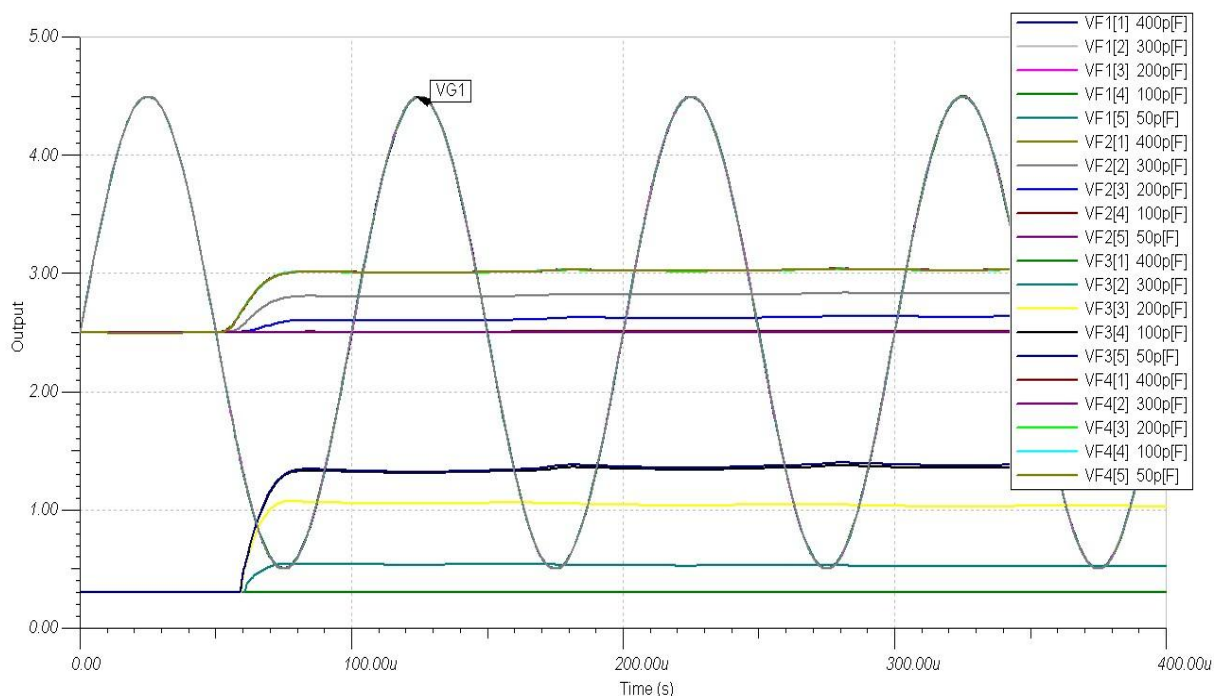


Figura 30 - Resultado transiente do circuito de condicionamento

O gráfico da Figura 30 mostra os resultados obtidos durante uma simulação do circuito de condicionamento, o mesmo foi simulado em modo transiente com cinco valores de capacitância, 400pF, 300pF, 200pF, 100pF e 50pF estes valores foram escolhidos pois contemplam toda a faixa de operação do sensor capacitivo proposto, observe que os valores obtidos em **VF3** saída do amplificador diferencial, é proporcional aos obtidos em **VF2** saída do retificador, que teve seu ganho modificado pela capacitância de **C3**, pode-se concluir que está caracterizado um circuito de condicionamento para o sensor capacitivo.

Um circuito como este que tem como objetivo final o ambiente automotivo precisa ser robusto o suficiente para suportar as agressivas influências na qual é submetido, para isto foi realizado uma análise de ruídos e interferências.

6.2 – Análise de Ruído

A análise de ruído é uma fase muito importante do desenvolvimento, onde o objetivo é tornar o circuito estável e robusto, mas antes de iniciar a análise, é preciso entender o que é o ruído. Ruído segundo Reis (Reis Filho, 2006), pode ser qualquer perturbação que ofusca ou interfere em um determinado sinal, e assim como Clayton R. Paul (Paul., 2006), geralmente os ruídos são causados por fontes externas, os dispositivos que possuem chaveamento de corrente são as principais fontes de interferência eletromagnética, como por exemplo reles, motores elétricos, som, drives de potência, lâmpadas fluorescentes e outros. Como definido anteriormente ruídos também podem ser gerados por vibrações, mudança de temperatura, variações dos próprios componentes e etc.

Em nossa análise de ruído, tentaremos levar em conta o maior número de fontes de ruídos possível, o início do trabalho utiliza o ambiente de simulação TINA da Texas Instruments, com o mesmo circuito, causaremos variações em alguns componentes e iremos focar o nossa análise nos resultados de **VF1** e **VF3** que representam a entrada (circuito oscilador) e a saída (sinal $f(C3)$) do circuito.

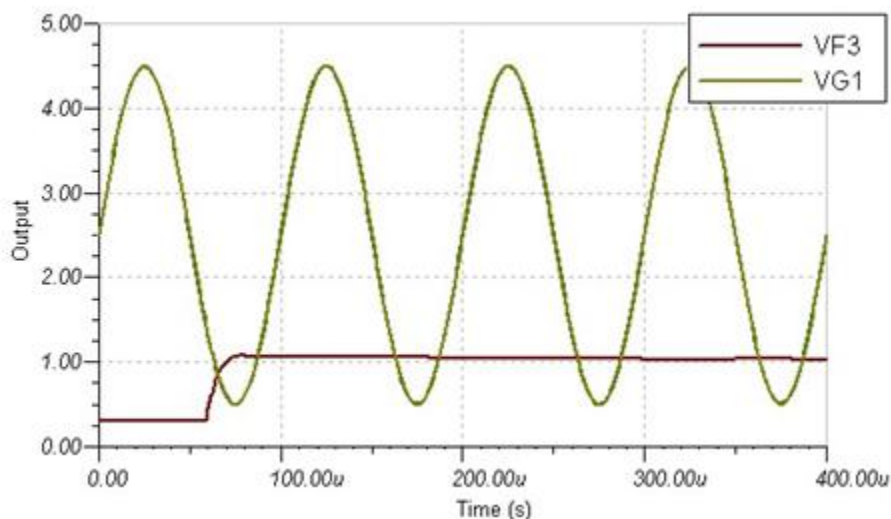


Figura 31 - Análise de ruído sem interferência

O gráfico da Figura 31 mostra uma simulação do circuito original, com os sinais **VG1** e **VF3** sem qualquer interferência, o gráfico da Figura 31 é uma referência nas análises a seguir,

pois a partir deste ponto começa-se a introduzir fontes de ruído em alguns pontos do circuito onde o objetivo é garantir que o sinal **VF3** continue estável.

Na Figura 32, pode-se verificar a fonte de ruído representada por **VG2**, configurada inicialmente com 200mV de amplitude, o primeiro teste a ser realizado é o de frequência, portanto, foi configurada uma análise transiente onde a variável é a frequência de oscilação do sinal senoidal **VG2** que será somado a **VG1**, utilizando uma faixa que se inicia em 1K e vai até 1MHz.

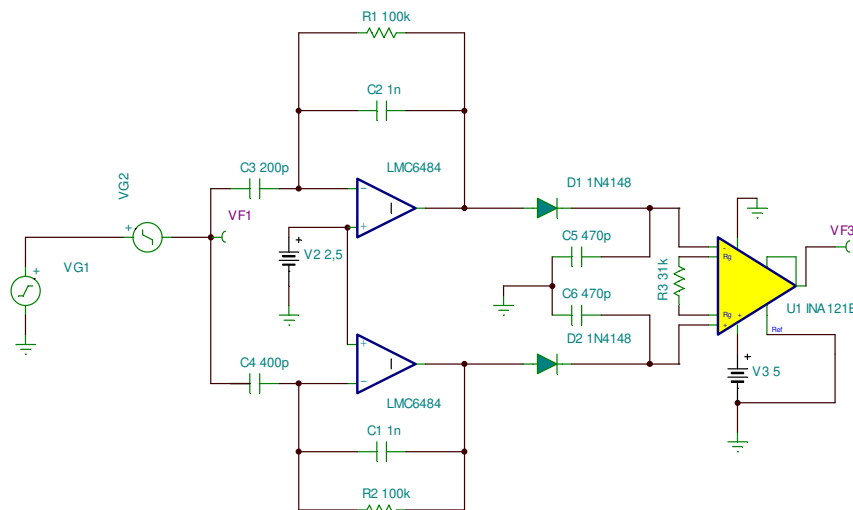


Figura 32 - Circuito com fonte de ruído VG2

Como se pode verificar no gráfico da Figura 33, a frequência de 1KHz de VG2 praticamente não pode ser vista sobreposta ao sinal de 10KHz de VG1, devido ao tempo da amostra que obtida, porém o objetivo não é enxergar o sinal de VG2 e sim a influência que ele causa no sinal de saída VF3, aparentemente não causou nenhuma alteração e iremos comparar isso com os demais resultados que iremos obter nos demais testes.

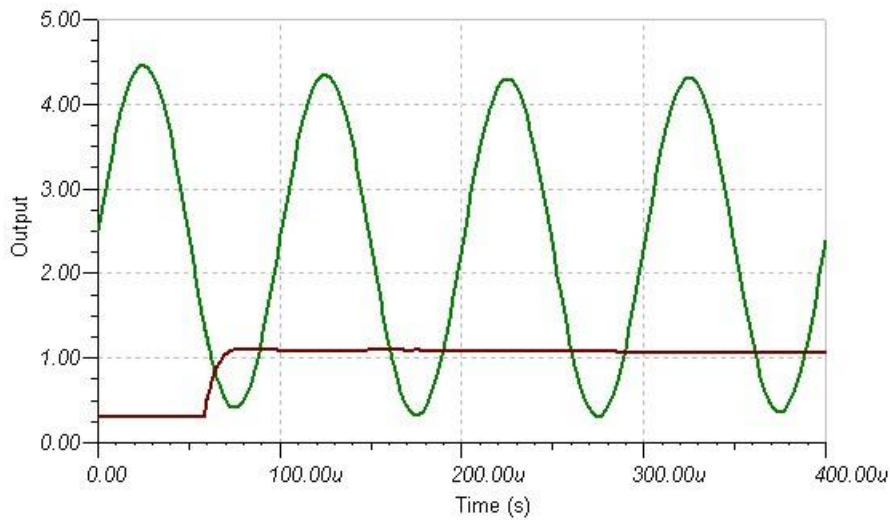


Figura 33 - Análise de ruído com VG2 em 1KHz

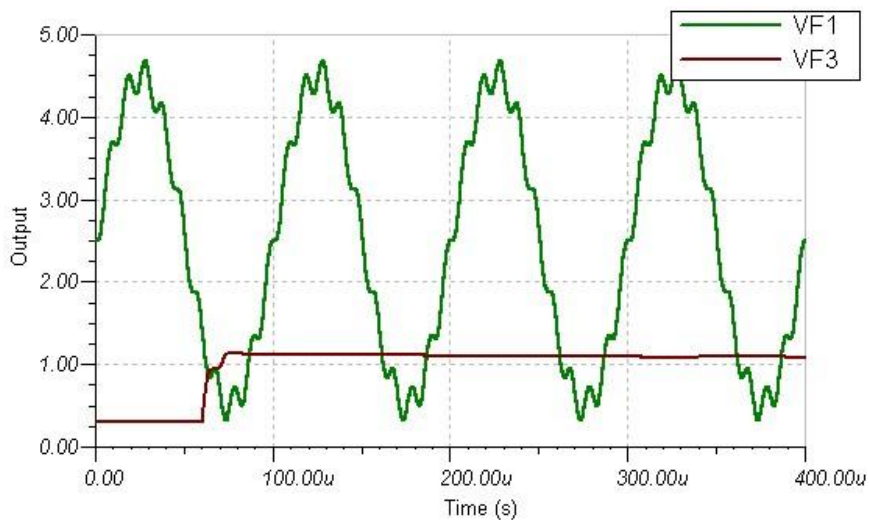


Figura 34 - Análise de ruído com VG2 em 100KHz

Na Figura 34 é mostrado o resultado da segunda análise, onde VG2 está configurada com uma frequência de oscilação de 100KHz, o que é fácil de ser visto no resultado da Figura 34, pois faz com que o sinal de VG1 pareça estar distorcido, dez vezes maior que a frequência de VG1, VG2 não pode ser vista em VF3 que é a saída do circuito.

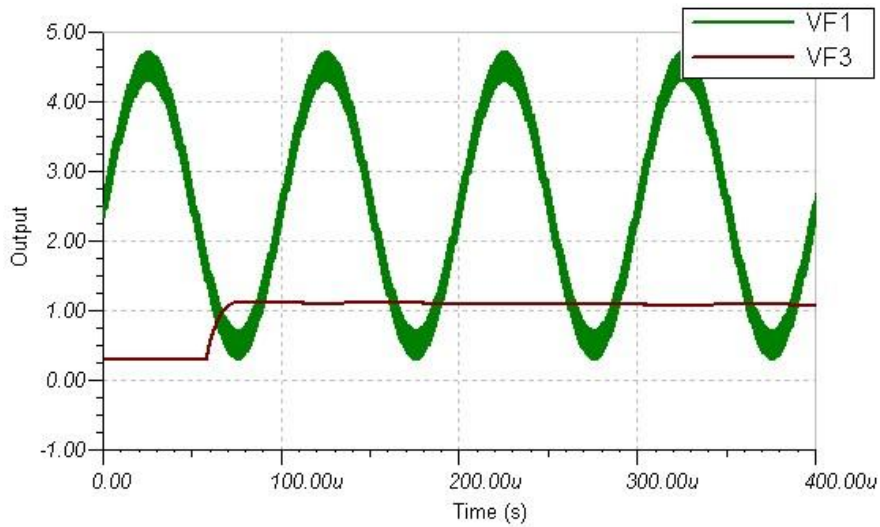


Figura 35 - Análise de ruído com VG2 em 1MHz

Nesta ultima análise de ruído utilizando 1MHz em VG2, que já é considerada alta frequência, sobrepõe o sinal de VG1 como uma modulação de sinal de rádio, algo que pode ser facilmente encontrado em equipamentos de entretenimento, eventualmente instalado nos veículos de forma geral, como ocorreu nas análises anteriores, o sinal de saída do circuito não sofreu distorção e aparece uniforme como nas análises anteriores.

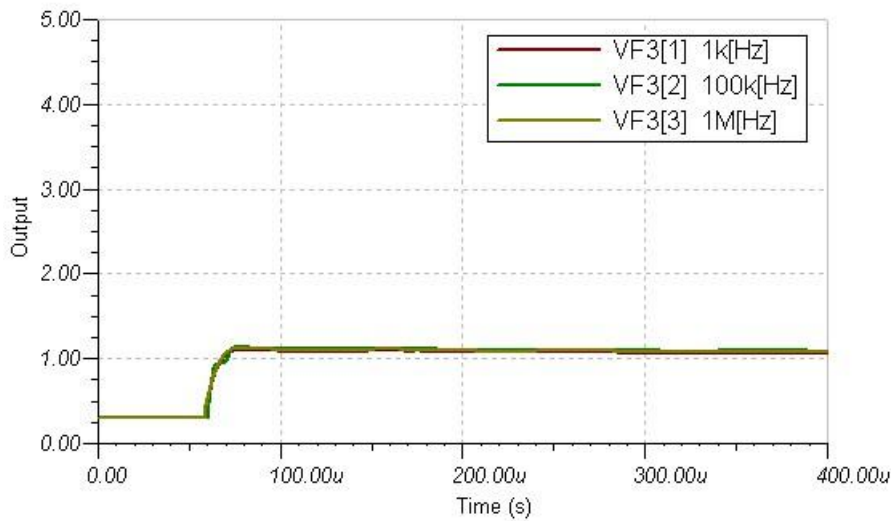


Figura 36 - Resultado da análise de ruído em frequência

Pode-se concluir que distorção referente ao ruído de entrada não é problema para VF3, e para que fosse mais fácil visualizar VF3 em função das frequências do ruído aplicado, o gráfico apresentado na Figura 36 mostra VF3 dos três resultados anteriores onde elas praticamente se sobrepõem.

7 – Simulação Eletrostática

Na etapa de simulação foram dois simuladores, o primeiro simulador utilizado foi o Maxwell da Ansoft, que é um simulador dedicado á aplicações elétricas e possui um ambiente bastante amigável, com uma interface gráfica que favoreceu a visualização do comportamento do campo elétrico. O segundo simulador que foi utilizado é o Comsol Multiphysics. Este simulador apesar de não ter um ambiente tão amigável é muito mais abrangente, pois possui módulos para as mais diversas aplicações, o Comsol foi utilizado para obter os valores e gráficos referentes ao campo elétrico formado entre as placas do capacitor.

Em ambas as simulações o modelo simulado utilizou o dielétrico ar como o único dielétrico do sensor capacitivo, porém o protótipo construído tem um percentual do seu dielétrico constituído de PVC, alteração técnica que teve o objetivo de isolar as placas e evitar um possível curto circuitos, porém esta característica não interfere nos resultados obtidos, já que o dielétrico não faz parte da blindagem do sistema.

7.1 – Modelo no Maxwell 3D

Maxwell é um software de alta performance, baseado em elementos finitos, simula em 3 dimensões problemas eletrostáticos, magnéticos, correntes parasitas e transientes. O Maxwell utiliza as seguintes variáveis para o cálculo desta solução: campos elétricos, magnéticos, força, torque, capacitância, indutância e outros (ANSOFT. MAXWEL 3D).

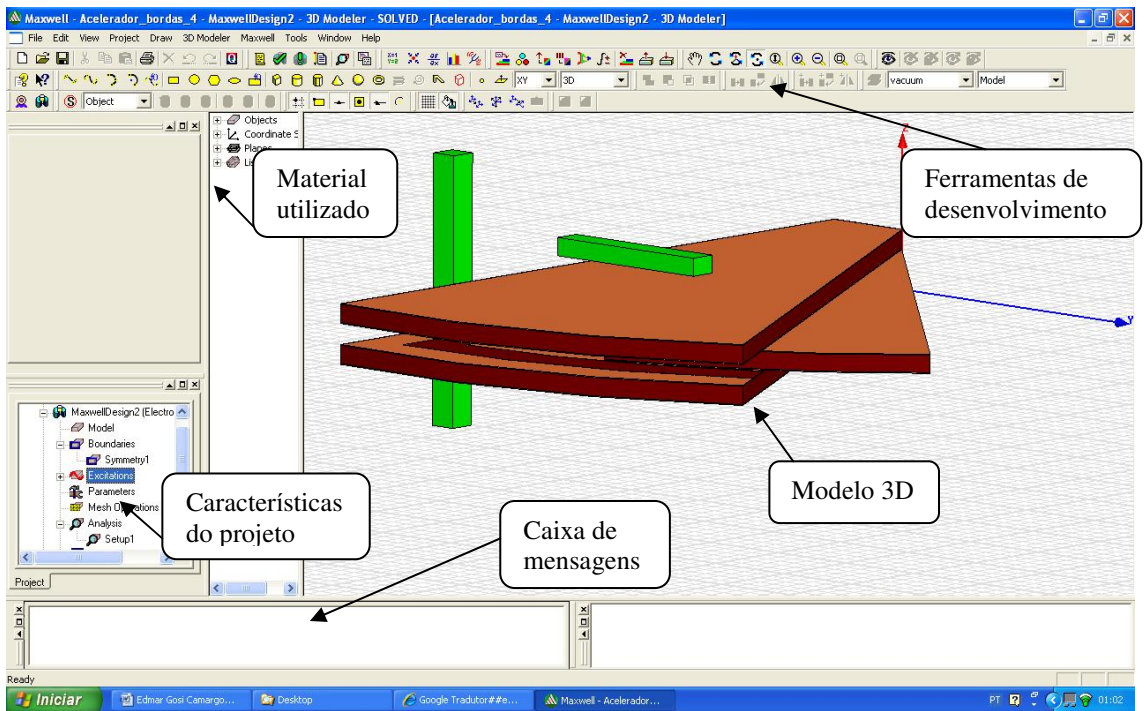


Figura 37 - Ambiente de desenvolvimento Maxwell 3D

Como todo método de simulação, o propósito desta etapa foi trazer para o ambiente computacional os problemas encontrados no mundo real, identificando problemas e propondo soluções baseadas na teoria aplicada, atendendo a estes requisitos que demos início aos nossos testes chegando ao modelo em formato de sanduíche com blindagem e anel de guarda.

O desenvolvimento de um modelo de sensor com movimento angular foi motivado pela busca de uma saída linear, que seja imune as influências externas e que aplicável á ambientes automotivo, para isso foi utilizada uma estrutura em forma de sanduíche, envolvida por uma blindagem constituída de placas metálicas e um anel de guarda, onde ambos estão aterrados, inibindo a formação de capacitâncias parasitas que poderiam influenciar no sensoriamento de posição.

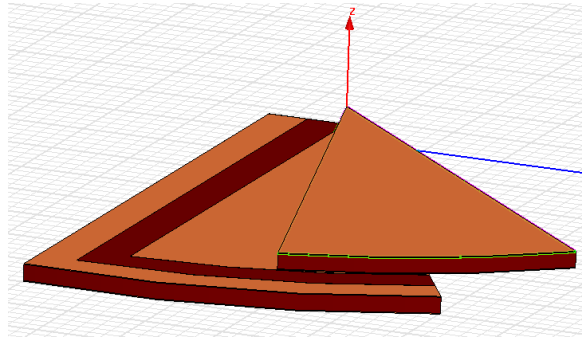


Figura 38 - Modelo do sensor angular capacitivo

Podemos observar que o anel de guarda forma uma capacitância parasita com o elemento sensor, porém, esta capacitância deixa de ser uma preocupação por ser conhecida, portanto, não influencia em nosso sistema, pelo contrário, é o que garante que elementos externos não formem capacitâncias parasitas inesperadas, tornando o sistema robusto e imune.

Utilizando o simulador Maxwell da Ansoft para simular o ambiente de trabalho e algumas possíveis variáveis que possam influenciar no sistema. Nesta primeira simulação, foi inserida uma barra metálica com o potencial de 0Vcc próximo ao sensor capacitivo, o campo elétrico formado no capacitor é devido ao potencial de 5Vcc aplicado as suas placas.

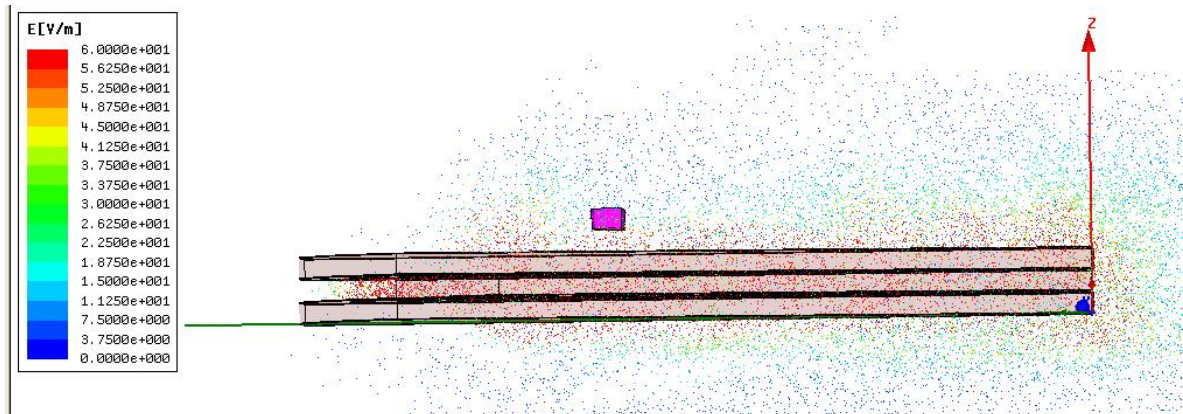


Figura 39 - Resultado da simulação do campo elétrico

Portanto, foi possível perceber que não existe campo elétrico formado entre a barra metálica e o sensor capacitivo.

Em uma segunda simulação foi aplicado um potencial de 5Vcc no elemento metálico, levando em consideração apenas o campo elétrico formado com as placas do pedal, uma vez que

o potencial elétrico é o mesmo, o campo mostrado foi apenas o campo elétrico formado por qualquer elemento energizado no espaço.

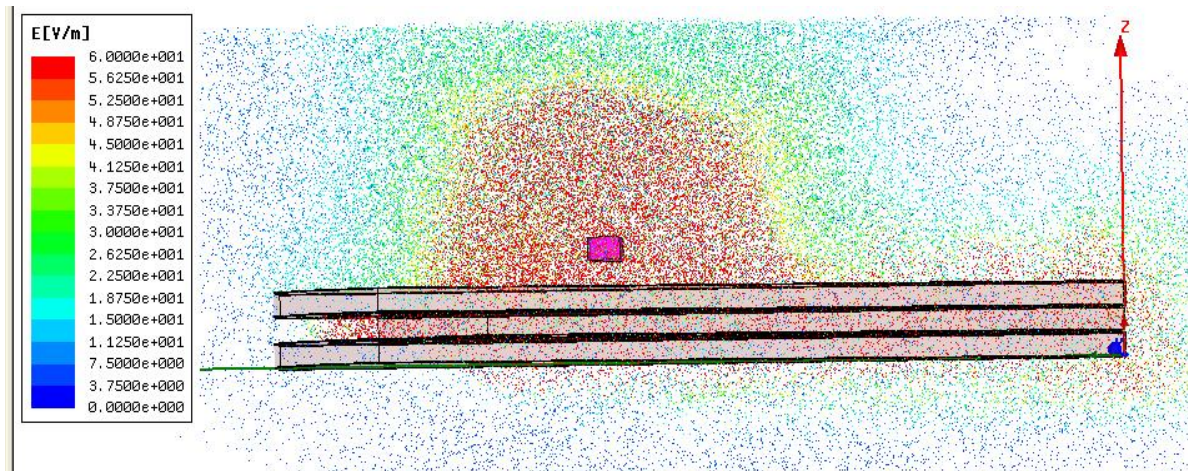


Figura 40 - Influência de um elemento energizado com 5Vcc face superior

Numa terceira etapa como é mostrado na Figura 40, foi alterado o potencial elétrico da barra rosa para 10Vcc, como já era esperado, houve um aumento do campo elétrico formado, porém, nota-se que o campo formado acima da barra é maior que o campo formado abaixo da mesma, isso acontece pois a blindagem existente na face superior do sensor está barrando a passagem do campo elétrico formado pela barra. Apesar de ser visível a presença de um campo elétrico no gap do capacitor, nota-se que esse é referente à sua própria energização.

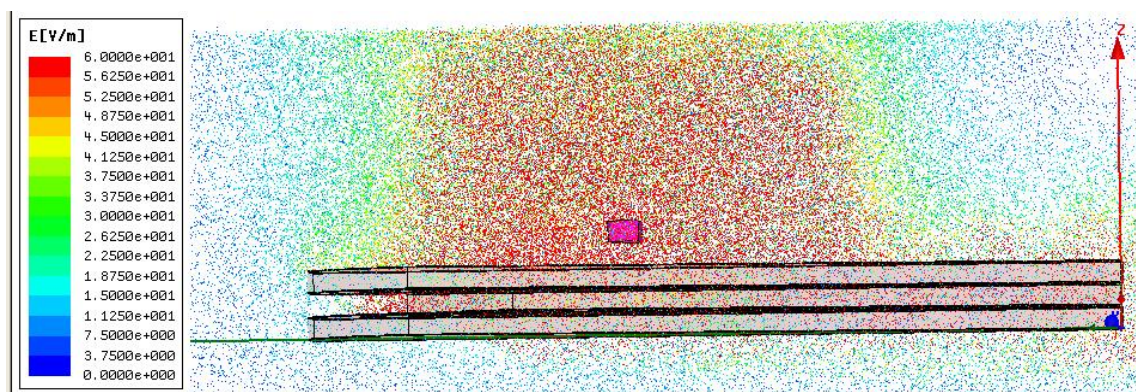


Figura 41 - Influência de um elemento energizado com 10Vcc face superior

Com a barra rosa sendo o único ponto energizado com os mesmos 10Vcc de potencial elétrico, porém agora está posicionada na lateral sensor, pode-se perceber na Figura 41 que não existe a presença de campo elétrico formado pela barra rosa no “gap” do capacitor.

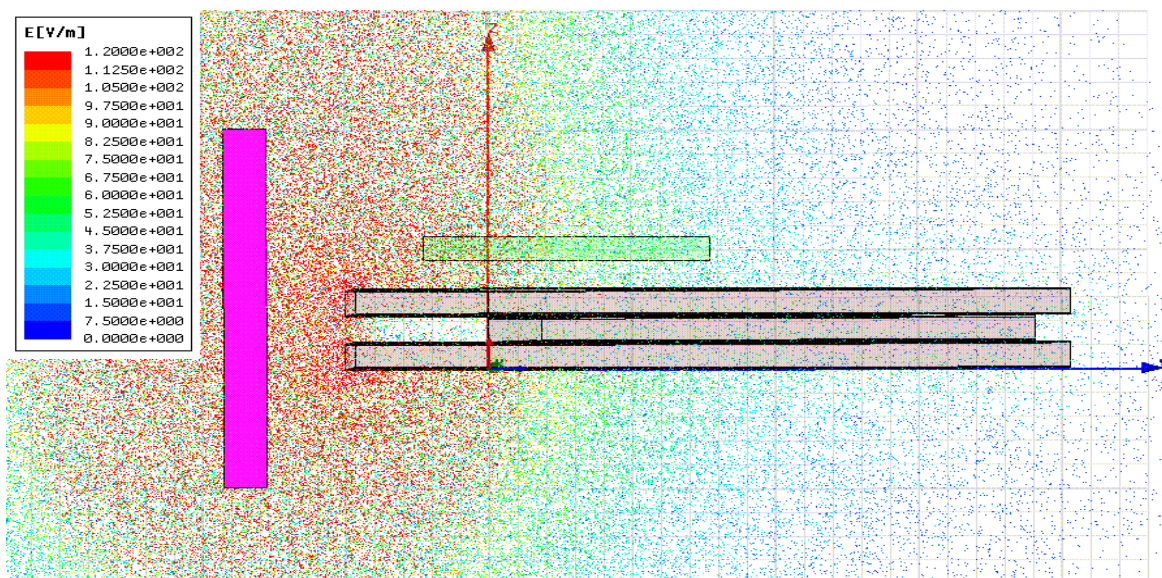


Figura 42 - Influência de um elemento energizado com 10Vcc na lateral do sensor

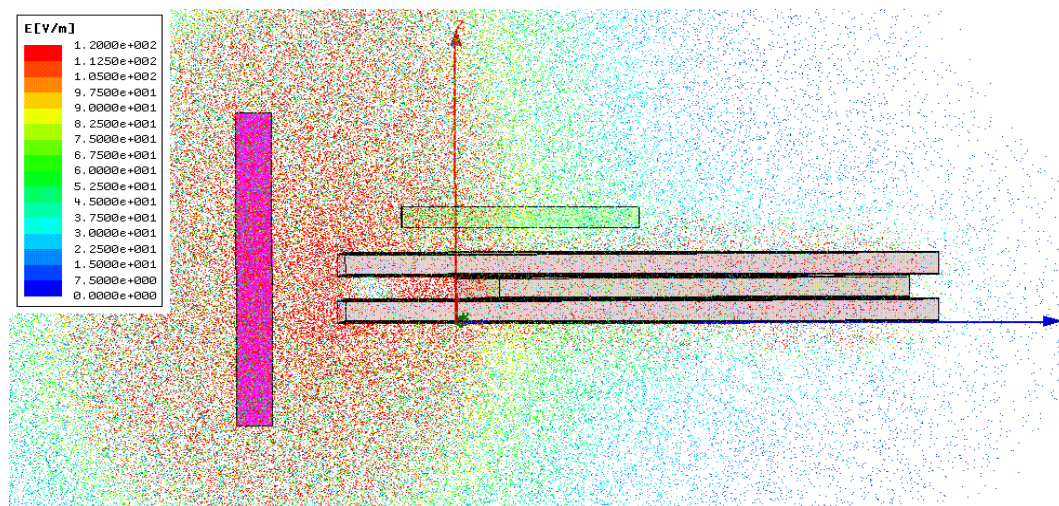


Figura 43 - Influência de um elemento energizado face lateral

Com o mesmo potencial elétrico de 10 Vcc aplicados a barra rosa, como mostrada na Figura 43, notou sim um campo elétrico, porém, é possível perceber também, que o anel de

blindagem está sendo eficiente, existe um ponto neutro, sem campo elétrico separando os campos gerados pelo capacitor e pela barra rosa.

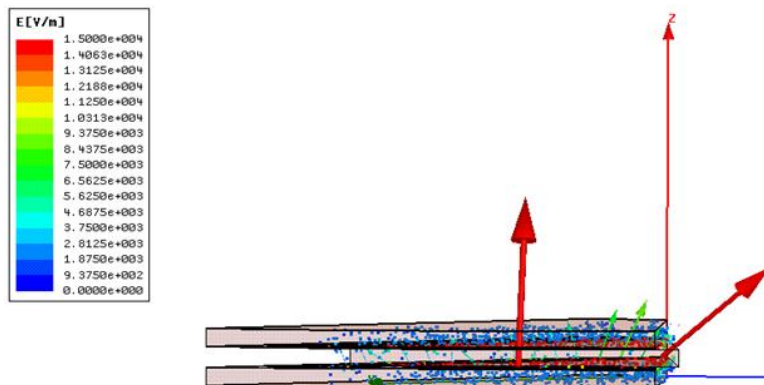


Figura 44 - Campo elétrico no “gap” do sensor

Apesar de ser uma análise apenas qualitativa, se compararmos a magnitude aproximada do campo elétrico formado no “gap” do capacitor ($\sim 15000\text{V/m}$) com a do campo formado pela barra rosa ($\sim 60\text{V/m}$), é possível concluir que um elemento energizado com 10Vcc há 4mm do sensor capacitivo, não influenciaria na posição medida pelo sensor capacitivo.

7.2 – Modelo no Comsol Multiphysics

O Comsol é uma poderosa ferramenta de desenvolvimento, baseada em equações diferenciais parciais, resolve problemas de engenharia e científicos, possibilitando a utilização de diferentes tipos de análise física, como por exemplo: o efeito térmico causado pela corrente que atravessa um determinado condutor.

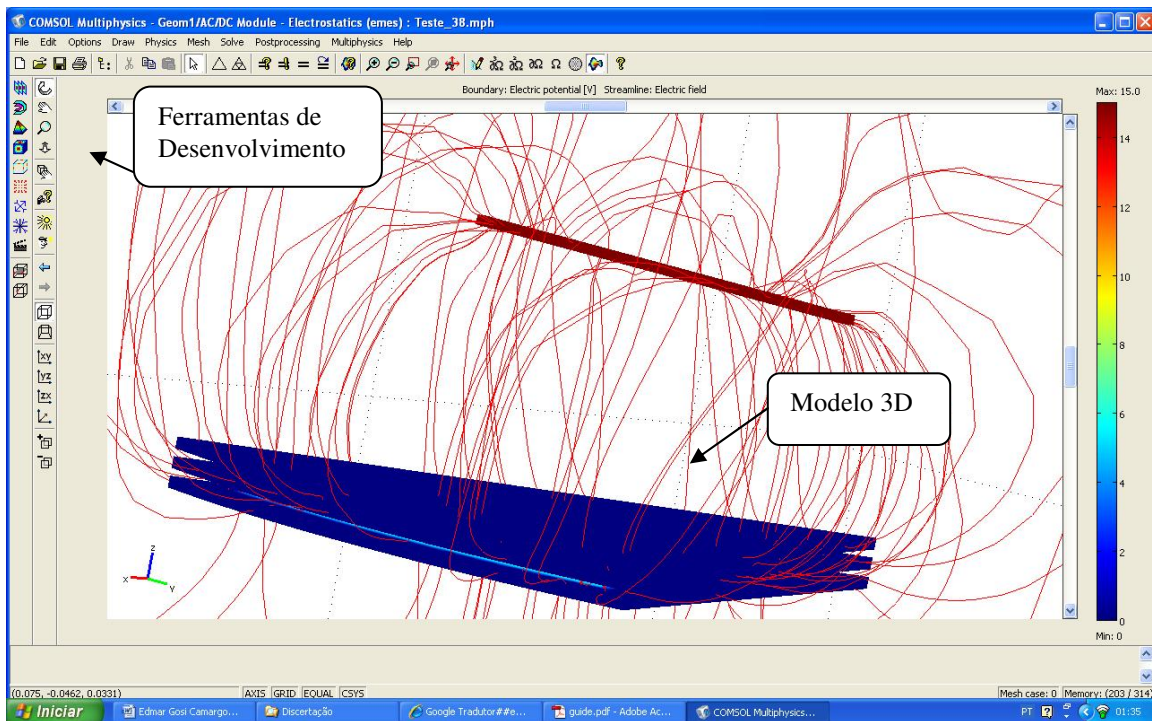


Figura 45 - Ambiente de desenvolvimento Comsol

Como não foi possível obter valores precisos de campo elétrico dentro do gap do capacitor utilizando o Software Maxwell e também surgiu o interesse de conhecer o Comsol Multiphysics, por se tratar de uma ferramenta mais abrangente, migramos nosso modelo para que possamos nos assegurar de que o campo elétrico no “gap” não está sendo alterado pelo campo elétrico dos elementos energizados que foram aproximados do sensor.

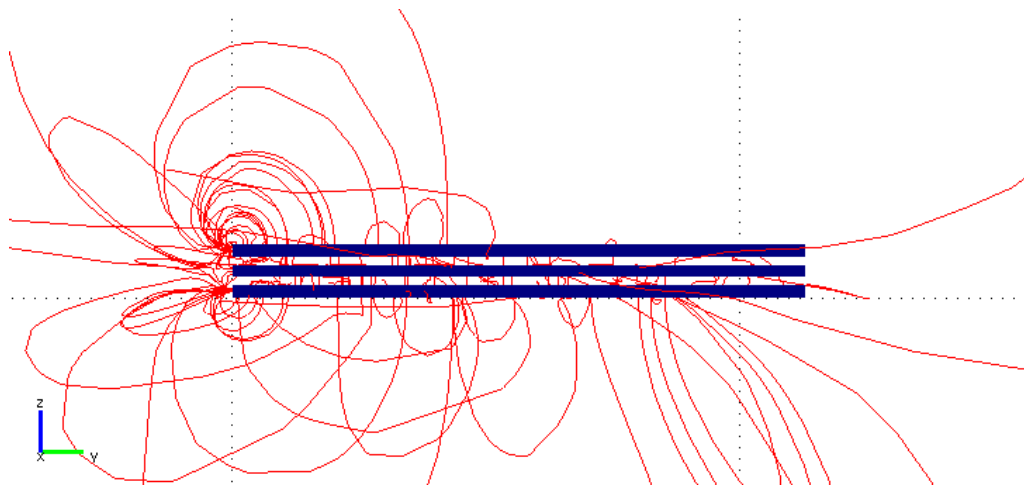


Figura 46 - Efeito de bordas de um capacitor

Inicialmente excita-se o modelo com um potencial fixo, apenas para que se possa enxergar as linhas do campo elétrico. Na Figura 46 há uma concentração desordenada de linhas de campo, que é o chamado efeito de borda. Traçada uma linha imaginária que atravessa o “*gap*” do capacitor de onde retiramos os dados mostrados no gráfico da Figura 47.

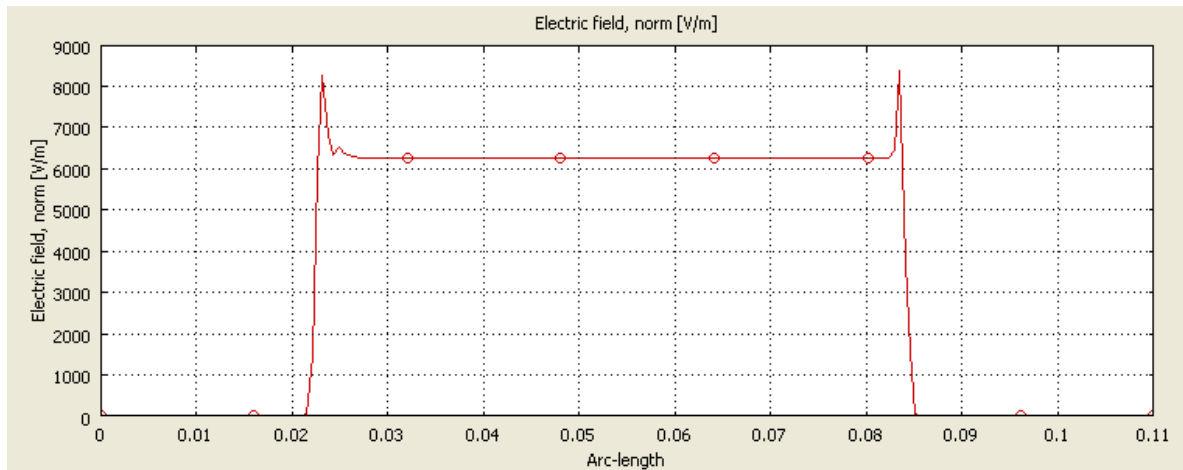


Figura 47 - Campo elétrico obtido a partir da simulação

Estes dados demonstram o campo elétrico formado no gap do capacitor. Entre os pontos 0,03 e 0,08 o valor do campo elétrico é constante, já os picos formados nas extremidades representam os efeitos de borda mostrados na simulação anterior.

Com o capacitor e o campo elétrico formado em seu “*gap*”, coloca-se uma barra energizada próxima ao capacitor para simular uma possível condição em que este pedal possa ser submetido. Veja o comportamento do campo elétrico formado entre a barra energizada e o capacitor.

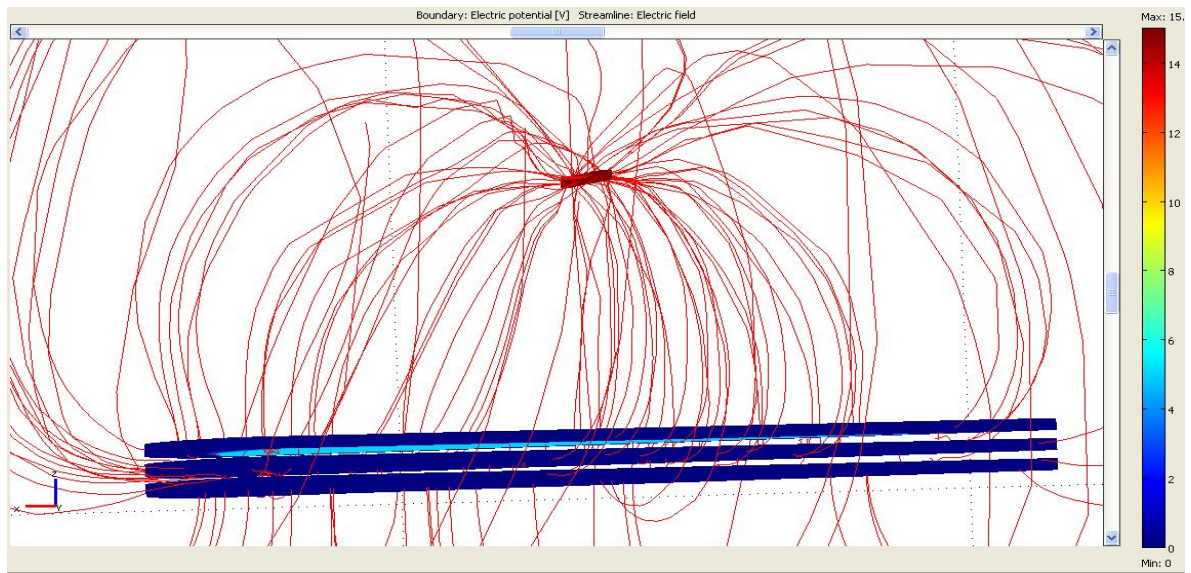


Figura 48 - Campo elétrico formado entre uma barra metálica e o capacitor

Conforme pode se verificar na escala contida na simulação o capacitor continua energizado com um potencial de 5Vcc, já a barra localizada acima do capacitor possui um potencial de 15Vcc, as linhas de campo formadas demonstram um comportamento agressivo que deveria estar influenciando na medição da capacitância. Mas como podemos constatar no gráfico da Figura 49 o valor do campo elétrico não muda e continua fixo e no mesmo potencial visto anteriormente.

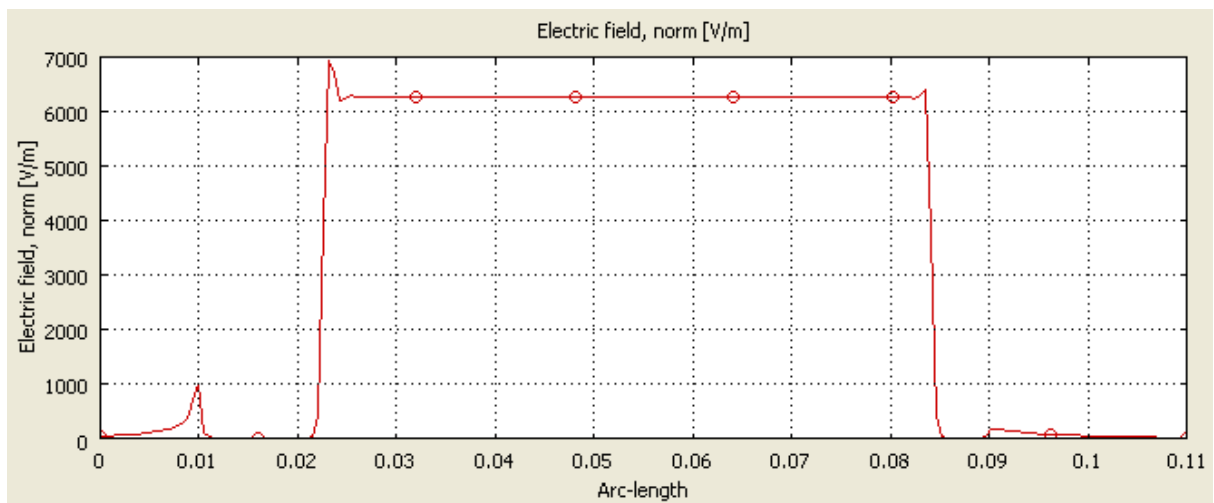


Figura 49 - Influência da barra energizada no campo elétrico formado pelo capacitor

Observa-se que houve uma pequena alteração no efeito de borda causado pela influência do potencial elétrico, aplicado a barra de cobre que foi colocada próximo ao capacitor, mas em geral

os efeitos de borda são desconsiderados no cálculo da capacitância por possuir pouca influência na capacitância total, é possível dizer que não houve alteração nos valores da capacitância medida.

8 – Construção do Protótipo

Neste capítulo são apresentados os materiais e métodos utilizados para construção dos protótipos.

8.1 – Sensor Capacitivo

A estrutura mostrou alta imunidade a ruídos e deslocamento angular linear com a capacitância formada, tornando mais simples seu circuito de condicionamento. Para garantir a imunidade e robustez mostrada durante o processo de simulação, a construção do nosso protótipo foi adequada ao modelo simulado.

O protótipo foi confeccionado em placa de fibra de vidro acobreada, este tipo de placa possui as duas faces uniformes, acobreadas e facilidade de ser trabalhadas nos despertou o interesse em utilizá-la. Para obter a precisão geométrica desejada, o modelo foi confeccionado em uma fresa CNC na ferramentaria da MWM International, foi desenvolvido um programa baseado nas dimensões geométricas para que o CNC realize a trajetória correta, com uma fresa de 3mm foi usinado toda face de cobre, onde existe a presença do anel de guarda.

Como podemos verificar na Figura 49, foram confeccionados alguns pontos de fixação que serão utilizados para unir as placas.

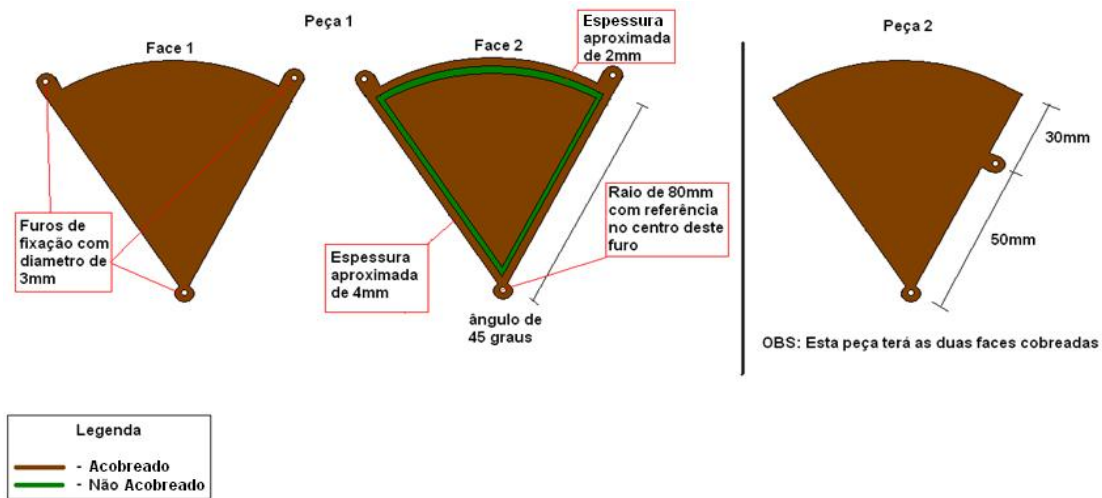


Figura 50 - Desenho do protótipo desenvolvido

Após a usinagem das placas foi necessário eliminar as rebarbas, resultado do contato com a fresa, parte de um processo simples a ao mesmo tempo delicado, pois o cobre é um material relativamente mole e um descuido poderia causar ranhuras indesejada, prejudicando a uniformidade da peça.

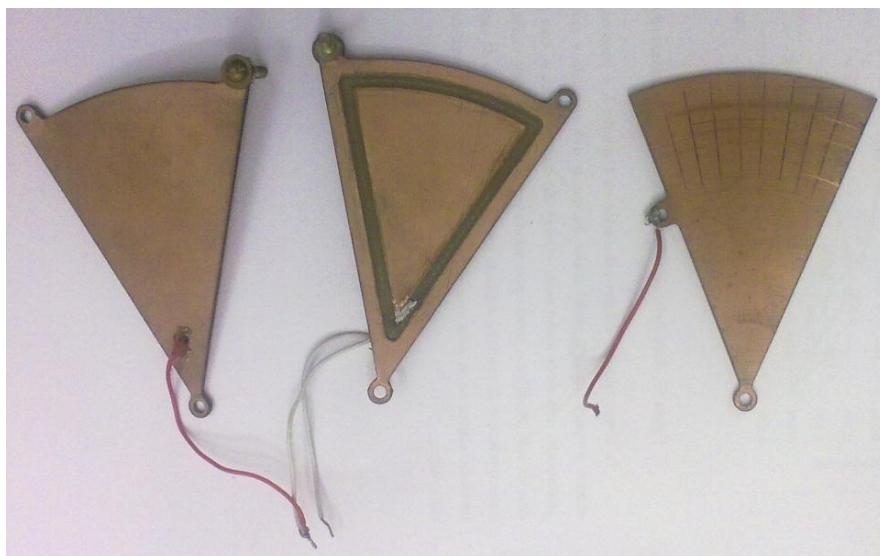


Figura 51 - Protótipo do sensor capacitivo

Foi efetuado um furo em cada placa fixa, este furo foi utilizado para passagem do fio que conecta a face interna da placa fixa. A placa móvel recebeu graduações de cinco em cinco graus para que pudéssemos realizar as medições, verificando assim a curva da capacitância formada com relação a sua posição angular. Para evitarmos possíveis curto circuitos, foi utilizada uma

película de PVC que é um material altamente isolante, além de diminuir os efeitos causados pela variação do dielétrico ar.

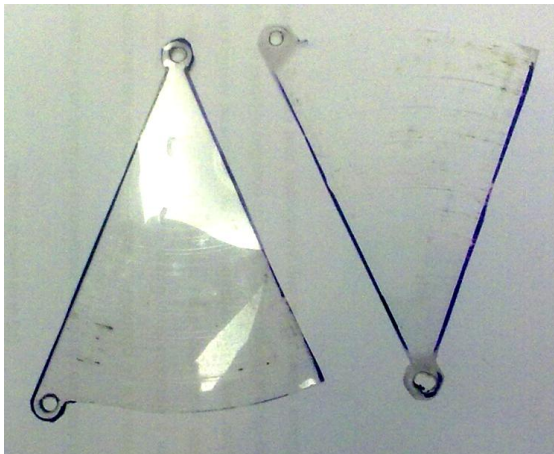


Figura 52 - Película de PVC

A montagem do protótipo foi realizada com parafusos, porcas e arruelas de latão, que é um metal com ótimas características condutivas, além de unir as placas os parafusos de fixação tem o objetivo fazer a interligação elétrica da blindagem e anel de guarda.

Outro ponto bastante importante foi à calibração da distância entre as placas, este espaçamento foi calibrado com o objetivo de não deixar atrito entre as placas, pois apesar de ter sido utilizado uma película de PVC entre as placas, nosso objetivo inicial era construir um sensor sem contato, assim durante a fixação tomamos os devidos cuidados para garantir que as placas fixas, ou seja, as duas da extremidade não se movimentassem uma em relação a outra, pois isto causaria variações na capacitância.

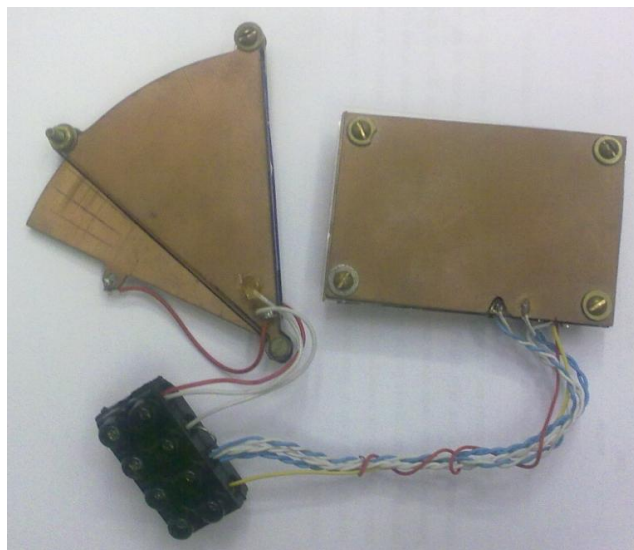


Figura 53 - Sensor capacitivo e capacitor de referência

A Figura 53 mostra o sensor capacitivo montado e ao seu lado o capacitor de referência, conforme mencionado anteriormente o capacitor de referência deve possuir as mesmas características construtivas, apesar de possuir uma geometria diferente, o capacitor de referência possui o anel de guarda, a película de PVC, a blindagem externa e a mesma distância entre as placas.

Para evitar que durante o envio do sinal o mesmo sofra alguma alteração, foi utilizado um cabo de quatro vias com blindagem para conectar o circuito de condicionamento ao sensor capacitivo, onde a blindagem é aterrada.



Figura 54 - Cabo utilizado para interligar o circuito ao sensor capacitivo

Note que foi utilizado um conector do tipo USB, este conector também está aterrado a malha de blindagem do cabo.

8.2 – Circuito de Condicionamento

Com o circuito de condicionamento devidamente simulado, foi realizada a construção do circuito protótipo. Montado em uma placa de furação universal, o circuito protótipo deve contemplar todos os dados obtidos durante a simulação, por ter sido utilizados componentes de mercado, existem algumas limitações quanto à tensão de alimentação de cada componente, faixa de temperatura de trabalho e tamanho do circuito protótipo.

O oscilador senoidal utilizado nas simulações com o objetivo de excitar o capacitor, foi construído com o ICL8038 que é um gerador de funções comercial, este circuito necessita de uma fonte de alimentação de 12V, para o amplificador capacitivo foi utilizado um LMC6484 que é um amplificador operacional *Rail-to-Rail*, portanto, pode ser alimentado com fonte simples e funciona com uma tensão de alimentação mínima de 3V, o último circuito integrado é o INA118, um amplificador de instrumentação de baixa potência que amplifica a diferença de potencial gerada pelo desbalanceamento entre o capacitor de referência e o sensor capacitivo.

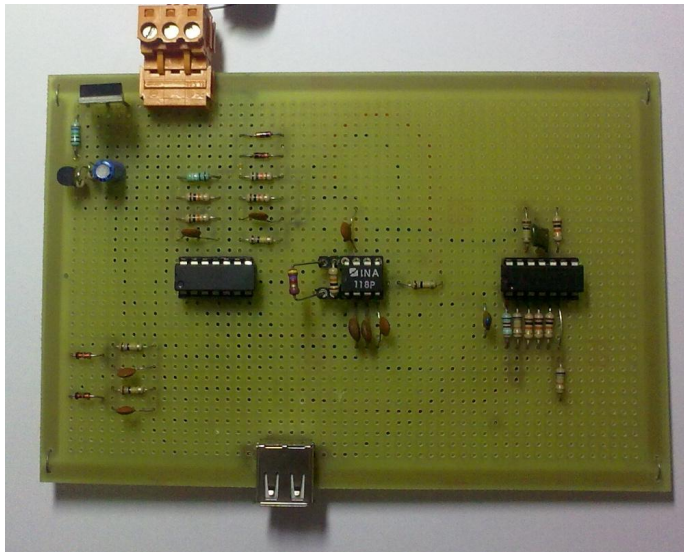


Figura 55 - Foto da placa protótipo para o circuito de condicionamento

A Figura 55 mostra a placa do circuito protótipo, note que foi utilizado um conector do tipo USB, este conector é responsável por conectar o sensor capacitivo e o capacitor de referência ao circuito, este conector foi aterrado assim como a blindagem do cabo que conecta o sensor ao circuito.

9 – Testes e Medições

Com o protótipo montado, foram realizadas as medições, tomando os devidos cuidados para garantir a precisão das medidas.

Foram soldados dois condutores para realizar as medidas, estes condutores possuem o menor comprimento possível e passará a fazer parte do sensor, pois já está sendo considerado nas medições, utilizando uma ponte RLC da HEWLETT PACKARD modelo 4284A que varre uma frequência na faixa de 20Hz até 1MHz, foram realizadas as medidas do sensor capacitivo. Estes dados foram aquisitados com o auxílio de um aplicativo desenvolvido em LabView, que já fazia parte do equipamento e foram selecionados para medição os seguintes parâmetros: capacitância com resistência em paralelo C_p , pois baixos valores de capacitância possuem alta reatância o que fazem com que a resistência em paralelo tenha maior relevância que a resistência em série, o fator de dissipação D , a resistência em paralelo R_p e a impedância equivalente do circuito.



Figura 56 - Ponte RLC utilizada nas medições

Todos estes dados foram obtidos em quatro valores de frequência, sendo eles 1KHz, 10KHz, 100KHz e 1MHz. Foram utilizados diferentes valores de frequência, pois deste modo é possível identificarmos o quanto o valor da capacitância muda em função da faixa de frequência utilizada, com o equipamento configurado para um volt fixo na amplitude do sinal de leitura, podemos observar na Tabela 1 os valores de capacitância obtidos.

Tabela 1 - Variação da capacitância em função da frequência.

Pos. Sensor (graus)	Capacitância Medida (pF)				Desvio ¹ (%)
	1KHz	10KHz	100KHz	1MHz	
0	76,5	75,9	75,1	73,8	3,48
5	100,7	99,7	98,7	96,9	3,75
10	153	151,6	149,9	147,3	3,71
15	205,1	203,5	201,3	197,9	3,49
20	257,1	255,3	252,7	248,5	3,37
25	307,1	304,9	301,8	296,7	3,38
30	354	351,7	348,1	342,2	3,32
35	376,5	374	370,3	364,2	3,28

Com relação à linearidade, é possível observar que existe um desvio na faixa de atuação entre os ângulos 0 e 5 graus e entre 30 e 35 graus, isto aconteceu pois apesar de ter sido utilizado uma geometria em forma de um semi-disco, devido a utilização do anel de guarda, o centro do raio da face sensora não está no centro do eixo do deslocamento angular do sensor, porém esta não linearidade não é um problema para nossa aplicação. Em geral os pedais de acelerador possuem um ângulo de atuação de aproximadamente 16 graus, portanto, se subtrairmos a região não linear do nosso sensor teremos uma faixa de atuação de 25 graus, suficiente para atender as especificações de um pedal de acelerador. O gráfico da Figura 56 demonstra o comportamento da capacitância em relação à posição angular do sensor capacitivo.

¹ Desvio característico observado entre as frequências de 1KHz e 1MHz

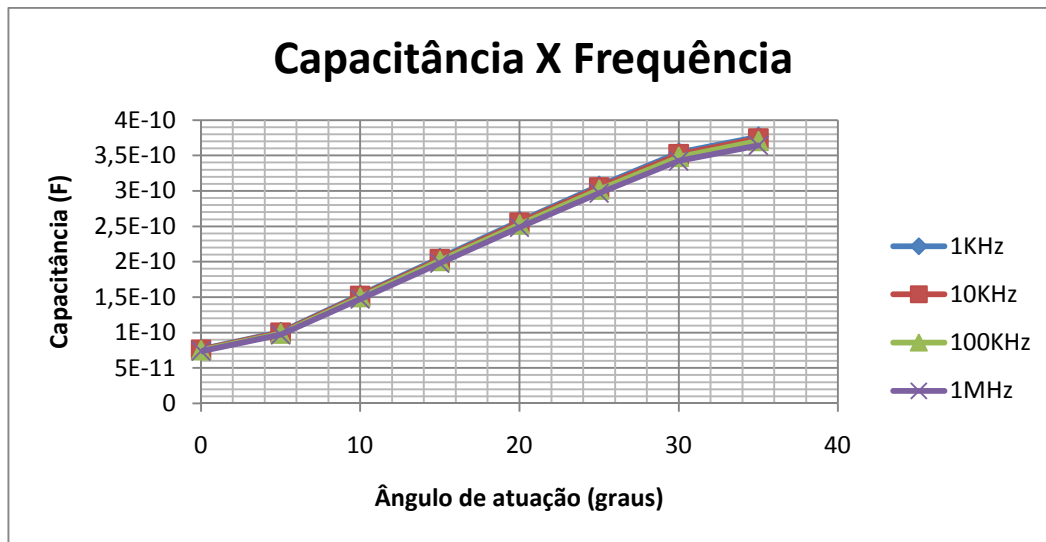


Figura 57 - Resultados das diferentes frequências aplicadas ao capacitor

Além de pequena variação no valor da capacitância em relação às diferentes frequências utilizadas para medir o capacitor, podemos observar que existe certa distorção na linearidade concentrada nas extremidades da curva, que podem ser desconsideradas, uma vez que o trecho linear já atende os requisitos necessários para aplicação.

Para entender melhor qual a influência de uma não linearidade de um pedal de acelerador, a Figura 58 mostra como a ECU recebe e trata este sinal. Cada pedal de acelerador utiliza dois tipos de calibração na ECU. A primeira calibração é apenas para que a ECU reconheça os limites do curso do pedal, isto ocorre, pois o sinal de saída dos pedais não é padronizado, ou seja, cada fabricante utiliza uma faixa. Tipicamente esta faixa de atuação situa-se entre 1 e 4V, alimentado pela ECU com um potencial de 5V, uma faixa de 1V tanto no limite inferior quanto no limite superior é utilizada para diagnosticar possíveis falhas elétricas. Uma vez tendo os limites calibrados, a ECU trabalha com o percentual desta faixa de atuação onde 1V corresponde a 0% e 4V corresponde a 100%. Por motivos de imprecisão do sinal enviado pelo pedal, utilizamos uma margem de erro de aproximadamente 200mV, ou seja se um pedal de acelerador utiliza uma faixa de 1V-4V é utilizado o valor de 1,2V para 0% e 3,8V para 100% de aceleração, garantindo assim que os limites de 0% e 100% serão atingidos.

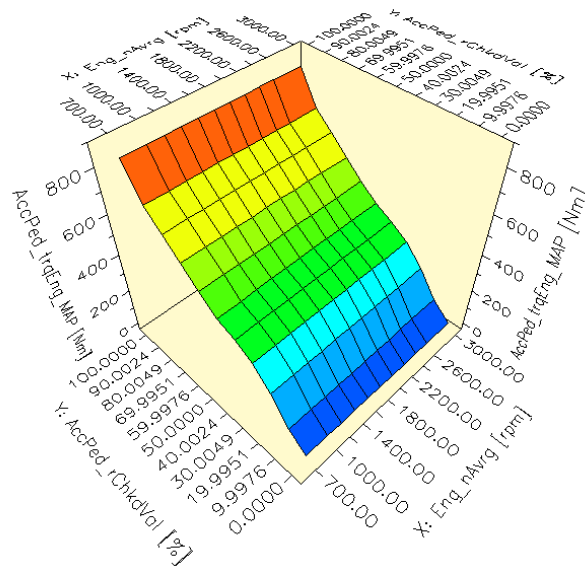


Figura 58 - Mapa de calibração de um pedal de acelerador

A segunda calibração realizada para o pedal de acelerador representada pela Figura 58, é a calibração da reação do motor em função do percentual de aceleração desejado, um mapa de calibração de três dimensões onde temos no eixo X a rotação do motor em RPM, no eixo Y a porcentagem do pedal de acelerador e por fim no eixo Z e onde é feita a calibração do torque desejado, ou a reação do motor com relação a posição do pedal de acelerador é totalmente flexível e passa por uma etapa de calibração específica, portanto, a curva do sinal de saída de um pedal de acelerador não é um fator crítico.

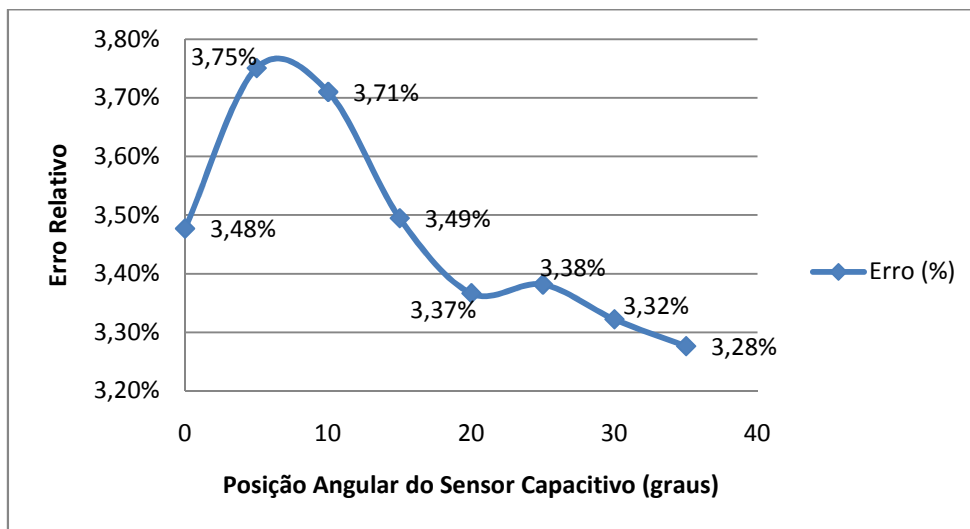


Figura 59 - Erro relativo da análise em frequência

O gráfico da Figura 58 demonstra o erro relativo da variação da frequência, para esta análise foi utilizado a mínima e a máxima frequência dos dados obtidos, ou seja, o desvio apresentado está representando o comportamento característico da capacitância para uma faixa de frequência de 1KHz até 1MHz para cada posição do sensor. Podemos observar que o desvio entre o erro máximo e o erro mínimo não passa de 0,5%, o que demonstra grande estabilidade em função da posição angular do sensor. Com um desvio tão pequeno podemos assumir que o erro médio para esta análise de frequência é de 3,47%, erro que já era esperado pois agora não estamos mais em um ambiente de simulação e as condições do ambiente deixaram de ser ideais, o nosso sensor passa a interagir com o ambiente, com o aumento de frequência passam a surgir pequenas capacitâncias em paralelo com o nosso sensor interferindo nos dados obtidos. Outro fator que interfere nos dados obtidos justificando assim o resultado encontrado, é que não é possível construir um sensor totalmente capacitivo, sua geometria assim como os elementos que o compõe, acabam incorporando pequenas resistências e ou indutâncias que apesar de serem valores pequenos, interferem na impedância do capacitor e não acompanham seu comportamento característico.

Outro teste muito importante foi à simulação das variações do ambiente, com o auxílio de uma câmara climática Thermotron do laboratório de pesquisa da Unicamp, realizamos testes de variação térmica e umidade relativa do ar, para os testes de temperatura utilizamos uma faixa de -20°C a 90°C, fixando a umidade relativa em torno de 60%, para os testes de umidade relativa do ar foi utilizada uma faixa entre aproximadamente 15% até 95%, onde fixamos a temperatura ambiente em 28°C.



Figura 60 - Câmara climática Thermotron

Para este teste foi realizado um comparativo entre alguns dos pedais de acelerador existente, dentre eles utilizamos as tecnologias Hall, Resistivo e o que está sendo proposto neste trabalho que é o pedal capacitivo.

A Figura 59 mostra a estrutura montada no laboratório para aquisição dos dados, repare que o circuito de condicionamento do pedal capacitivo está fora da câmara, pois o objetivo deste teste é analisar o comportamento do sensor separadamente. Uma vez que o circuito de condicionamento foi projetado com componentes comerciais, não suportariam a faixa de temperatura que estamos propondo.

Os pedais de acelerador utilizando sensores Hall e o Resistivo, estruturas industrializadas, estão condicionados dentro de uma espécie de blindagem formada pela carenagem do próprio pedal que dificulta a penetração das variações da umidade relativa do ar e mudanças bruscas de temperatura. Como seus sensores e circuitos de condicionamento que ficam dentro do mesmo invólucro, já possuem suas compensações térmicas, portanto, durante esta análise iremos ponderar que o sensor capacitivo que estamos propondo, está sendo testado nas piores condições possíveis, o que o deixa mais susceptível as variações da umidade relativa e temperatura.

A tabela 2 apresenta os dados obtidos nos testes realizados na câmara climática, se trata de um teste de variação térmica, mas possui também as informações da umidade relativa do ar no

momento em que foram realizadas as medições, assim como o horário de cada medição, para que possa ser levado em consideração o período de estabilização da câmara.

Tabela 2 - Resultados do ensaio de temperatura realizado na camara climática

Horário	Temperatura °C	Umidade %	Sensor Hall V	Sensor Cap V	Sensor Res V
00:00:00	-20,00	67,00	3,298	3,132	3,170
00:38:00	-9,90	68,70	3,292	3,126	3,169
00:54:00	0,00	63,30	3,292	3,136	3,169
01:18:00	10,00	59,90	3,288	3,140	3,169
01:32:00	20,00	60,20	3,288	3,144	3,170
01:51:00	30,00	59,30	3,284	3,136	3,170
02:05:00	40,00	60,50	3,284	3,130	3,171
02:20:00	50,00	60,40	3,286	3,126	3,170
02:38:00	60,00	60,10	3,280	3,110	3,169
02:50:00	70,00	60,60	3,280	3,096	3,168
03:00:00	80,00	60,70	3,270	3,052	3,162
03:08:00	89,80	57,70	3,272	3,074	3,132

Utilizando os dados da Tabela 2, foi possível verificar o comportamento do sinal de saída de cada sensor, ambos se mantiveram estáveis na região entre -20°C e 60°C, a partir desta temperatura se observar um pequeno desvio em ambos os sensores, levando em consideração que o sensor capacitivo está completamente desprotegido e mais susceptível as variações ambientes.

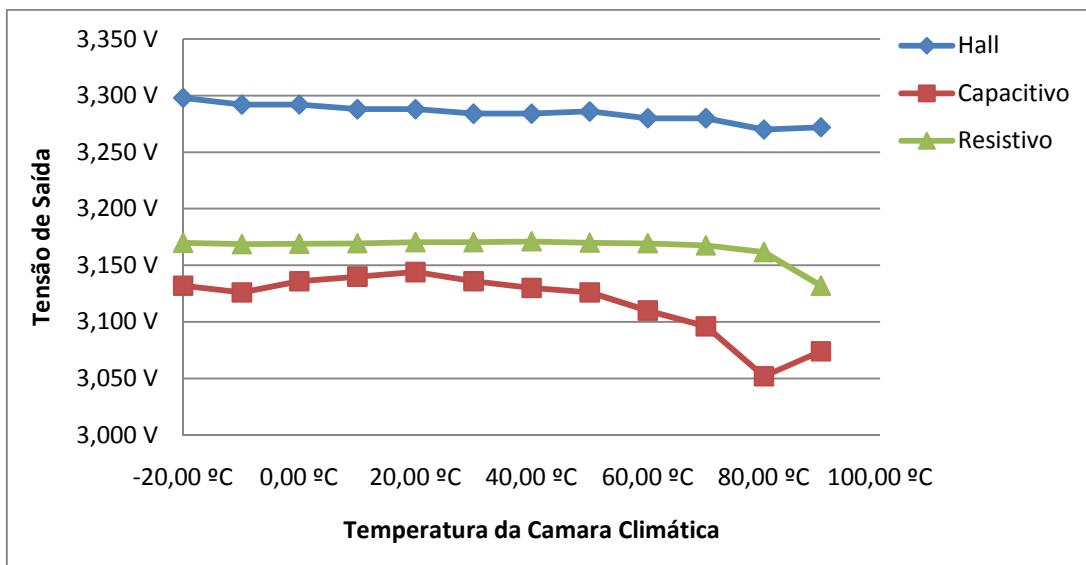


Figura 61 - Resultado do ensaio de temperatura realizado na câmara climática

O gráfico da Figura 61 mostra o erro relativo referente a variações térmicas, no qual se verifica que o erro máximo do pedal capacitivo é de 2,55%, o que é considerado normal e aceitável para a aplicação proposta, sem levar em consideração que isto pode ser melhorado com a utilização de um circuito de compensação térmica adequado, o que acontece nos caso do sensor Hall.

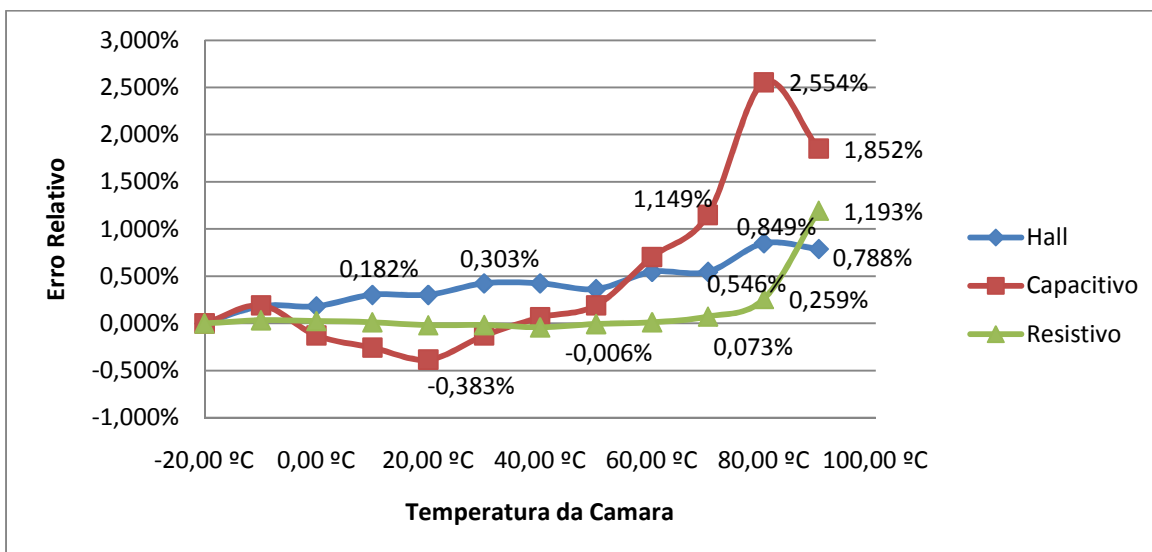


Figura 62 - Análise de erro referente aos ensaios de temperatura

As células Hall são bastante susceptíveis as variações térmicas, portanto, seu circuito de condicionamento é responsável por esta compensação térmica, já o sensor Resistivo possui uma compensação natural por se tratar de um divisor resistivo de tensão e apesar de possuir um resistor em série com o sinal de saída o mesmo é depositado em uma placa cerâmica para reduzir suas variações térmicas.

Dando continuidade a análise dos dados obtidos, na Tabela 3 podemos verificar os dados obtidos nos ensaios de umidade relativa do ar, comparando os mesmos pedais, foi mantido o controle de temperatura fixo em 28°C e variamos a umidade relativa do ar entre 20% até 100%, claro que a câmara é uma simulação do ambiente real, portanto, podemos ver na Tabela 3 que a umidade relativa chega próximo da desejada, mas não é possível atingir os valores calculados no Capítulo 3.

Tabela 3 - Resultados dos ensaios de umidade relativa do ar realizados na câmara climática

Horário	Temperatura °C	Umidade %	Sensor Hall V	Sensor Cap V	Sensor Res V
00:00:00	27,60	21,50	3,252	3,076	3,064
00:04:00	27,90	29,20	3,248	3,074	3,064
00:10:00	28,00	41,30	3,248	3,070	3,064
00:18:00	28,00	48,90	3,244	3,070	3,065
00:26:00	28,00	63,30	3,242	3,072	3,065
00:32:00	28,00	68,50	3,240	3,074	3,065
00:38:00	28,00	79,50	3,240	3,070	3,065
00:42:00	28,00	89,80	3,240	3,068	3,065
00:47:00	28,00	96,70	3,240	3,060	3,065

Como já era esperado, não tivemos grandes variações com relação à umidade relativa do ar, o gráfico da Figura 62 demonstra o comportamento da tensão de saída de ambos os pedais.

Com base no gráfico da Figura 62 ambos os pedais tiveram um ótimo desempenho com relação a variação da umidade relativa do ar.

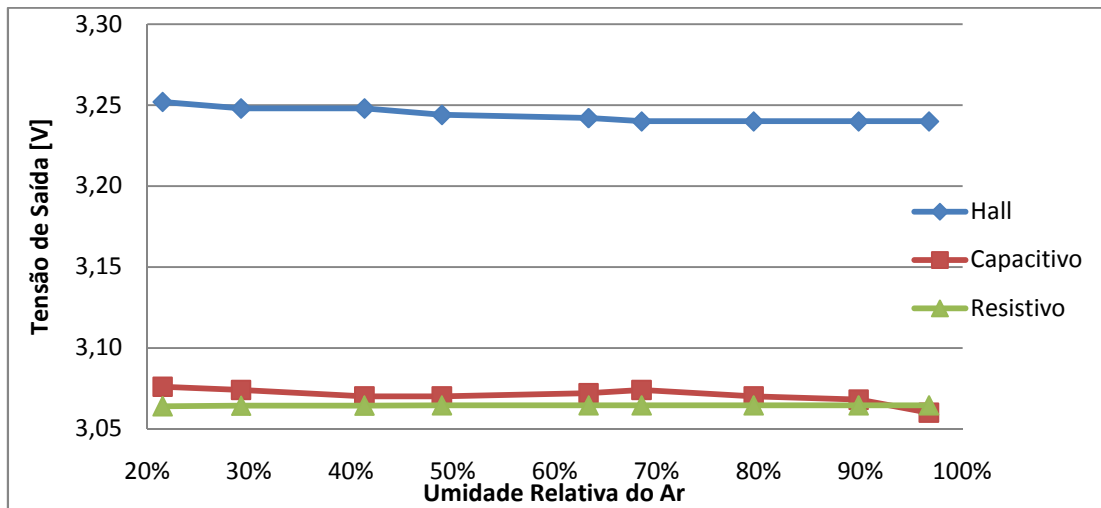


Figura 63 - Resultado do ensaio de umidade relativa do ar realizado na câmara climática

Com variações tão pequenas, teremos uma melhor visualização das diferenças deste comparativo no gráfico da Figura 64, onde é apresentado o erro relativo de cada pedal de acelerador.

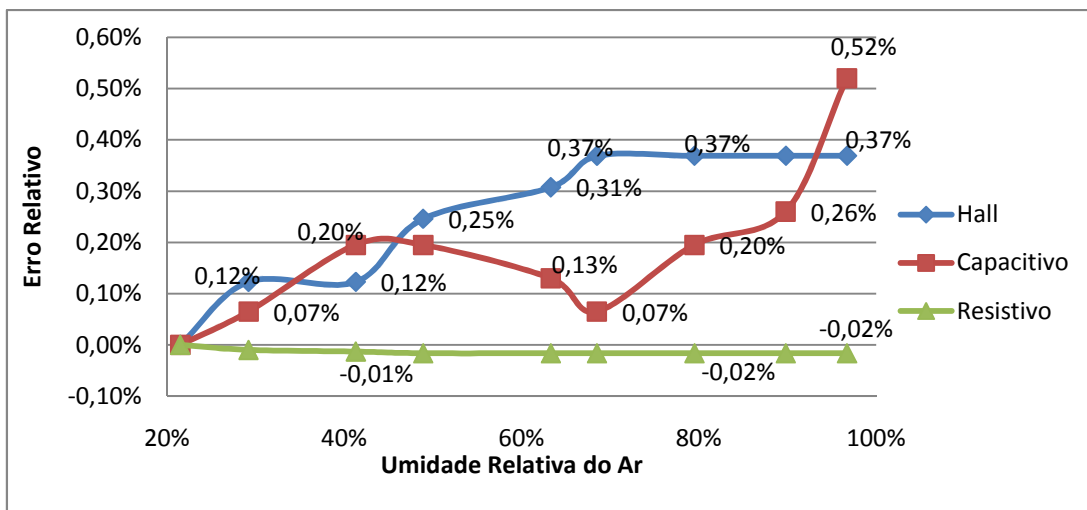


Figura 64 - Erro Relativo referente aos ensaios de umidade relativa do ar

Se comparado aos valores calculados no Capítulo 3, é possível notar que os dados obtidos possuem um erro muito maior do que o erro estimado e apesar de não ser uma preocupação pois ainda assim estes valores são muito pequenos, esta diferença está sendo causada pela impedância gerada pela umidade relativa e não pela variação de seu dielétrico, como o princípio de medição

utilizado foi a leitura da impedância do capacitor, o aumento da umidade relativa do ar gera uma impedância que acaba sendo medida em paralelo com o capacitor.

10 – Conclusões

Neste trabalho foi apresentado o desenvolvimento de um pedal de acelerador para aplicações automotivas que se caracteriza pela adoção de uma técnica inovadora que é a variação da capacitância de uma estrutura formada por placas paralelas.

O pedal desenvolvido apresenta vantagens sobre outros tipos de pedais existentes no mercado no tocante à robustez, tendo em vista a ausência de desgaste mecânico de partes essenciais, e na simplicidade dos circuitos de condicionamento.

A metodologia aplicada no desenvolvimento dos trabalhos teve como ponto de partida uma cuidadosa pesquisa bibliográfica, seguida da realização de simulações de uma estrutura concebida usando ferramentas computacionais como Maxwell e Comsol. Os resultados destas simulações trouxeram a confiança necessária para a construção de um protótipo que foi caracterizado, buscando avaliar seu desempenho nos aspectos de interesse da indústria automotiva. Assim, foi possível verificar que a linearidade na relação capacitância versus ângulo no deslocamento angular do pedal. Também foi constatado que o sinal de saída produzido pelo pedal desenvolvido é um pouco mais sensível à influência da temperatura do que o que foi observado com os pedais resistivos e magnéticos (Hall) encontrados no mercado. Enquanto os pedais comerciais mostraram um desvio máximo da tensão de meia escala próximos de 0,85% (Hall) e 1,19% (Resistivo), o desvio máximo observado no pedal desenvolvido foi de 2,5%. A influência da temperatura no desempenho dos pedais foi observada na faixa de -20°C a $+90^{\circ}\text{C}$. Nas medições realizadas com o pedal capacitivo, apenas o pedal foi submetido à variação térmica. O circuito de condicionamento foi mantido à temperatura ambiente, havendo, portanto, a possibilidade de incorporar ao circuito de condicionamento as devidas compensações à temperatura.

Também foi observada a influência da umidade relativa no desempenho do pedal, tendo como referências os pedais resistivo e magnético comerciais. Neste caso, as medições mostraram que a influência da umidade relativa no pedal capacitivo, sem qualquer tipo de proteção ou

blindagem a água, é comparável, na maior parte da faixa de operação, ao que ocorre com o pedal magnético (protegido e blindado).

Os sinais produzidos pelo novo pedal desenvolvido são plenamente compatíveis em níveis e consumo de energia, com outros pedais comerciais. Além disto, não contém elementos que o torne mais susceptível a interferências eletromagnéticas nem utiliza em seu circuito de condicionamento elementos que possam dar origem a radiações que causem interferências.

O resultado deste trabalho é a proposta de uma solução a um problema real da indústria automotiva, particularmente a falta de um pedal adequado ao conceito *drive by wire* que se caracterize pela robustez e baixo custo de produção.

11 – Recomendações para Trabalhos Futuros

- Desenvolvimento de um circuito integrado para condicionamento do sensor capacitivo com as devidas etapas de compensação térmica, e um conceito programável, onde seria possível selecionar o tipo de sinal de saída a ser utilizado;
- Estudo de diferentes geometrias visando outras aplicações dentro do veículo e ou para outras aplicações;
- Estudo de diferentes materiais a serem utilizados na produção do sensor capacitivo.

12 – Referências

ANSOFT. MAXWEL 3D. *3D electromagnetic-field simulation for high-Performance*.

Disponível em:

Baxter, L. K. (1996). *Capacitive Sensors Design and Applications*. IEEE PRESS Marketing by the institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc. ISBN: 0-7803-5351.

Galvis, R. A. (27 de junho de 2009.). *Simulação Numérica do Comportamento do Sensor de Capacitância para Monitoramento de Escoamento Multifásico do Tipo Core-Flow*.

Hella Technical Information Electronics. *Contactless Sensors*. Disponível em <http://www.hella.nl/produktion/HellaNL/WebSite/MiscContent/Download/Automobilindustrie/Electronics/ELO_X_By_Wire.pdf>.

Krummenacher, F. *A HIGH RESOLUTION CAPACITANCE-TO-FREQUENCY CONVERTER*. IEEE.

M. R. Haider, M. R. (2008). *A Lowpower Capacitance Measurement Circuit with High Resolution and High Degree of Linearity*. IEEE.

M.L.Bauer, A. M. (july 27, 1994). *Rotary Capacitance Transducers for Automotive Environments*. Oak Ridge,Tennessee.: Oak Ridge, National Laboratory, ver1.4.

Meijer., X. L. (2008). *Smart Sensor Systems*. John Wiley & Sons, Ltd.

NYCE, D. S. (2004). *Linear position sensors: theory and application*. Wiley-IEEE.

Or. Gemot Spiegelberg, D. A. (May 8-10,2002). *Using drive by wire technology to design integrated powertrain modules D-70546*. Stuttgart, Germany.: Proceedings of the American Control Conference Anchorage, AK.

Pallàs-Areny, R., & Webster, J. G. (2001). *Sensors and Signal Conditioning*. John Wiley & Sons. ISBN: 978-0-471-33232-9.

Paul., C. R. (2006). *INTRODUCTION TO ELECTROMAGNETIC COMPABILITY*. WILEY-INTERSCIENCE.

Reis Filho, C. A. (2006). *Tópicos em Circuitos Integrados Analógicos*. Brasil: Komedi.

Roumen Nojdelov, S. N. (21 september 2007). *CAPACITANCE METER*.

Seely, S. P. (1958). *Introduction to Electromagnetical Fields*. McGRAW-HILL BOOK.

Wilson, J. S. (2005). *Sensor technology handbook, Volume 1*. Newnes.